



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

**DISEÑO Y CONTROL DE UN CONVERTIDOR
ELECTRÓNICO DE POTENCIA DEL TIPO
REDUCTOR-ELEVADOR**

TESIS DE MAESTRIA EN CONTROL DE SISTEMAS

Martín Federico Ceci

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2017



Prefacio

Esta Tesis se presenta como parte de los requisitos para optar al grado Académico de Maestría en Control de Sistemas de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica “Alfredo Desages” (UNS-CONICET), durante el período comprendido entre junio de 2010 y mayo de 2017, bajo la dirección de la Dra. María Belén D’Amico, profesora adjunta del Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras e investigadora adjunta de CONICET.

Martín Federico Ceci
Bahía Blanca, 2017.



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el/...../....., mereciendo
la calificación de(.....)



Agradecimientos

*Si bien la ciencia es universal,
los científicos tienen patria
y por ella deben trabajar.*

por Alberto Bernado Houssay (1887 - 1971),
Premio Nobel Argentino (1947).

Durante todo el trayecto recorrido para llegar a la culminación de mi tesis, me he cruzado con muchas personas que de alguna u otra manera han aportado su granito de arena para que esto sea posible. Quiero darle las gracias a mi directora María Belén D'Amico que supo guiarme, aconsejarme, entenderme y aguantarme para conseguir mi sueño, fueron muchos años de esfuerzo. A todos los investigadores del IIIE pero, en particular, al grupo dirigido por Jorge Moiola que siempre estuvieron para darme una mano cuando tuve alguna complicación y supieron aconsejarme para poder salir adelante. A mi esposa María Julia Solari, que está a mi lado incondicionalmente compartiendo la vida, apoyando mis decisiones, escuchandome y aconsejandome cuando tuve mis momentos de fragilidad. Por todo el aguante, principalmente en los momentos de mi ausencia para poder culminar con el trabajo. A mi hijo Fausto por ser la luz que ilumina mi vida. A mis padres que me dieron la vida y la posibilidad de estudiar. A ellos les debo los valores que me guían y mis ideales, siempre estuvieron a mi lado apoyando cada una de mis decisiones. A mi familia toda por estar siempre presentes de alguna u otra manera. A mi familia política que acompañó este proceso desde el comienzo y siempre pude contar con ellos. A todos mis amigos, por simplemente, compartir la vida.



Resumen

Los convertidores conmutados dc-dc son circuitos electrónicos de potencia que transforman un nivel de tensión de corriente continua en otro nivel distinto mediante acciones de conmutación. En esta tesis se estudia un convertidor del tipo reductor-elevador pensado para aplicaciones donde varía la tensión de entrada, de la manera que ocurre normalmente en una batería. La topología deriva de la versión sincrónica del *Buck-Boost* no inversor. Dicho circuito admite el manejo independiente de sus dos pares de transistores. Gracias a esta flexibilidad, es posible plantear distintos modos de operación para mejorar la eficiencia del sistema.

La forma de trabajo del así llamado *Buck-Boost* de cuatro llaves se elige de acuerdo a la relación que existe entre el nivel de entrada y de salida. Se definen tres modos clásicos basados en los convertidores *Buck* (o reductor), *Buck-Boost* no inversor (o reductor-elevador no inversor) y *Boost* (o elevador). Para suavizar los transitorios durante los cambios de modo, se introducen dos modos adicionales que combinan períodos de conmutación operando como *Buck* con períodos operando como *Boost*. El desempeño de estas combinaciones depende fuertemente de cómo se defina la secuencia en que alternan estos períodos y de cómo se asignen los ciclos de trabajo de las llaves. Aún así, parecen ser más eficientes que la operación tradicional como *Buck-Boost* no inversor. Por ello, se plantea eliminar dicho modo de operación.

El control del convertidor se realiza en forma digital. Por ello, el comportamiento dinámico en los modos de operación clásicos es modelado mediante la técnica de variables de estado en tiempo discreto. A partir de estos modelos se desarrolla un procedimiento para determinar la secuencia adecuada a implementar en los modos combinados. El mismo se basa en la minimización del error medio cuadrático de la tensión de salida con respecto al valor medio deseado. Los ciclos de trabajo se asignan de tres formas distintas y se evalúa el efecto de las mismas. Mediante la linealización de los modelos en tiempo discreto, se diseña además un controlador capaz de regular la tensión de salida en todos los modos de operación.

Un prototipo de laboratorio diseñado y construido durante la tesis es utilizado para ensayar y verificar el comportamiento del convertidor en todos sus modos de funcionamiento. Para ello, se realizan distintas pruebas ante variaciones en la tensión entrada y perturbaciones en la carga. Los resultados de eficiencia obtenidos corroboran que la eliminación del modo *Buck-Boost* no inversor permite mejorar el desempeño del circuito conmutado y con ello, lograr un mejor aprovechamiento de la energía entregada al mismo.

Abstract

Dc-dc switching converters are power electronic circuits that transform a level of direct current voltage into another one by means of switching actions. A dc-dc up-down converter designed for applications where the input voltage varies as normally occurs in a battery is studied in this thesis. Its topology derives from the synchronous version of the noninverter Buck-Boost converter. This configuration permits the independent operation of the two pairs of transistors. Thanks to this flexibility, it is possible to propose different modes of operation to improve the efficiency of the system.

The form of operation of the so-called four switch Buck-Boost converter is chosen according to the relationship between the input and output levels. Three classic modes based on the well-known Buck, non-inverting Buck-Boost and Boost converters are defined. To improve transients during mode changes, two additional modes are introduced that combine switching periods operating as a Buck with periods operating as a Boost. The performance of these combinations strongly depends on how the sequence of alternations is delineated and on how the duty cycles of the switches are assigned. Even so, they seem to be more efficient than the traditional operation as a non-inverting buck-boost converter. Thus, the elimination of this mode of operation is proposed.

The converter is controlled in a digital form. So, the dynamic behavior in the classical modes is modeled by using the discrete-time state-space technique. Based on the obtained models, a procedure to determine which is the proper sequence to be applied in the combined modes is developed. It is based on the minimization of the square error of the output voltage with respect to the desired mean value. The duty cycles are assigned in three different ways and the effect of each of them is evaluated. Through the linearization of the discrete-time models, a controller capable of regulating the output voltage in all modes of operation is also implemented.

A laboratory prototype designed and built during the Thesis is used to test and verify the behavior of the converter in all its modes of operation. For this, different tests were performed in response to variations in input voltage and load disturbances.

Efficiency results corroborate that the elimination of the non-inverting buck-boost mode allows to improve the performance of the switched circuit and thus, to achieve a better management of the energy delivered to it.

Índice general

Índice de figuras	xv
Índice de tablas	xxiii
1. Introducción	1
1.1. Objetivos del trabajo	4
1.2. Organización de la Tesis	4
2. Convertidores conmutados dc-dc	7
2.1. Topologías clásicas	8
2.1.1. Convertidor <i>Buck</i> (o Reductor)	9
2.1.2. Convertidor <i>Boost</i> (o Elevador)	13
2.1.3. Convertidor <i>Buck-Boost</i> (o Reductor-Elevador)	16
2.2. Otras topologías	20
2.2.1. Convertidor SEPIC	20
2.2.2. Convertidor <i>Flyback</i>	23
2.2.3. Convertidor <i>Forward</i>	25
2.2.4. Convertidor <i>Full-Bridge</i>	27
3. <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves	31
3.1. Descripción de la topología	31
3.2. Distintos modos de operación	36
3.2.1. Modo <i>Buck</i> (o Reductor)	37
3.2.2. Modo <i>Boost</i> (o Elevador)	39
3.2.3. Modo <i>Buck-Boost</i> no inversor (o Reductor-Elevador no inversor)	41
3.2.4. Modos combinados <i>A</i> y <i>B</i>	44

ÍNDICE GENERAL

3.3. Diseño del filtro	50
3.3.1. Cálculo del valor del inductor	50
3.3.2. Cálculo del valor del capacitor	51
4. Modelado del <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves	53
4.1. Representación en variables de estado	54
4.2. Modelo de estados promediados	58
4.3. Modelo de estados en tiempo discreto	60
4.4. Linealización de los modelos	61
4.5. Simulaciones en tiempo discreto	63
4.5.1. Modo <i>Buck</i>	64
4.5.2. Modo <i>Boost</i>	66
4.5.3. Modo <i>Buck-Boost</i> no inversor	67
5. Control del <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves	69
5.1. Lazo de control <i>feedforward</i>	70
5.1.1. Cambio de modo de operación y actualización del ciclo de trabajo en estado estacionario	71
5.1.2. Cálculo de α y β	74
5.2. Lazo de control <i>feedback</i>	81
5.2.1. Diseño del Controlador	82
5.2.2. Respuestas del lazo de control completo	89
6. Diseño y construcción del <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves	93
6.1. Componentes del convertidor	93
6.1.1. Elección de los transistores S_1 , S_2 , S_3 y S_4	99
6.1.2. Elección de los diodos D_1 y D_2	100
6.2. Circuitos para el manejo de los transistores	101
6.3. Circuitos de sensado	104
6.3.1. Sensado de la tensión de entrada	106
6.3.2. Sensado de la tensión de salida	106
6.4. Unidad de procesamiento (DSP)	107
6.5. Implementación	108

7. Resultados Experimentales	113
7.1. Señales de conmutación	113
7.1.1. Modo <i>Buck</i>	114
7.1.2. Modo <i>Boost</i>	116
7.1.3. Modo <i>Buck-Boost</i> no inversor	118
7.1.4. Modo <i>A</i>	119
7.1.5. Modo <i>B</i>	121
7.2. Lazo de control <i>feedforward</i>	121
7.2.1. Cambios de modo de operación	121
7.2.2. Respuesta dinámica ante los cambios de modos	127
7.3. Lazo de control <i>feedback</i>	132
7.3.1. Respuesta del sistema operando dentro de cada modo	132
7.3.2. Respuesta del convertidor operando en distintos modos.	136
7.4. Eficiencia del sistema	138
8. Conclusiones	143
8.1. Trabajos futuros	145
A. Formas de onda básicas y sus valores RMS	147
B. Modelo circuital del convertidor	151
C. Esquemáticos eléctricos del prototipo	155
Referencias	161

ÍNDICE GENERAL

Índice de figuras

2.1. Diagrama circuital del convertidor <i>Buck</i> síncrono.	9
2.2. Formas de onda del convertidor <i>Buck</i> síncrono.	10
2.3. Diagrama circuital del convertidor <i>Boost</i> síncrono.	13
2.4. Formas de onda del convertidor <i>Boost</i> síncrono.	14
2.5. Diagrama circuital del convertidor <i>Buck-Boost</i> síncrono.	17
2.6. Formas de onda del convertidor <i>Buck-Boost</i> síncrono.	18
2.7. Diagrama circuital del convertidor SEPIC síncrono.	21
2.8. Formas de onda del convertidor SEPIC síncrono.	22
2.9. Diagrama circuital del convertidor <i>Flyback</i>	23
2.10. Formas de onda del convertidor <i>Flyback</i>	24
2.11. Diagrama circuital del convertidor <i>Forward</i>	25
2.12. Formas de onda del convertidor <i>Forward</i>	26
2.13. Diagrama circuital del convertidor <i>Full-Bridge</i>	27
2.14. Formas de onda del convertidor <i>Full-Bridge</i>	28
3.1. Diagrama circuital del convertidor <i>Buck-Boost</i> no inversor.	32
3.2. Convertidor <i>Buck-Boost</i> no inversor síncrono. (a) Diagrama circuital del convertidor. (b) Señales de comando de los pares de llaves $S_1 - S_3$ y $S_2 - S_4$	33
3.3. Diagrama circuital del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves.	34
3.4. Esquema de funcionamiento del <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves. (a) Operación de la fuente con los modos básicos <i>Buck</i> , <i>Buck-Boost</i> no inversor y <i>Boost</i> . (b) Operación de la fuente incluyendo los modos combinados <i>A</i> y <i>B</i>	35

ÍNDICE DE FIGURAS

3.5.	Convertidor en modo <i>Buck</i> . (a) Conmutación durante t_{on} , (b) Conmutación durante t_{off} , (c) Señal <i>PWM1</i> para las llaves S_1 y S_2 , (b) Señal <i>PWM2</i> para las llaves S_3 y S_4	38
3.6.	Convertidor en modo <i>Boost</i> . (a) Conmutación durante t_{on} , (b) Conmutación durante t_{off} , (c) Señal <i>PWM1</i> para las llaves S_1 y S_2 , (b) Señal <i>PWM2</i> para las llaves S_3 y S_4	40
3.7.	Convertidor en modo <i>Buck-Boost</i> no inversor. (a) Conmutación durante t_{on} , (b) Conmutación durante t_{off} , (c) Señal <i>PWM1</i> para las llaves S_1 y S_2 , (b) Señal <i>PWM2</i> para las llaves S_3 y S_4	42
3.8.	Modulación de las llaves en modo <i>A</i> . (a) Señal de <i>PWM1</i> para S_1 y S_2 con $\alpha = 3$. (b) Señal de <i>PWM2</i> para S_3 y S_4 con $\beta = 2$	45
3.9.	Formas de onda de tensión y corriente durante el modo <i>A</i>	46
3.10.	Modulación de las llaves en modo <i>B</i> . (a) Señal de <i>PWM1</i> para S_1 y S_2 con $\alpha = 2$. (b) Señal de <i>PWM2</i> para S_3 y S_4 con $\beta = 3$	47
3.11.	Formas de onda de tensión y corriente durante el modo <i>B</i>	48
4.1.	Señal de <i>PWM</i> genérica.	55
4.2.	Circuitos asociados a los modos de funcionamiento clásicos.	56
4.3.	Comportamiento en el arranque inicial del convertidor funcionando como <i>Buck</i> . (a) Respuesta transitoria. (b) Estado estacionario. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.	65
4.4.	Comportamiento del convertidor funcionando como <i>Buck</i> . (a) Escalón de 15V a 14V en la tensión de entrada. (b) Escalón de 6Ω a 10Ω en la carga. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital. . .	65
4.5.	Comportamiento en el arranque inicial del convertidor funcionando como <i>Boost</i> . (a) Respuesta transitoria. (b) Estado estacionario. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.	66
4.6.	Comportamiento del convertidor funcionando como <i>Boost</i> . (a) Escalón de 5V a 6V en la tensión de entrada. (b) Escalón de 6Ω a 10Ω en la carga. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital. . .	66
4.7.	Comportamiento en el arranque inicial del convertidor funcionando como <i>Buck-Boost</i> no inversor. (a) Respuesta transitoria. (b) Estado estacionario. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital. . .	67

4.8. Comportamiento del convertidor funcionando como <i>Buck-Boost</i> no inversor. (a) Escalón de 10V a 9V en la tensión de entrada. (b) Escalón de 6Ω a 10Ω en la carga. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.	67
5.1. Esquema de control del sistema.	70
5.2. Lazo de control <i>feedforward</i> del <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves.	71
5.3. Variación del ciclo de trabajo. (a) Asignación $d_1 = d_2$ con $\alpha = \beta = 1$ para los modos <i>A</i> y <i>B</i> . (b) Asignación $d_1 + d_2 = 1$ con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$ para el modo <i>A</i> y $\alpha = 1$ y $\beta = 2$ para el modo <i>B</i> . En rojo: V_{in} crece de 5V a 15V; en azul: V_{in} disminuye de 15V a 5V.	75
5.4. Diagrama de flujo del algoritmo de minimización de la función objetivo.	77
5.5. Comportamiento del convertidor ante un escalón en V_{in} de 12,5V (modo <i>Buck</i>) a 11,5V (modo <i>A</i>). (a) Respuesta transitoria y estacionaria. (b) Detalle del <i>ripple</i> de salida. En azul: asignación $d_1 = d_2$ con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$; en rojo: asignación $d_1 + d_2 = 1$ con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$; en cian: asignación d_1 y d_2 fijos con $\alpha = 5$ y $\beta = 2$	79
5.6. Comportamiento del convertidor ante un escalón en V_{in} de 7,5V (modo <i>Boost</i>) a 8,5V (modo <i>B</i>). (a) Respuesta transitoria y estacionaria. (b) Detalle del <i>ripple</i> de salida. En azul: asignación $d_1 = d_2$ con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$; en rojo: asignación $d_1 + d_2 = 1$, $\alpha = 1$ y $\beta = 2$; en cian: asignación d_1 y d_2 fijos, $\alpha = 1$ y $\beta = 3$	80
5.7. Lazo de control <i>feedback</i> del <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves.	82
5.8. Diagrama en bloques del sistema de control en pequeña señal.	84
5.9. Lugar de las raíces para los modos de operación básicos.	85
5.10. Amplitud y fase de la respuesta en frecuencia de la función transferencia de lazo en el dominio continuo para el convertidor operando como <i>Buck</i>	87
5.11. Amplitud y fase de la respuesta en frecuencia del controlador PI diseñado en el plano continuo W	88
5.12. Amplitud y fase de la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo incluyendo el controlador PI en el plano continuo W para el modo de operación <i>Buck</i>	89

ÍNDICE DE FIGURAS

5.13.	Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo <i>Buck</i> . (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 14V a 15V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 14V$)	91
5.14.	Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo <i>A</i> . (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 11,3V a 12,3V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 12V$).	91
5.15.	Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo <i>Buck-Boost</i> no inversor. (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 9,5V a 10,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 10V$).	91
5.16.	Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo <i>B</i> . (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 7,8V a 8,8V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 8V$).	92
5.17.	Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo <i>Boost</i> . (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 5,5V a 6,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 6V$).	92
6.1.	Diagrama en bloques del convertidor construido.	94
6.2.	Circuito del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves construido.	95
6.3.	Tensión y corriente del convertidor operando en modo <i>Buck</i>	96
6.4.	Tensión y corriente del convertidor operando en modo <i>Boost</i>	97
6.5.	Tensión y corriente del convertidor operando en modo <i>Buck-Boost</i> no inversor.	99
6.6.	Diagrama en bloques típico de una fuente de alimentación <i>bootstrap</i>	103
6.7.	Circuito de sensado de la tensión de entrada V_{in} y salida V_o	105
6.8.	Diagrama circuital de sistema implementado con los componentes seleccionados.	109
6.9.	Prototipo. (a) Inductor. (b) Capacitores de salida. (c) Transistores MOS-FET y diodos <i>Schottky</i> . (d) <i>Drivers</i> . (e) Circuitos de sensado de tensión de entrada y de salida.	110
6.10.	Sistema completo. (a) Placa del Convertidor + sensado de tensiones. (b) Placa de interconexión entre el Convertidor y el DSP. (c) DSP TMS320F2812.	111

7.1. Modo <i>Buck</i> . CH1: Señal <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal <i>PWM2</i> (verde). (a) Salidas del <i>Driver A</i> . CH3: <i>HD1</i> que maneja a S_1 (violeta); CH4: <i>LD2</i> que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del <i>Driver B</i> . CH3: <i>HD4</i> que maneja a S_4 (violeta); CH4: <i>LD3</i> que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).	115
7.2. Modo <i>Boost</i> . CH1: Señal <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal <i>PWM2</i> (verde). (a) Salidas del <i>Driver A</i> . CH3: <i>HD1</i> que maneja a S_1 (violeta); CH4: <i>LD2</i> que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del <i>Driver B</i> . CH3: <i>HD4</i> que maneja a S_4 (violeta); CH4: <i>LD3</i> que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).	117
7.3. Modo <i>Buck-Boost</i> no inversor. CH1: Señal <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal <i>PWM2</i> (verde). (a) Salidas del <i>Driver A</i> . CH3: <i>HD1</i> que maneja a S_1 (violeta); CH4: <i>LD2</i> que maneja a S_2 (roja). (b) Salidas del <i>Driver B</i> . CH3: <i>HD4</i> que maneja a S_4 (violeta); CH4: <i>LD3</i> que maneja a S_3 (roja).	118
7.4. Modo <i>A</i> con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$. CH1: Señal <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal <i>PWM2</i> (verde). (a) Salidas del <i>Driver A</i> . CH3: <i>HD1</i> que maneja a S_1 (violeta); CH4: <i>LD2</i> que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del <i>Driver B</i> . CH3: <i>HD4</i> que maneja a S_4 (violeta); CH4: <i>LD3</i> que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).	120
7.5. Modo <i>B</i> con $\alpha = 1$ y $\beta = 2$. CH1: Señal <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal <i>PWM2</i> (verde). (a) Salidas del <i>Driver A</i> . CH3: <i>HD1</i> que maneja a S_1 (violeta); CH4: <i>LD2</i> que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del <i>Driver B</i> . CH3: <i>HD4</i> que maneja a S_4 (violeta); CH4: <i>LD3</i> que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).	122
7.6. Esquema de indicación del modo de operación del convertidor construido. (a) Diagrama circuital; (b) Formas de onda del circuito.	123
7.7. Niveles de V_{aux} indicando los cambios de operación (CH4: roja) (sin los modos combinados) de acuerdo a la tensión V_{in} (CH3: violeta). (a) Aumento de 5V a 15V; (b) disminución de 15V a 5V.	124

ÍNDICE DE FIGURAS

7.8. Niveles de V_{aux} indicando los cambios de los cinco modos (CH4: roja) ante la variación de la tensión V_{in} (CH3: violeta). (a) Aumento de 5V a 15V; (b) disminución de 15V a 5V.	125
7.9. Niveles de V_{aux} indicando los cambios de operación (CH4: roja) sin el modo <i>Buck-Boost</i> no inversor ante la variación de la tensión V_{in} (CH3: violeta). (a) Aumento de 5V a 15V; (b) disminución de 15V a 5V. . . .	126
7.10. Respuesta del lazo <i>feedforward</i> para el convertidor cambiando entre el modo <i>Buck</i> y el modo <i>A</i> . (a) Escalón de V_{in} de 12,5V a 11,5V. (b) Escalón de V_{in} de 12,5V a 13,5V. CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	128
7.11. Respuesta del lazo <i>feedforward</i> para el convertidor cambiando entre el modo <i>A</i> y el <i>Buck-Boost</i> no inversor. (a) Escalón de V_{in} de 11V a 10V. (b) Escalón de V_{in} de 11V a 12V. CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	129
7.12. Respuesta del lazo <i>feedforward</i> para el convertidor cambiando entre el <i>Buck-Boost</i> no inversor y el modo <i>B</i> . (a) Escalón de V_{in} de 9V a 8V. (b) Escalón de V_{in} de 9V a 10V. CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	130
7.13. Respuesta del lazo <i>feedforward</i> para el convertidor cambiando entre el modo <i>B</i> y el <i>Boost</i> . (a) Escalón de V_{in} de 7,5V a 6,5V. (b) Escalón de V_{in} de 7,5V a 8,5V. CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	131
7.14. Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando como <i>Buck</i> . (a) Escalón en V_{in} de 13,5V a 14,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 14V$). CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	134

7.15. Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando en modo A. (a) Escalón en V_{in} de 11,3V a 12,3V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 12V$). CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	134
7.16. Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando como <i>Buck-Boost</i> no inversor. (a) Escalón en V_{in} de 9,5V a 10,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 10V$). CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	135
7.17. Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando en modo B. (a) Escalón en V_{in} de 7,8V a 8,8V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 8V$). CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	135
7.18. Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando como <i>Boost</i> . (a) Escalón en V_{in} de 5,5V a 6,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 6V$). CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	136
7.19. Respuesta del convertidor funcionando en los cinco modos de operación cuando V_{in} cambia como una rampa. (a) V_{in} aumentando de 5V a 15V. (b) V_{in} disminuyendo de 15V a 5V. CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	137
7.20. Respuesta del convertidor funcionando sin el modo <i>Buck-Boost</i> no inversor cuando V_{in} cambia como una rampa. (a) V_{in} aumentando de 5V a 15V. (b) V_{in} disminuyendo de 15V a 5V. CH1: Señal de control <i>PWM1</i> (amarilla), CH2: Señal de control <i>PWM2</i> (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).	137
7.21. Esquema armado para los ensayos de eficiencia.	139

ÍNDICE DE FIGURAS

7.22. Eficiencia del convertidor variando la tensión de entrada V_{in} y fijando distintas corrientes de salida I_o . Modos de funcionamiento: <i>Buck</i> , <i>Boost</i> , <i>Buck-Boost</i> no inversor, <i>A</i> y <i>B</i>	140
7.23. Eficiencia del convertidor variando la tensión de entrada V_{in} y fijando distintas corrientes de salida I_o . Modos de funcionamiento: <i>Buck</i> , <i>Boost</i> , <i>A</i> y <i>B</i>	140
7.24. Eficiencia del convertidor variando la corriente (potencia) de salida I_o para distintas tensiones de entrada V_{in}	141
A.1. Forma de onda continua más <i>ripple</i> lineal con valor medio.	148
A.2. Forma de onda pulsante con ciclo de trabajo <i>D</i> más <i>ripple</i> lineal con valor medio.	148
A.3. Forma de onda pulsante con ciclo de trabajo 1- <i>D</i> más <i>ripple</i> lineal con valor medio.	148
A.4. Forma de onda <i>ripple</i> lineal sin valor medio.	149
A.5. Forma de onda pulsante con ciclo de trabajo 1- <i>D</i> más <i>ripple</i> lineal sin valor medio.	149
B.1. Modelo circuital del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves a lazo abierto.	152
B.2. Modelo circuital del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves con el lazo <i>feedforward</i>	153
B.3. Modelo circuital del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves con el lazo <i>feedforward</i> y el lazo <i>feedback</i>	154
C.1. Esquemático del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves.	156
C.2. Esquemático de la etapa de sensado de tensión de entrada y de salida.	157
C.3. Esquemático de las fuentes auxiliares necesarias para alimentar los amplificadores de sensado y los <i>drivers</i> de los MOSFET.	158
C.4. <i>Layout</i> del prototipo construido.	159

Índice de tablas

3.1. Requerimientos de diseño del convertidor <i>Buck-Boost</i> de cuatro llaves.	51
4.1. Ecuaciones diferenciales para los modos de operación <i>Buck</i> , <i>Boost</i> y <i>Buck-Boost</i> no inversor.	57
4.2. Matrices de las representaciones en variables de estado para los modos de operación <i>Buck</i> , <i>Boost</i> y <i>Buck-Boost</i> no inversor.	58
4.3. Condiciones de simulación para cada modo de funcionamiento.	64
5.1. Histéresis en la tensión de entrada V_{in} para los cambios de modo.	72
5.2. Valores de α y β para las distintas asignaciones de d_1 y d_2	77
5.3. Sobremodulación de V_o para $d_1 = d_2$ y $d_1 + d_2 = 1$	81
5.4. Valores de los puntos de equilibrio.	83
5.5. Condiciones de simulación a lazo cerrado para cada modo de funcionamiento.	90
6.1. Valores máximos de tensión y corriente para el convertidor operando en modo <i>Buck</i> , <i>Boost</i> y <i>Buck-Boost</i> no inversor.	95
7.1. Niveles de tensión esperados de acuerdo al modo de funcionamiento.	124
7.2. Valores medidos de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios de modo. Ensayo realizado sin los modos combinados <i>A</i> y <i>B</i>	125
7.3. Valores medidos de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios entre los cinco modos previstos.	126
7.4. Valores de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios de modo. Ensayo sin el modo <i>Buck-Boost</i> no inversor	127

ÍNDICE DE TABLAS

7.5. Comparación de la eficiencia del prototipo con y sin el modo <i>Buck-Boost</i> no inversor para $I_o = 0,1A$ y $3A$	141
--	-----

Capítulo 1

Introducción

Un convertidor dc-dc es un circuito electrónico de potencia que transforma un nivel de tensión de corriente continua (o “dc” por *direct current*) en otro nivel distinto mediante acciones de conmutación. Básicamente, el circuito está compuesto por dispositivos de estado sólido como diodos y transistores (que actúan como llaves) y elementos que almacenan energía como inductores y capacitores [1, 13, 33]. La conmutación de las llaves puede realizarse de distintas maneras. Una técnica ampliamente conocida, y en particular, utilizada a lo largo de esta tesis, es la modulación por ancho de pulso o *PWM* (por sus siglas en inglés *Pulse With Modulation*). La misma consiste en aplicar al transistor una señal del tipo onda cuadrada con una frecuencia de conmutación fija. La relación que existe entre el tiempo en que la onda se encuentra en su nivel positivo (encendido del transistor) respecto del período del pulso se conoce como el ciclo de trabajo de la llave. La tensión de salida del convertidor queda así definida por la tensión de entrada y por el valor asignado a dicho ciclo de trabajo.

De acuerdo al nivel de tensión que se obtenga a la salida respecto a la fuente de alimentación de entrada, los convertidores dc-dc pueden clasificarse como reductores, elevadores o reductores-elevadores. En el primer caso, la tensión de salida es siempre menor que el voltaje de entrada mientras que en el segundo caso ocurre lo opuesto. Para los convertidores reductores-elevadores, la tensión de salida deseada puede ser mayor o menor que la tensión de entrada. Entre las topologías más conocidas pueden mencionarse el convertidor *Buck* (o reductor), *Boost* (o elevador) y los circuitos reductores-elevadores como el *Buck-Boost*, el *Buck-Boost* no inversor, el SEPIC y el *Fly-back*. Pueden encontrarse en la literatura una gran cantidad de circuitos más complejos

1. INTRODUCCIÓN

y con mayor número de elementos pasivos y dispositivos semiconductores [14, 21].

Los convertidores incluyen siempre un lazo de realimentación para controlar su ciclo de trabajo pues la tensión de salida debe mantenerse regulada aunque se produzcan cambios o perturbaciones, por ejemplo, en la carga o en la tensión de entrada. Tradicionalmente el tipo de controlador que se utiliza es analógico [1, 14, 36]. Con la evolución de los microprocesadores y de los procesadores de señales digitales (*DSP's*) la aplicación de lazos de control digitales se ha convertido también en una alternativa viable [4, 12, 31, 34]. De hecho, en los últimos años se han desarrollado circuitos integrados (ICs) dedicados y programables que implementan estrategias de control digitales [42]. Entre las ventajas que ofrece el control digital con respecto al analógico pueden mencionarse: menor sensibilidad al ruido, al paso del tiempo y a los cambios ambientales; flexibilidad para reprogramar los lazos de control; facilidad para la implementación de aplicaciones como monitoreo, diagnóstico y comunicación con otros dispositivos [42]; y, quizás la más importante, posibilidad de proponer leyes de control más complejas que tengan en cuenta no linealidades, variaciones paramétricas o tolerancias de construcción propias del convertidor y así mejorar su respuesta dinámica y regulación. Por otro lado, existen limitaciones dadas por la precisión finita del procesador, de los conversores analógicos/digitales y por retardos de muestreo y de procesamiento [16, 31, 35].

Debido a la conmutación de las llaves, el modelo que surge naturalmente de un convertidor dc-dc consiste en un conjunto de ecuaciones diferenciales (u ODEs por su nombre en inglés *Ordinary Differential Equations*) discontinuas, dificultando el análisis de su comportamiento y el diseño del controlador mediante un enfoque más ingenieril. Por ello, se utilizan comúnmente los modelos promediados [1, 14, 21]. Dichos modelos son continuos y surgen de promediar el valor que adquieren los estados en cada período de conmutación. De esta manera, resulta posible llegar a una función transferencia que permite simular el sistema de manera sencilla o diseñar el controlador analógico mediante las técnicas de control lineal. Sin embargo, al usar una unidad de procesamiento (microprocesador, *DSP* o IC dedicado), el control se realiza al inicio de cada pulso de conmutación y entonces resulta más natural considerar un modelo del convertidor que brinde información precisa de sus estados sólo en dicho instante de tiempo. A diferencia de los modelos promediados, estos modelos de tiempo discreto han demostrado ser capaces de brindar una mejor comprensión de los comportamientos dinámicos complejos detectados en la práctica [2, 11, 43].

Actualmente, los convertidores dc-dc están adquiriendo un rol especialmente importante en la industria de los dispositivos portátiles (desde sistemas satelitales y vehículos eléctricos hasta computadoras personales, teléfonos celulares, cámaras digitales, módems inalámbricos, dispositivos de audio, etc.) pues permiten incrementar la eficiencia de los sistemas y así prolongar la vida útil de sus elementos de almacenamiento de energía (baterías, pilas, etc.). En muchas de estas aplicaciones, el voltaje entregado por el elemento de almacenamiento se encuentra por encima del deseado cuando están a plena carga y luego es menor cuando se descarga. El uso de convertidores reductores-elevadores resulta más que apropiado en estos casos para mantener la tensión de trabajo constante. Sin embargo, en ciertos dispositivos críticos (elementos a muy baja escala o con requerimientos de elevada autonomía), es aún más crucial que el convertidor además permita llegar a eficiencias mayores al 90 % [27, 28].

A partir de esta necesidad, surge una topología en particular basada en el convertidor *Buck-Boost* no inversor. El circuito contiene cuatro llaves (transistores MOSFETs) que operan de a pares de manera independiente, lo que le brinda la flexibilidad de implementar distintas formas de operación y así poder incrementar aún más la eficiencia [39]. Este convertidor conocido como *Buck-Boost* de cuatro llaves, puede operar en cinco modos diferentes: un modo *Buck* cuando la tensión de entrada está por encima de la salida, un modo *Buck-Boost* no inversor cuando la tensión de entrada está cerca a la de salida, un modo *Boost* cuando la tensión de entrada está por debajo de la salida y en la transición entre estos modos clásicos, surgen el modo *A* y el modo *B* [8, 9, 24, 25]. Estos dos últimos consisten en la combinación de pulsos donde el circuito opera como *Buck* más otros donde opera como *Boost*. En el modo *A*, presente en la transición entre los modos *Buck* y *Buck-Boost* no inversor, el número de períodos como *Buck* es mayor o igual que el número de períodos como *Boost* lo que garantiza que la tensión de salida sea menor que la tensión de entrada. En el modo *B*, presente en la transición entre los modos *Buck-Boost* no inversor y *Boost*, la relación es inversa y esto permite que la tensión de salida pueda ser mayor que la tensión de entrada. La inserción de estos modos causan indefectiblemente nuevos tipos de transitorios y sobremodulaciones sobre la tensión de salida. Las técnicas para compensar estas dinámicas se encuentran en desarrollo como así también las estrategias de control para estabilizar y regular la tensión en todos los modos de operación [3, 23, 24, 25].

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Objetivos del trabajo

En esta tesis se propone el estudio, diseño, control e implementación de un convertidor reductor-elevador que posea una alta eficiencia y un buen desempeño para amplias variaciones de su tensión de entrada. Empleando la topología del *Buck-Boost* de cuatro llaves, se busca perfeccionar la estrategia de funcionamiento basada en distintos modos de operación. Se presta especial atención a la reducción de los transitorios ocasionados por las transiciones como así también a la sobremodulación que se produce en la tensión de salida producto de los modos *A* y *B*. El comportamiento de estas combinaciones depende fuertemente de cómo se defina la secuencia de operación y de cómo se asignen los ciclos de trabajo de las llaves. Por ello, se plantean y analizan distintas alternativas.

El lazo de control se realiza de manera digital y por ello, se desarrollan modelos en tiempo discreto del convertidor para cada modo clásico de funcionamiento. A partir de estos modelos, se propone un procedimiento para determinar la secuencia adecuada a implementar en los modos combinados. Luego, se diseña además un controlador sencillo que sea capaz de regular la tensión de salida en todos los modos de operación. El comportamiento del sistema completo se evalúa mediante simulaciones y ensayos experimentales. Para la implementación del control se utiliza un *DSP* especialmente pensado para aplicaciones de potencia (convertidores dc-dc, motores, etc.) brindando una amplia flexibilidad para el manejo de las llaves del circuito.

1.2. Organización de la Tesis

En el Capítulo 2 se presentan los convertidores *Buck*, *Boost* y *Buck-boost* como así también otras topologías reductoras-elevadoras comúnmente utilizadas. Para cada uno de los circuitos, se realiza un análisis de sus principios básicos de funcionamiento y se muestran las formas de onda de tensión y corriente sobre sus componentes principales. En las topologías clásicas se incluye además una descripción de las pérdidas más relevantes.

En el Capítulo 3 se introduce el convertidor estudiado a lo largo de la tesis. Se muestra su operación en los modos de conmutación *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor y se introducen los nuevos modos de funcionamiento *A* y *B*. Dichos modos cumplen la función de suavizar los transitorios que se producen en las transiciones

cuando se elige trabajar en los tres modos clásicos, al mismo tiempo que mejoran la eficiencia del sistema. Por ello, se analiza la alternativa de reducir o anular el modo *Buck-Boost* no inversor, que causa las mayores pérdidas, y reemplazarlo por estos modos.

El modelado del *Buck-Boost* de cuatro llaves se presenta en el Capítulo 4. Primeramente, se realiza un repaso de las técnicas de modelado tradicionales en tiempo continuo. Luego, se deducen los modelos de variables de estado en tiempo discreto para los principales modos de operación (*Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor). Se realizan simulaciones de los modelos y se comparan con el comportamiento que presenta un modelo circuital construido para tal fin.

En el Capítulo 5 se presenta la arquitectura utilizada para el control del *Buck-Boost* de cuatro llaves. Este control está compuesto por dos lazos: uno del tipo *feedforward* utilizado para definir los modos de operación y las distintas asignaciones para los ciclos de trabajo de las llaves en estado estacionario; y el otro del tipo *feedback* que cumple el rol de regular la tensión de salida. Se introduce además un procedimiento que permite determinar cuáles son las secuencias más adecuadas para implementar en los modos *A* y *B* [5, 6]. Sobre el final del capítulo se presentan simulaciones a lazo cerrado usando el modelo circuital en todos sus modos de operación, verificando así el correcto funcionamiento de la etapa completa de control.

El diseño y la construcción del prototipo de laboratorio se detalla en el Capítulo 6. Se seleccionan los distintos componentes como transistores y diodos, los circuitos (o *drivers*) que deben comandar las llaves de potencia seleccionadas, las etapas de sensado de la tensión de entrada y de salida y el procesador *DSP* que ejecuta los algoritmos de control.

Los resultados experimentales se presentan y analizan en el Capítulo 7. En una primera instancia, se realizan mediciones con el convertidor a lazo abierto que permiten corroborar la correcta operación en cada uno de los modos de conmutación posibles. Luego, se verifica el funcionamiento del lazo de control *feedforward*. Por último, se agrega el lazo de control *feedback* y se comprueba la regulación de la tensión de salida en cada modo de operación y también, sobre todo el rango posible de la tensión de entrada. Para completar las mediciones, se realizan ensayos de eficiencia.

Las conclusiones junto con los trabajos a futuros se presentan en el Capítulo 8. La lista de referencias al final de esta tesis brinda un panorama general de los recientes

1. INTRODUCCIÓN

desarrollos en el tema abordado y de los principales libros que se encuentran disponibles sobre los convertidores conmutados dc-dc.

Capítulo 2

Convertidores conmutados dc-dc

En la actualidad existen una gran variedad de topologías de convertidores conmutados, cuyas características surgen muchas veces de las necesidades planteadas en las aplicaciones (tensión de entrada, tensión de salida, potencia, aislación, etc). Así, por ejemplo, si se requiere que la tensión de salida sea menor o mayor que la tensión de entrada, entonces se utilizan convertidores reductores o elevadores, respectivamente. Otras veces, se necesitan circuitos que puedan realizar los dos tipos de conversiones. En esos casos, se emplean convertidores reductores-elevadores.

Ciertas aplicaciones requieren aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida del convertidor. Los transformadores utilizados en estas topologías permiten no sólo obtener la aislación requerida sino también reducir o elevar la tensión cambiando la relación de vueltas entre los bobinados del primario y del secundario. Con el avance de la tecnología se han logrado dispositivos semiconductores capaces de conmutar a altas frecuencias, lo que permite construir transformadores más pequeños reduciendo el volumen de los circuitos. Además construyendo transformadores con múltiples bobinados es posible obtener con un número reducido de componentes convertidores de múltiples salidas [36]. Sin embargo, en comparación con las topologías no aisladas, las topologías aisladas poseen menor eficiencia pues el transformador de aislación sigue siendo el elemento donde se concentran las pérdidas más importantes.

En este capítulo, se presentan las topologías clásicas conocidas como convertidor *Buck*, *Boost* y *Buck-boost*. Se repasan sus principios de funcionamiento, sus formas de onda, las relaciones de tensión en estado estacionario, etc. En principio, todos los componentes (transistores, diodos, inductores, capacitores, etc) se consideran ideales

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

y luego, se describen las pérdidas parásitas básicas que pueden encontrarse en estos convertidores [21]. Estas expresiones resultarán de utilidad en el desarrollo de la tesis. Para poner en contexto la topología elegida, se incluye una sección conteniendo otros convertidores reductores-elevadores utilizados también en distintas aplicaciones. En general, contienen un mayor número de componentes o poseen un transformador, reduciendo así la eficiencia del circuito.

2.1. Topologías clásicas

Se describen en esta sección las tres topologías no aisladas más clásicas. En sus versiones más simples, la conmutación de estos circuitos se realiza mediante un transistor (normalmente, del tipo MOSFET) actuando como llave y un diodo (comúnmente, del tipo *Schottky*). Para mejorar aún más el rendimiento, se aplica normalmente la técnica de rectificación sincrónica [13]. Esto significa que en paralelo con el diodo se agrega otro transistor (también tipo MOSFET). De esta manera, la caída de tensión en el diodo es reemplazada por el camino de baja resistencia del transistor, reduciendo las pérdidas por conducción. Sin embargo, el agregado de este transistor genera una posible condición de cortocircuito, que se podría dar si ambos transistores permanecen en estado de conducción durante un cierto intervalo de tiempo. Para eliminar este tipo de inconveniente, los circuitos que comandan estos dispositivos generan un tiempo muerto (o *dead time*) durante el cual ninguno de los transistores conduce. Considerando que los convertidores poseen entre sus componentes un inductor, el diodo provee un camino de conducción para la corriente durante el intervalo de tiempo donde ninguno de los transistores conduce.

La rectificación sincrónica permite además la circulación de corriente en las llaves en sentido bidireccional, descartando la posibilidad de que el convertidor entre en modo de conducción discontinua [14, 21]. Esta forma de operación normalmente ocurre cuando la variación en la corriente del inductor es grande y la corriente de salida es pequeña. Al descargarse el inductor por completo, la corriente intenta cambiar el sentido de circulación. Si el circuito se diseña con diodos (en lugar de llaves bidireccionales), la misma se mantiene en cero hasta tanto vuelva a cargarse el inductor. Desde el punto de vista del control, tener una topología sincrónica simplifica los desarrollos a realizar pues se necesita un único modelo para representar el comportamiento del convertidor.

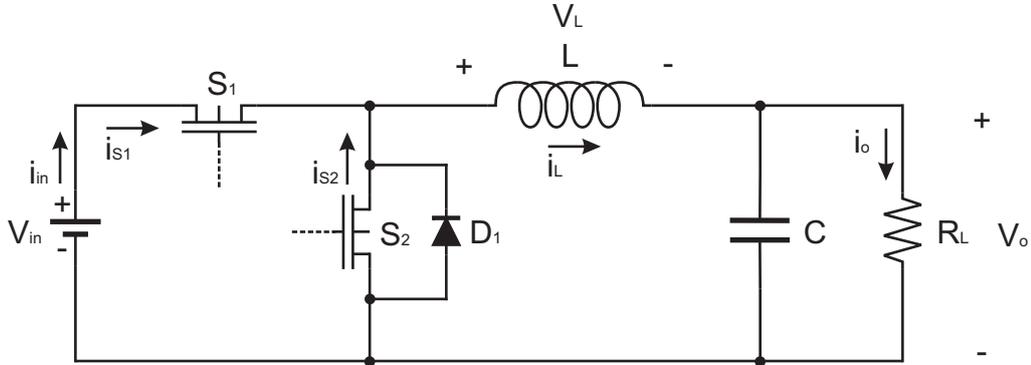


Figura 2.1: Diagrama circuital del convertidor *Buck* sincrónico.

2.1.1. Convertidor *Buck* (o Reductor)

El convertidor *Buck* es una de las topologías no aisladas más conocidas. Este convertidor es reductor, lo que significa que en estado estacionario la tensión de salida V_o siempre es menor (o igual para el caso ideal) que la tensión de entrada V_{in} . En la Figura 2.1 se muestra el circuito básico formado por las llaves S_1 y S_2 , el diodo D_1 , el inductor L y el capacitor de salida C . La llave S_1 se comanda a través de una señal *PWM* de período T_s . La versión complementaria de esa forma de onda se aplica a S_2 .

Las formas de onda de la tensión y la corriente por el inductor L y de las corrientes en los elementos activos S_1 y S_2 en un período de conmutación T_s se presentan en la Figura 2.2. Durante el intervalo t_{on} , la llave S_1 se encuentra encendida y la llave S_2 apagada, el inductor L se carga a través de la fuente V_{in} aumentando la corriente i_L . Al mismo tiempo, se carga el capacitor C y se alimenta la carga R_L . En el intervalo $t_{off} = T_s - t_{on}$, la llave S_1 se encuentra apagada y S_2 encendida, el inductor descarga la energía almacenada sobre el capacitor C y la carga R_L . El filtro *LC* se encarga de filtrar la forma de onda pulsante producida por la conmutación de S_1 y S_2 y así obtener en la salida el nivel deseado de corriente continua. El capacitor C absorbe la mayor parte de las componentes de alta frecuencia de la corriente que circula por el inductor, reduciendo la ondulación (o *ripple*) de la tensión de salida.

En estado estacionario, el valor medio de la tensión sobre el inductor es cero. Realizando el balance volt-segundo sobre la forma de onda de V_L mostrada en la Figura 2.2, se puede encontrar que

$$(V_{in} - V_o) d T_s - V_o (1 - d) T_s = 0,$$

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

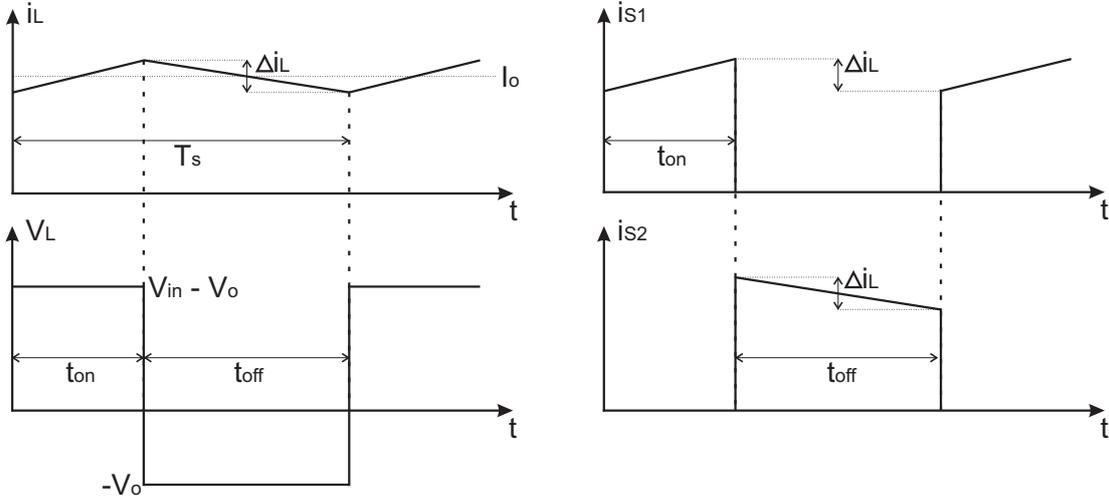


Figura 2.2: Formas de onda del convertidor *Buck* sincrónico.

donde d se define como el ciclo de trabajo de la llave S_1 y se calcula como $d = t_{on}/T_s$. Despejando V_o , se obtiene la relación de tensión entrada-salida en estado estacionario

$$V_o = d V_{in}. \quad (2.1)$$

Por conservación de la energía, si se desprecian las pérdidas en los componentes, se cumple que la potencia de entrada es igual a la de salida. Entonces,

$$P_{in} = P_o \implies I_{in} V_{in} = I_o V_o \implies I_{in} = I_o \frac{V_o}{V_{in}}. \quad (2.2)$$

Reemplazando (2.1) en (2.2), se llega a que, idealmente, la relación entrada-salida de corriente para el convertidor *Buck* es

$$I_{in} = d I_o. \quad (2.3)$$

Como se puede observar de (2.1), la tensión de salida varía linealmente con el ciclo de trabajo d . Como el rango del ciclo de trabajo es $0 < d < 1$, la tensión de salida V_o siempre es menor que la tensión de entrada V_{in} . Por otro lado, se puede notar de (2.3) que la corriente de entrada es siempre menor que la corriente de salida. De las formas de onda de la Figura 2.2 se aprecia que la corriente de entrada $i_{in} = i_{S_1}$ presenta un comportamiento pulsante. Para aplicaciones de bajo ruido, se requiere realizar el filtrado de esta forma de onda con el fin de reducir el *ripple* de corriente entregado por la fuente y las emisiones electromagnéticas [14].

Para realizar el análisis de eficiencia del convertidor *Buck*, se considerarán las pérdidas por conducción y por conmutación que se producen en el circuito de la Figura 2.1. Las pérdidas por conducción se representan como resistencias parásitas conectadas en serie con los elementos ideales. Así, se tiene que r_{ds} es la resistencia de encendido de los transistores y r_L y r_C son las *ESR* (del inglés *Equivalent Series Resistance*) del inductor L y el capacitor C , respectivamente. Luego, la potencia disipada en dichos elementos puede ser calculada a partir de las formas de onda de corriente de la Figura 2.2 (véase el Apéndice A). Las pérdidas por conmutación se calculan a través de la capacidad de salida C_{ds} de las llaves. Cabe mencionar que se desprecian las pérdidas en el núcleo del inductor y en los circuitos que manejan las señales de encendido y apagado de los transistores. Además, se considera que todas las llaves son iguales.

Para la llave S_1 se tiene que el valor eficaz (o *rms*) de la corriente (ver Apéndice A) es

$$I_{S1rms} = I_o \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}.$$

Por ello, las pérdidas por conducción son

$$P_{S1-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} d I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

Suponiendo que la capacidad de salida C_{ds} del transistor es lineal [21], las pérdidas por conmutación se pueden calcular como

$$P_{S1-sw} = \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_{in}^2.$$

Así, las pérdidas totales en la llave S_1 son

$$P_{S1} = P_{S1-dc} + P_{S1-sw} = r_{ds} d I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_{in}^2. \quad (2.4)$$

En cuanto a S_2 , el valor eficaz de la corriente es

$$I_{S2rms} = I_o \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2},$$

con lo cual, las pérdidas por conducción son

$$P_{S2-dc} = r_{ds} I_{S2rms}^2 = r_{ds} (1-d) I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

Las pérdidas por conmutación son las mismas que para la llave S_1 , es decir, $P_{S_2-sw} = P_{S_1-sw}$. Entonces, las pérdidas totales en la llave S_2 están dadas por

$$P_{S_2} = P_{S_2-dc} + P_{S_2-sw} = r_{ds} (1 - d) I_o^2 (1 + \frac{1}{12} (\frac{\Delta i_L}{I_o})^2) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_{in}^2. \quad (2.5)$$

En el caso del inductor L , el valor *rms* de la corriente es

$$I_{Lrms} = I_o \sqrt{1 + \frac{1}{12} (\frac{\Delta i_L}{I_o})^2},$$

entonces las pérdidas están dadas por

$$P_L = r_L I_{Lrms}^2 = r_L I_o^2 (1 + \frac{1}{12} (\frac{\Delta i_L}{I_o})^2). \quad (2.6)$$

En cuanto al capacitor de salida C , se supone que todo el valor medio de la corriente que circula por la bobina es derivado a la carga R_L , es decir, sólo el *ripple* de corriente Δi_L pasa por el capacitor. Por ello, la corriente *rms* en el capacitor es

$$I_{Crms} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}}$$

y, por ende, las pérdidas son

$$P_C = r_C I_{Crms}^2 = r_C \frac{\Delta i_L^2}{12}. \quad (2.7)$$

Finalmente, la potencia total disipada (pérdidas) en el proceso de conversión está dada por

$$\begin{aligned} P_{disipada} &= P_{S_1} + P_{S_2} + P_L + P_C \\ &= (r_{ds} + r_L) I_o^2 + (r_{ds} + r_L + r_C) \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_{in}^2. \end{aligned}$$

Entonces, una aproximación de la eficiencia real que presenta el convertidor se puede obtener de calcular

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{P_o}{P_o + P_{disipada}} = \frac{I_o^2 R_L}{(R_L + r_{ds} + r_L) I_o^2 + (r_{ds} + r_L + r_C) \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_{in}^2}. \quad (2.8)$$

Como podría esperarse, para corrientes de salida suficientemente grandes, la eficiencia del convertidor depende principalmente de la relación que exista entre R_L y las resistencias parásitas r_L y r_{ds} . Normalmente $R_L \gg r_{ds} + r_L$ y entonces, η alcanza valores superiores al 90 % – 95 % [29, 38]. A medida que I_o es menor, toman relevancia las pérdidas por conmutación y en el capacitor y en consecuencia, la eficiencia tiende a disminuir.

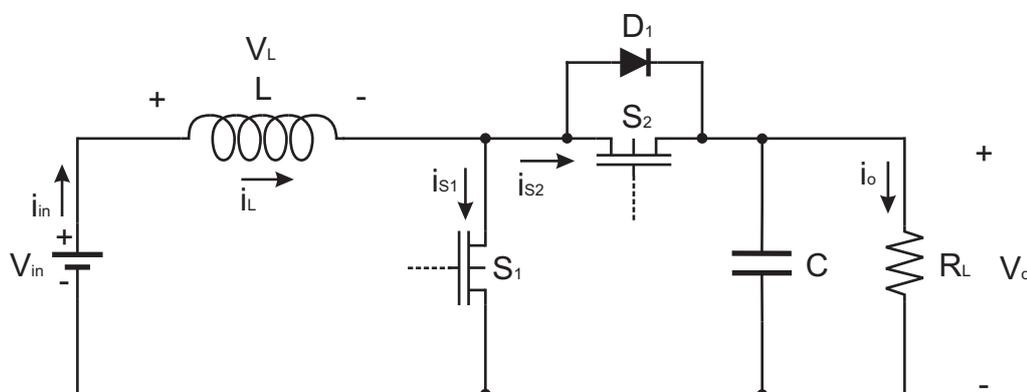


Figura 2.3: Diagrama circuital del convertidor *Boost* sincrónico.

2.1.2. Convertidor *Boost* (o Elevador)

En la Figura 2.3 se muestra el esquema circuital del convertidor *Boost* formado por los mismos componentes que el circuito anterior. Las principales formas de onda en un período de conmutación T_s se presentan en la Figura 2.4. Este circuito es elevador con lo cual, en estado estacionario, la tensión de salida V_o es siempre mayor (o igual para el caso ideal) que la tensión de entrada V_{in} .

Durante el intervalo t_{on} , la llave S_1 se encuentra encendida y la llave S_2 apagada, el inductor L se carga a través de la fuente V_{in} aumentando la corriente i_L . Al mismo tiempo, el capacitor C se encarga de alimentar la carga R_L . En el intervalo $t_{off} = T_s - t_{on}$, la llave S_1 se encuentra apagada y S_2 encendida, el inductor L descarga la energía almacenada disminuyendo la corriente i_L , alimentando la carga R_L y cargando el capacitor C . En esta topología el inductor L se comporta como una fuente de corriente y el capacitor C absorbe la mayor parte de las componentes de alta frecuencia de la corriente pulsante que circula por la llave S_2 , reduciendo las componentes de *ripple* en la salida para obtener así una tensión continua.

En este convertidor el *ripple* de corriente sobre C es mayor que para el convertidor anterior, por lo tanto para la misma capacidad C la topología *Boost* tiene un *ripple* mayor en la tensión de salida que el *Buck*. O, dicho en otras palabras, el convertidor *Boost* tiene que ser construido con un valor de capacidad mayor que el que se usaría en un *Buck* para tener un mismo valor de *ripple* en la tensión de salida.

En estado estacionario, el valor medio de la tensión sobre el inductor es cero. Realizando el balance volt-segundo sobre la forma de onda de la tensión V_L mostrada en

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

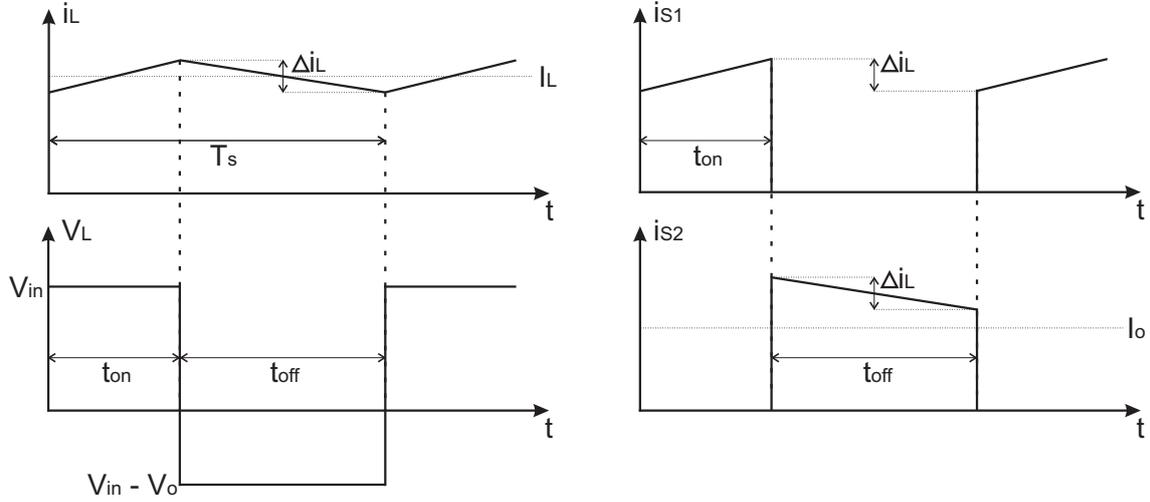


Figura 2.4: Formas de onda del convertidor *Boost* sincrónico.

la Figura 2.4, se tiene que

$$V_{in} d T_s + (V_{in} - V_o) (1 - d) T_s = 0,$$

con el ciclo de trabajo de la llave S_1 definido como $d = t_{on}/T_s$. Despejando V_o , se obtiene la relación entrada-salida de tensión

$$V_o = \frac{1}{1 - d} V_{in}. \quad (2.9)$$

Considerando el principio de conservación de la energía y despreciando las pérdidas en los componentes, resulta nuevamente $I_{in} = I_o \frac{V_o}{V_{in}}$. Reemplazando por (2.9), se llega a que la relación entrada-salida de corriente es

$$I_{in} = \frac{1}{1 - d} I_o. \quad (2.10)$$

Como se puede observar de (2.9), la tensión de salida V_o siempre es mayor que la tensión de entrada V_{in} para el rango $0 < d < 1$. Por otro lado, de acuerdo a (2.10), la corriente de entrada será mayor que la corriente de salida. De las formas de onda de la Figura 2.4 se aprecia que la corriente de entrada $i_{in} = i_L$ es continua, lo cual permitiría prescindir del filtrado de la entrada con el fin de disminuir las emisiones electromagnéticas.

Para analizar la eficiencia del convertidor *Boost*, se consideran las pérdidas en los componentes del circuito de la misma manera que se hizo para la topología reductora.

En este caso, el valor eficaz de la corriente en la llave S_1 (ver Apéndice A) es

$$I_{S1rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}.$$

Entonces, sus pérdidas por conducción son

$$P_{S1-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

Por otro lado, suponiendo que la capacidad de salida del transistor es lineal [21], las pérdidas por conmutación se pueden calcular como

$$P_{S1-sw} = \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_o^2.$$

Así, las pérdidas totales en la llave S_1 están dadas por

$$P_{S1} = P_{S1-dc} + P_{S1-sw} = r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_o^2. \quad (2.11)$$

Respecto a la llave S_2 , el valor *rms* de la corriente es

$$I_{S2rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

de manera que las pérdidas por conducción son

$$P_{S2-dc} = r_{ds} I_{S2rms}^2 = r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

Las pérdidas por conmutación son las mismas que en la llave S_1 , es decir, $P_{S2-sw} = P_{S1-sw}$. Así, las pérdidas totales en la llave S_2 son

$$P_{S2} = P_{S2-dc} + P_{S2-sw} = r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_o^2. \quad (2.12)$$

En el caso del inductor L , el valor eficaz de la corriente es

$$I_{Lrms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

y, entonces, las pérdidas están dadas por

$$P_L = r_L I_{Lrms}^2 = r_L \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (2.13)$$

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

Para el capacitor de salida C se puede asumir que todo el nivel medio de la corriente que circula por la llave S_2 es derivado a la carga R_L . Por ello, la corriente eficaz que circula a través del capacitor es

$$I_{Crms} = I_o \frac{1}{\sqrt{1-d}} \sqrt{d + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

y, por ello, las pérdidas se calculan como

$$P_C = r_C I_{Crms}^2 = r_C \frac{I_o^2}{1-d} \left(d + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (2.14)$$

De esta manera, la potencia total disipada por el convertidor *Boost* es

$$\begin{aligned} P_{disipada} &= P_{S1} + P_{S2} + P_L + P_C \\ &= [r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)] \frac{I_o^2}{(1-d)^2} + [r_{ds} + r_L + r_C(1-d)] \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_o^2, \end{aligned}$$

y, al igual que para el caso anterior, una aproximación de la eficiencia real del circuito se obtiene como

$$\eta = \frac{I_o^2 R_L}{[R_L + \frac{r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)}{(1-d)^2}] I_o^2 + [r_{ds} + r_L + r_C(1-d)] \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_o^2}. \quad (2.15)$$

Como puede observarse, la eficiencia presenta un comportamiento similar a (2.8) en relación a los valores de la corriente I_o . Se evidencia en (2.15) además que η depende del ciclo de trabajo de la llave. Para corrientes I_o elevadas, podría suceder que η disminuya para tensiones de entrada V_{in} mucho menores que V_o (pues d aumenta). Por otro lado, puede verse que las pérdidas por conmutación son menores que en el convertidor *Buck* para un mismo valor de tensión de salida pues $V_{in} > V_o$ en ese circuito.

2.1.3. Convertidor *Buck-Boost* (o Reductor-Elevador)

En las Figuras 2.5 y 2.6 se muestran el diagrama circuital y las principales formas de onda de este tipo de convertidor reductor-elevador. Esta topología es construida con los mismos componentes que los circuitos anteriores distribuyendo las llaves en distintos lugares. Se logra así que la tensión de salida V_o en estado estacionario puede ser menor

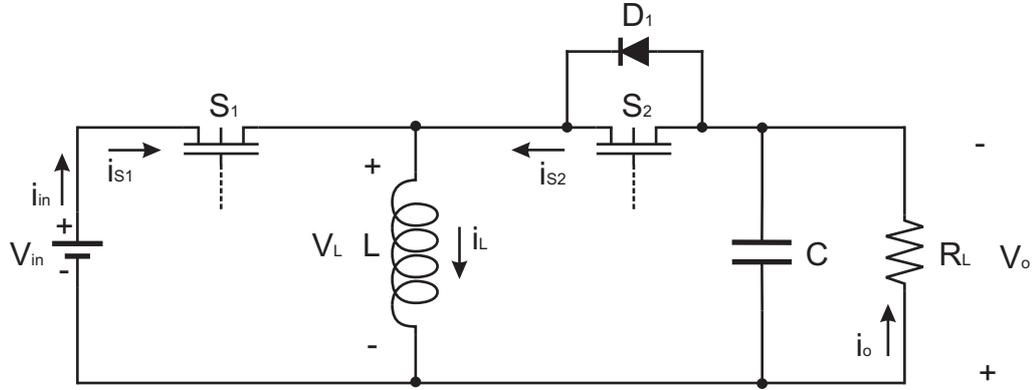


Figura 2.5: Diagrama circuital del convertidor *Buck-Boost* síncrono.

o mayor que la tensión de entrada V_{in} . A diferencia de los convertidores *Buck* y *Boost*, este circuito invierte la polaridad de la tensión de salida V_o respecto de la entrada.

Durante el intervalo t_{on} , la llave S_1 se encuentra encendida y la llave S_2 apagada. Así, el inductor L se carga a través de la fuente V_{in} aumentando la corriente i_L y, al mismo tiempo, el capacitor C se encarga de alimentar la carga R_L . En el intervalo $t_{off} = T_s - t_{on}$, la llave S_1 se encuentra apagada y S_2 encendida. El inductor L descarga la energía almacenada disminuyendo la corriente i_L , alimentando la carga R_L y cargando el capacitor C . Análogamente a lo que ocurre con la topología anterior, el inductor L se comporta como una fuente de corriente mientras que el capacitor C absorbe la mayor parte de las componentes de alta frecuencia de la corriente pulsante que circula por la llave S_2 , reduciendo las componentes de *ripple* en la salida obteniendo así una tensión continua.

Salvando la diferencia de polaridad, la etapa de salida de este convertidor es igual a la de la topología *Boost*. Por ello, el *ripple* de corriente que circula por C también es mayor que aquel del convertidor *Buck*. Esto hace que para obtener el mismo *ripple* de tensión en la salida que en el *Buck*, el *Buck-Boost* requiera un valor de capacidad mucho mayor al igual que el *Boost*.

Realizando el balance volt-segundo en estado estacionario sobre la forma de onda de la tensión V_L mostrada en la Figura 2.6, se puede encontrar que

$$V_{in} d T_s - V_o (1 - d) T_s = 0,$$

donde d es el ciclo de trabajo de la llave S_1 definido como $d = t_{on}/T_s$ y T_s es el período

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

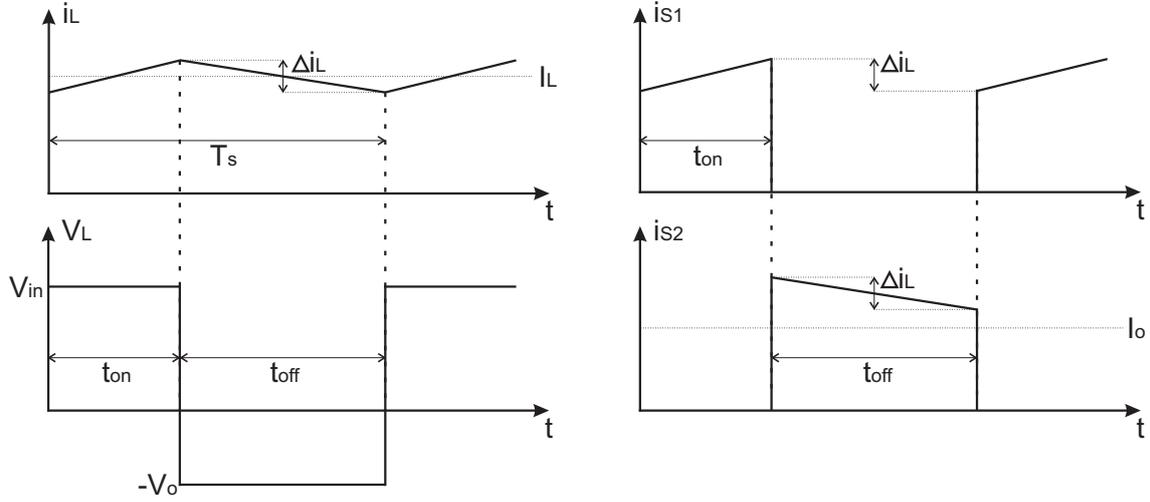


Figura 2.6: Formas de onda del convertidor *Buck-Boost* sincrónico.

de conmutación. Despejando V_o , la relación entrada-salida de tensión es

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_{in}. \quad (2.16)$$

Despreciando las pérdidas en los componentes, $P_{in} = P_o$ y entonces, $I_{in} = I_o \frac{V_o}{V_{in}}$. Reemplazando por (2.16), se llega a la relación entrada-salida de corriente

$$I_{in} = \frac{d}{1-d} I_o. \quad (2.17)$$

Como se puede deducir de (2.16), la tensión de salida V_o será menor que la tensión de entrada V_{in} para el rango del ciclo de trabajo d entre 0 y 0,5. Por otro lado, la tensión de salida V_o será mayor que la tensión de entrada V_{in} para el rango de d entre 0,5 y 1. El análisis inverso se aplica para la relación de corriente (2.17). De la observación de las formas de onda mostradas en la Figura 2.6 se aprecia que la corriente de entrada $i_{in} = i_{S1}$ presenta un comportamiento pulsante, lo cual podría requerir para aplicaciones de bajo ruido el filtrado de esta forma de onda con el fin de reducir el *ripple* de corriente entregado por la fuente y por consiguiente las emisiones electromagnéticas [14].

Para determinar la eficiencia del convertidor *Buck-Boost*, se consideran los mismos tipos de pérdidas que se tuvieron en cuenta en las topologías anteriores. De acuerdo a

las formas de onda de la Figura 2.6, el valor eficaz de la corriente que circula por la llave S_1 (ver Apéndice A) es

$$I_{S1rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

y entonces, las pérdidas por conducción de este componente son

$$P_{S1-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

Por otro lado, las pérdidas por conmutación se pueden calcular como

$$P_{S1-sw} = \frac{1}{2T_s} C_{ds} (V_{in} + V_o)^2.$$

Luego, las pérdidas totales en la llave S_1 son

$$P_{S1} = P_{S1-dc} + P_{S1-sw} = r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} (V_{in} + V_o)^2. \quad (2.18)$$

En cuanto a S_2 , el valor *rms* de la corriente es

$$I_{S2rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

lo que implica que las pérdidas por conducción son

$$P_{S2-dc} = r_{ds} I_{S2rms}^2 = r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

Las pérdidas por conmutación son iguales a las que posee la llave S_1 . Por ello, las pérdidas totales resultan

$$P_{S2} = P_{S2-dc} + P_{S2-sw} = r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} (V_{in} + V_o)^2. \quad (2.19)$$

Los valores eficaces I_{Lrms} e I_{Crms} son los mismos que los expresados para el convertidor *Boost* y por ello, las pérdidas por conducción en el inductor L y en el capacitor C son

$$P_L = r_L \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right), \quad (2.20)$$

$$P_C = r_C \frac{I_o^2}{1-d} \left(d + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (2.21)$$

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

Entonces, la potencia total disipada en el proceso de conversión es

$$\begin{aligned}
 P_{disipada} &= P_{S1} + P_{S2} + P_L + P_C \\
 &= [r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)] \frac{I_o^2}{(1-d)^2} + [r_{ds} + r_L + r_C(1-d)] \frac{\Delta i_L^2}{12} \\
 &\quad + \frac{1}{T_s} C_{ds} (V_{in} + V_o)^2,
 \end{aligned}$$

con lo cual

$$\eta = \frac{I_o^2 R_L}{[R_L + \frac{r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)}{(1-d)^2}] I_o^2 + [r_{ds} + r_L + r_C(1-d)] \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} (V_{in} + V_o)^2}.$$

Para I_o suficientemente alta, este convertidor presenta un rendimiento muy similar al convertidor *Boost*. Sin embargo, para corrientes de salida bajas, la eficiencia disminuye debido a que las pérdidas por conmutación son mayores que en el caso anterior.

2.2. Otras topologías

Se describen a continuación algunas de las topologías reductoras-elevadoras más conocidas. Excepto por el SEPIC, el resto de los circuitos derivan, en realidad, de los convertidores no aislados presentados en la Sección 2.1. Así, por ejemplo, el convertidor *Flyback* deriva del *Buck-Boost* mientras que los convertidores *Forward* y *Full-Bridge* derivan del *Buck*. Los convertidores aislados que derivan del *Boost* poseen estructuras similares a aquellos que derivan del *Buck* salvo por algunos elementos básicos que son intercambiados de lugar [14]. La implementación sincrónica de todos estos circuitos es mucho más compleja y no siempre conduce a mejoras sustanciales en la eficiencia de los mismos [13]. En esos casos, se presentan los principios de funcionamiento y las formas de onda básicas en sus versiones originales con diodos y llaves. Para mantener un paralelismo con la sección anterior, se restringe el análisis solo al modo de operación en conducción continua.

2.2.1. Convertidor SEPIC

El convertidor SEPIC es otra de las topologías reductoras-elevadoras no aisladas comúnmente utilizadas. A diferencia del convertidor *Buck-Boost* descrito anterior-

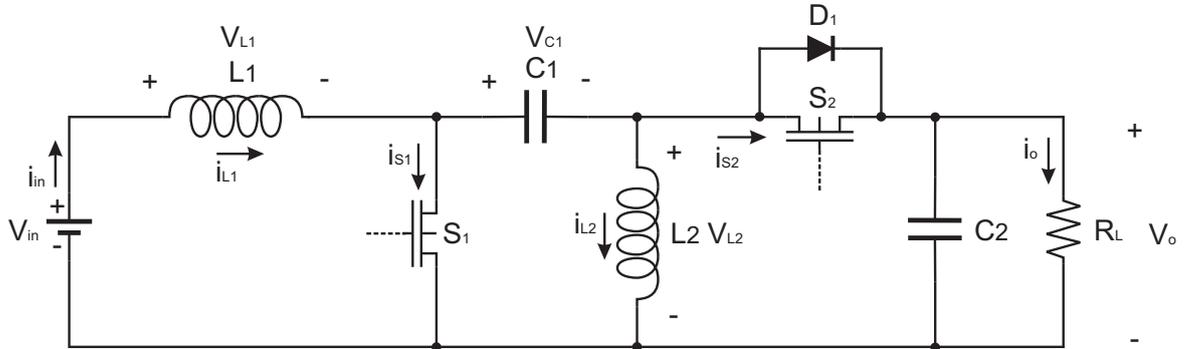


Figura 2.7: Diagrama circuital del convertidor SEPIC sincrónico.

mente, la tensión de salida V_o posee la misma polaridad que la tensión de entrada V_{in} . Sin embargo, éste presenta una bobina y un capacitor adicionales.

El diagrama circuital y las formas de onda más distintivas sobre un período de conmutación T_s se presentan en las Figuras 2.7 y 2.8, respectivamente. Durante el intervalo t_{on} , la llave S_1 se encuentra encendida y la llave S_2 apagada, el inductor L_1 se carga a través de la fuente V_{in} aumentando la corriente i_{L1} . A su vez, el capacitor C_1 carga el inductor L_2 aumentando la corriente i_{L2} mientras que el capacitor C_2 se encarga de alimentar la carga R_L . En el intervalo $t_{off} = T_s - t_{on}$, se apaga S_1 y se enciende S_2 . El inductor L_1 descarga la energía almacenada alimentando los capacitores C_1 , C_2 y también a la carga R_L y por ello, disminuye la corriente i_{L1} . Por otro lado, el inductor L_2 también descarga su energía almacenada (disminuye la corriente i_{L2}) cargando así al capacitor C_2 y alimentando a la carga R_L . El filtro formado por L_2 y C_2 se encarga de filtrar la forma de onda pulsante producida por la conmutación de S_1 y S_2 para obtener en la salida el nivel de corriente continua deseado. El capacitor C_2 es quien absorbe la mayor parte de las componentes de alta frecuencia de la corriente pulsante que circula por la llave S_2 , reduciendo las componentes de *ripple* de tensión en la salida.

En estado estacionario, el valor medio de la tensión sobre los inductores es cero. Por lo tanto, la tensión sobre el capacitor C_1 es igual a V_{in} . Realizando el balance volt-segundo sobre la forma de onda de la tensión V_{L1} en la Figura 2.8, resulta

$$V_{in} d T_s + (V_{in} - V_{C1} - V_o) (1 - d) T_s = 0,$$

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

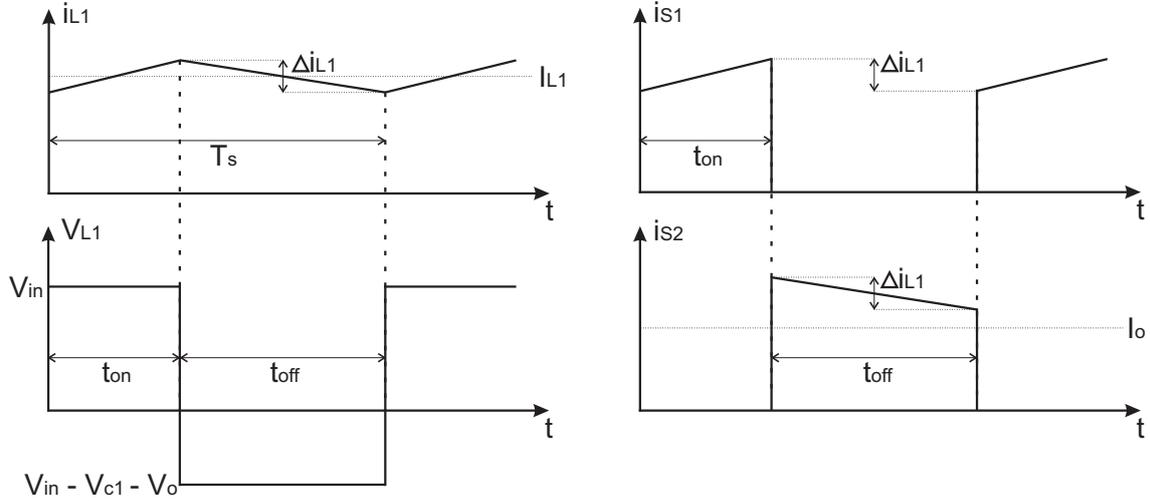


Figura 2.8: Formas de onda del convertidor SEPIC sincrónico.

con $d = t_{on}/T_s$. Reemplazando $V_{C1} = V_{in}$ y despejando V_o , se obtiene la relación entrada-salida de tensión

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_{in}. \quad (2.22)$$

Despreciando las pérdidas en los componentes, se tiene que $P_{in} = P_o \implies I_{in} V_{in} = I_o V_o$ y entonces, la relación entrada-salida de corriente es

$$I_{in} = \frac{d}{1-d} I_o. \quad (2.23)$$

Como se puede observar de (2.22) y (2.23), se logran las mismas relaciones entrada-salida que las obtenidas con el convertidor *Buck-Boost*. Así, el convertidor actúa como reductor de tensión si $0 < d < 0,5$ y como elevador si $0,5 < d < 1$. Lo opuesto ocurre con las corrientes. De las formas de onda de mostradas en la Figura 2.8 se aprecia que $i_{in} = i_{L1}$ es continua. Al igual que la topología *Boost*, esta característica permite prescindir del filtrado de la entrada para disminuir las emisiones electromagnéticas. Este convertidor posee dos componentes pasivos más que los convertidores no aislados desarrollados anteriormente. Por esta razón, es esperable que las pérdidas por conducción se vean incrementadas y por ende, la eficiencia de la topología sea menor para las mismas condiciones de trabajo.

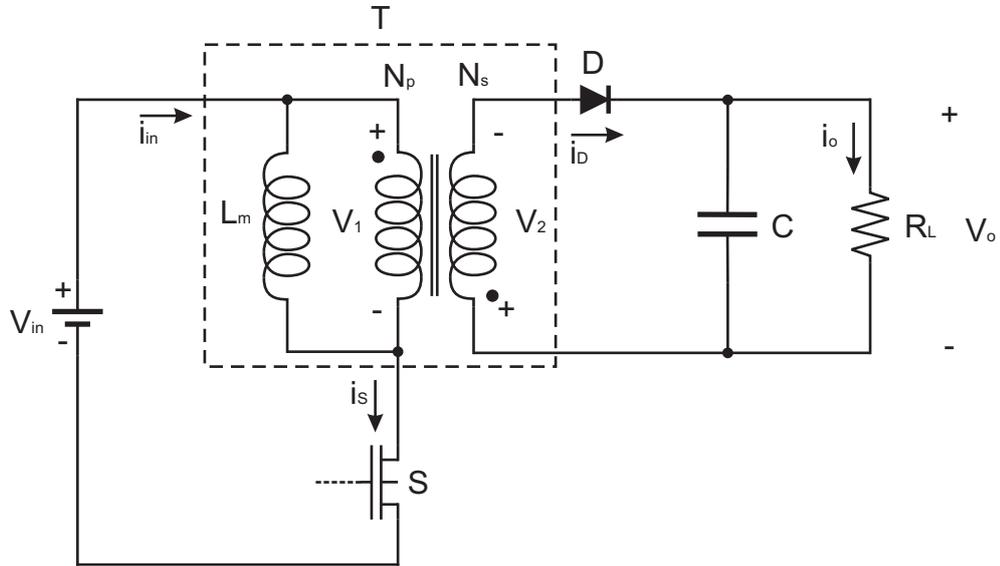


Figura 2.9: Diagrama circuital del convertidor *Flyback*.

2.2.2. Convertidor *Flyback*

Como puede verse en la Figura 2.9, el convertidor *Flyback* deriva del convertidor *Buck-Boost* (Figura 2.5) donde el inductor L es reemplazado por dos bobinados acoplados magnéticamente. A los fines prácticos, este nuevo elemento es visto como un transformador T y por ello, se modela en el diagrama circuital como un transformador ideal con relación de transformación $N_p : N_s$ más un inductor de magnetización L_m que representa a la energía necesaria para magnetizar el núcleo del mismo. La utilización de un único transistor de conmutación implica que el transformador T sólo se utiliza en una mitad de la curva B-H del núcleo.

En la Figura 2.10 se presentan algunas de las formas de onda de este circuito. Cuando la llave S se encuentra encendida (intervalo t_{on}), la corriente i_{in} del primario del transformador aumenta almacenando energía en su núcleo (a través de L_m). Debido a la polaridad impuesta por los devanados, la tensión V_{in} reflejada en el secundario polariza en inversa el diodo D haciendo que durante este intervalo de tiempo la carga R_L sea alimentada por el capacitor C . Cuando la llave S se apaga (intervalo $t_{off} = T_s - t_{on}$), la energía almacenada en el inductor L_m es transferida al secundario. Así, se polariza en directa el diodo D y se carga el capacitor C , al mismo tiempo que alimenta la carga R_L . Nótese que, por la forma de funcionamiento de este convertidor, la energía a transferir

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

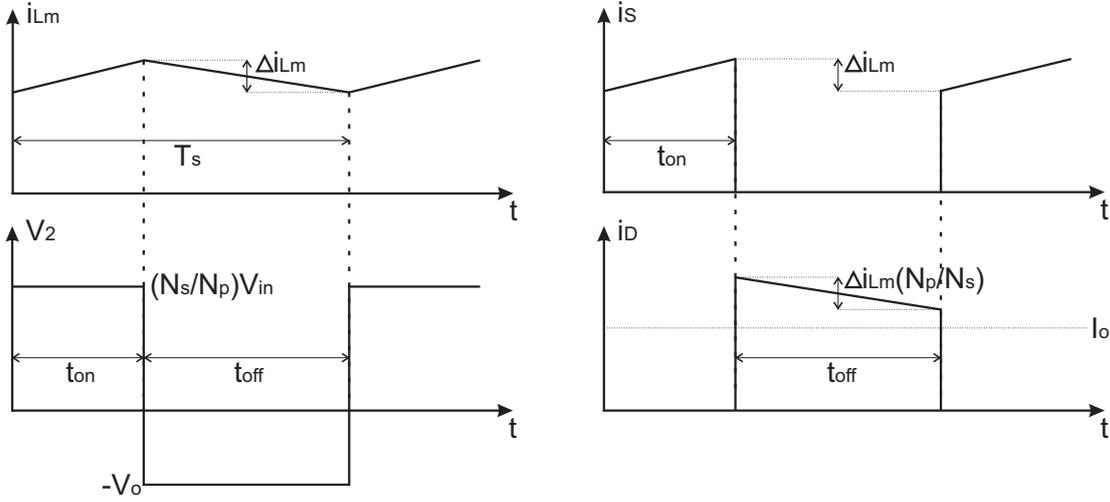


Figura 2.10: Formas de onda del convertidor *Flyback*.

es almacenada en el campo magnético del transformador durante cierto intervalo de tiempo. Por ello, el tamaño del núcleo es mayor en comparación con otras topologías donde la energía entre primario y secundario es transferida instantáneamente y sólo se almacena la energía de magnetización.

Realizando el balance volt-segundo en un período T_s sobre la forma de onda de la tensión V_2 en el secundario del transformador (Figura 2.10), se tiene que

$$\frac{N_s}{N_p} V_{in} d T_s - V_o (1 - d) T_s = 0,$$

donde $d = t_{on}/T_s$, N_p y N_s son el número de vueltas del primario y secundario respectivamente. Despejando V_o , se obtiene la relación entrada-salida de tensión en estado estacionario

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{d}{1 - d} V_{in}. \quad (2.24)$$

Como puede observarse, la relación de tensión corresponde a la del convertidor *Buck-Boost* (2.16) escalada por la inversa de la relación de vueltas (N_p/N_s) del transformador T . Como se ve en la Figura 2.9, la tensión de salida es sólo filtrada por el capacitor C , que debe absorber la corriente pulsante de la salida. Esta topología es ampliamente usada en aplicaciones de baja potencia desde 20W hasta 200W.

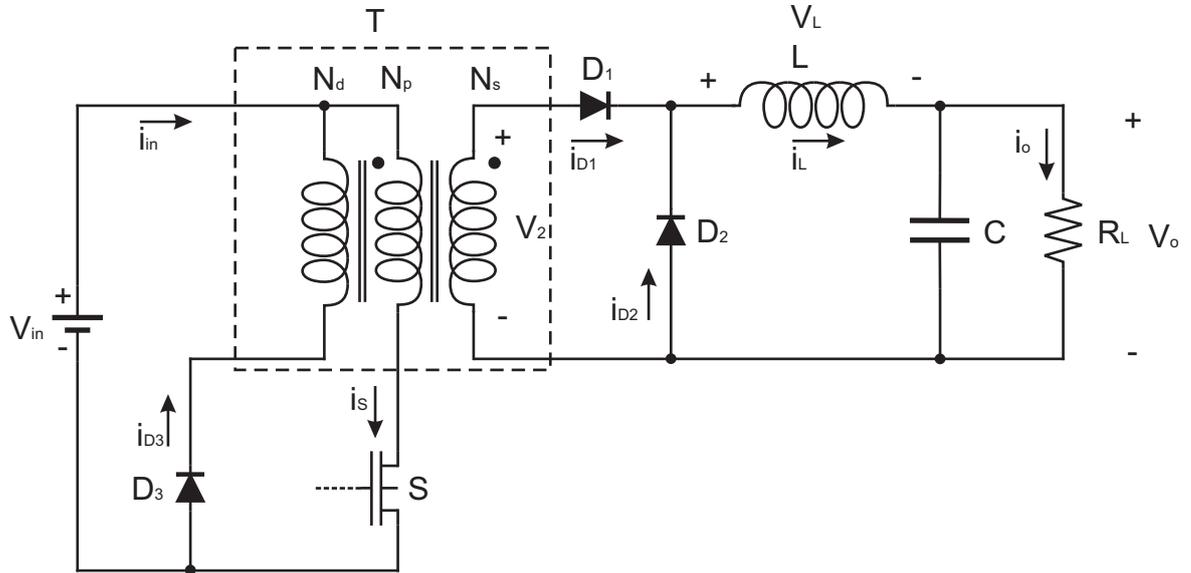


Figura 2.11: Diagrama circuital del convertidor *Forward*.

2.2.3. Convertidor *Forward*

En las Figuras 2.11 y 2.12 se presentan el esquema circuital y las principales formas de onda del convertidor *Forward*. Como se mencionó anteriormente, el mismo deriva del convertidor *Buck* (Figura 2.1) donde se modificó el circuito de entrada para incorporar la acción del transformador T . A diferencia del convertidor *Flyback*, esta topología sí tiene una acción de transformación propiamente dicha pues transfiere la energía de la entrada a la salida en el mismo intervalo de tiempo.

Mientras la llave S se encuentra encendida (intervalo t_{on}), la corriente i_{in} del primario del transformador aumenta transfiriendo la energía al secundario. Debido a la polaridad de los devanados, la tensión V_{in} reflejada polariza en directa el diodo D_1 y por ende en inversa el diodo D_2 , aumentando la corriente en el inductor L y alimentado la carga R_L al mismo tiempo que se carga el capacitor C . Cuando la llave S se apaga ($t_{off} = T_s - t_{on}$), no se transfiere más energía al secundario y el diodo D_1 deja de conducir haciendo que L fuerce su conducción a través de D_2 . Durante este tiempo, la corriente por L disminuye para alimentar la carga R_L .

Debido a que en el núcleo de transformador queda circulando la corriente de magnetización y como la tensión de fuente es siempre positiva, se debe agregar un tercer devanado (N_d) con el fin de desmagnetizar el núcleo y así evitar la posible satura-

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

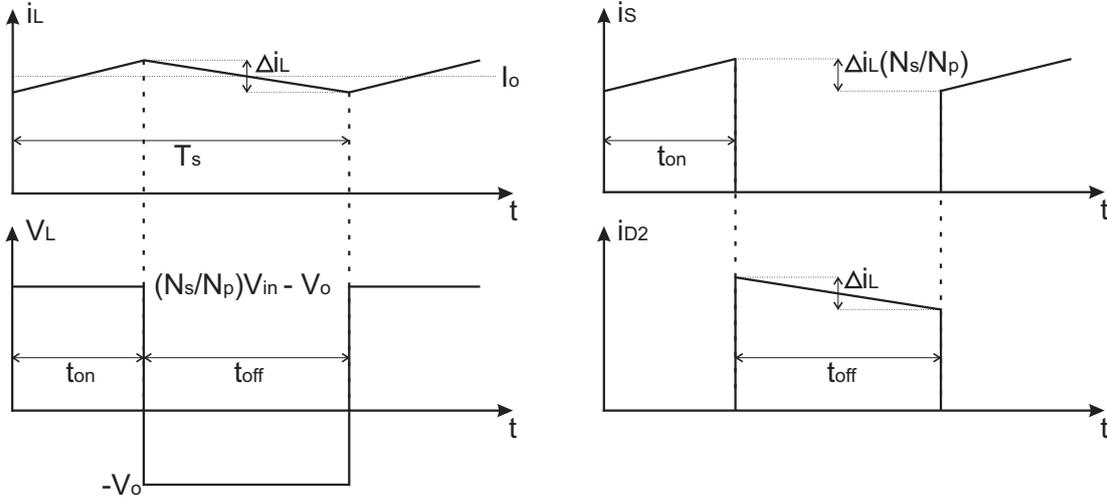


Figura 2.12: Formas de onda del convertidor *Forward*.

ción del mismo, derivando en la falla del convertidor. Se debe tener en cuenta que la desmagnetización se debe realizar antes del próximo intervalo t_{on} .

Realizando el balance volt-segundo en un período T_s sobre la forma de onda de la tensión V_L (Figura 2.12), resulta

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_o\right) d T_s - V_o (1 - d) T_s = 0,$$

donde $d = t_{on}/T_s$ y N_p y N_s son el número de vueltas del primario y secundario del transformador, respectivamente. Así, la relación entrada-salida de tensión en estado estacionario está dada por

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} d V_{in}. \quad (2.25)$$

Como puede observarse, la relación de tensión es igual a la obtenida para el caso del convertidor *Buck* (2.1) escalada por la inversa de la relación de vueltas (N_p/N_s) del transformador T . También tienen en común que la salida es filtrada por el circuito LC . De hecho, el capacitor C sólo absorbe las variaciones de la corriente del inductor, disminuyendo así el *ripple* de la tensión. El uso de esta topología se restringe a aplicaciones de baja y media potencia entre 30W y 500W.

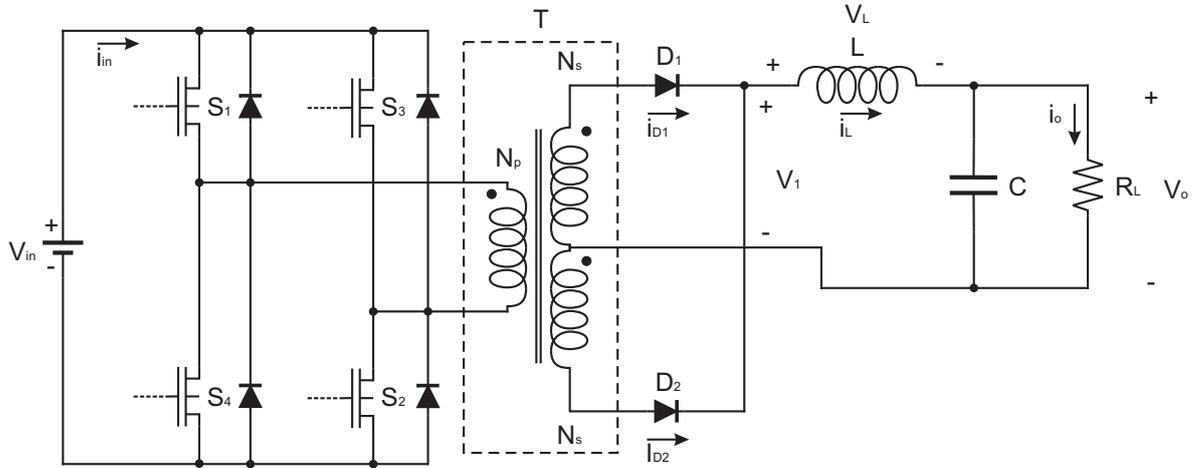


Figura 2.13: Diagrama circuital del convertidor *Full-Bridge*.

2.2.4. Convertidor *Full-Bridge*

El convertidor *Full-Bridge* es otra de las topologías originadas a partir del convertidor *Buck* (Figura 2.1). Como se muestra en la Figura 2.13, el circuito de entrada se modifica para incorporar el transformador T , de manera similar al caso del convertidor *Forward*. El convertidor *Full-Bridge* puede ser implementado con un transformador con o sin punto medio. En ambos casos se requiere un rectificador de onda completa a la salida del secundario para luego poder filtrar y obtener la componente de corriente continua deseada. La versión derivada del *Boost*, denominada *Full-Bridge Boost*, se obtiene al sacar el inductor del circuito de salida y colocarlo en serie con la fuente de alimentación en el circuito de entrada [14]. A diferencia de los otros convertidores, la conmutación de las llaves del *Full-Bridge* se realiza por pares ($S_1 - S_2$) y ($S_3 - S_4$) y en forma alternada. La señales de comando de las llaves son periódicas (de período T_s) pero están desfasadas entre sí en $T_s/2$. Para evitar el solapamiento de los encendidos de las llaves y por consiguiente, posibles cortocircuitos en la fuente, el ciclo de trabajo aplicado a cada par debe ser menor a 0,5.

Cuando el par de llaves ($S_1 - S_2$) se encuentra encendido (intervalo t_{on}) la tensión de fuente V_{in} es aplicada sobre el primario del transformador. Esta tensión se refleja en el secundario de manera tal que polariza en directa el diodo D_1 y en inversa el diodo D_2 . Esto hace que la tensión V_1 sea positiva y la corriente por el inductor i_L aumente (se almacena energía) al mismo tiempo que se alimenta la carga R_L y se carga el capacitor

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

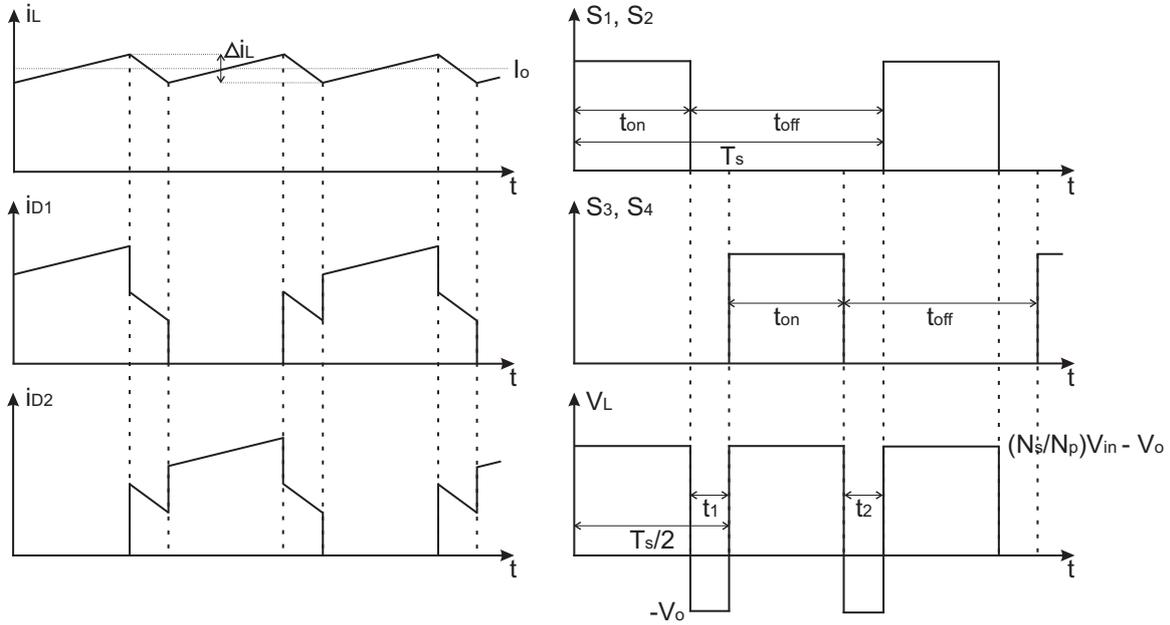


Figura 2.14: Formas de onda del convertidor *Full-Bridge*.

C. Una vez que el par $(S_1 - S_2)$ se apaga, la tensión del primario es cero durante el intervalo $T_s/2 - t_{on}$ con lo cual la tensión $V_1 = 0$ y la corriente por el inductor disminuye forzando la circulación por D_1 y D_2 y descargando su energía sobre la carga R_L .

En el instante $T_s/2$, se encienden el par de llaves $(S_3 - S_4)$ y permanecen en ese estado durante un nuevo intervalo t_{on} haciendo que la tensión aplicada al primario del transformador sea $-V_{in}$. Dicha tensión reflejada en el secundario polariza en directa el diodo D_2 y en inversa a D_1 . Así, la tensión V_1 es nuevamente positiva y la corriente por el inductor i_L aumenta al mismo tiempo que se alimenta la carga R_L y se carga el capacitor C . Cuando el par de llaves $(S_3 - S_4)$ se apaga, la tensión del primario es cero durante el intervalo $T_s/2 - t_{on}$ haciendo que la tensión $V_1 = 0$ y la corriente por el inductor disminuye forzando la circulación por D_1 y D_2 y descargando su energía sobre la carga R_L .

Realizando el balance volt-segundo sobre la tensión en el inductor (Figura 2.14) sobre el subintervalo de tiempo $T_s/2$, se llega a que

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_o\right) t_{on} - V_o \left(\frac{T_s}{2} - t_{on}\right) = 0$$

donde $d = t_{on}/T_s$ ($0 < d < 0,5$) es el ciclo de trabajo asignado al par de llaves

$(S_1 - S_2)$ ó $(S_3 - S_4)$ y N_p y N_s son el número de vueltas del primario y secundario del transformador, respectivamente. Despejando, se llega a que la relación entrada-salida de tensión en estado estacionario es

$$V_o = 2 \frac{N_s}{N_p} d V_{in}. \quad (2.26)$$

Como podría esperarse, la relación obtenida es igual a la del convertidor *Buck* escalada por el doble de la inversa de la relación de vueltas (N_p/N_s) del transformador T . Esto se explica físicamente dado que el primario del transformador ve el doble de la tensión de fuente por cada período de conmutación. Como el transformador no es ideal y posee un inductor de dispersión en el primario donde se almacena energía cada vez que conmutan las llaves, es necesario descargar dicha corriente al momento del apagado de las mismas. Por ello, se agregan diodos en anti-paralelo con las llaves. Finalmente, se ve en la Figura 2.13 que la tensión de salida en esta topología es filtrada por el circuito LC y, como en el caso de la topología *Buck*, el capacitor C absorbe en mayor medida el *ripple* de la corriente que circula por el inductor L para alimentar la carga R_L con una tensión continua. Esta topología es ampliamente utilizada para aplicaciones de alta potencia desde 500W hasta 5kW.

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS DC-DC

Capítulo 3

Buck-Boost de cuatro llaves

Como se mencionó en el Capítulo 2, el convertidor *Buck-Boost* es una de las topologías reductoras-elevadoras más sencillas. Sin embargo, su principal limitación radica en que la tensión de salida posee polaridad inversa respecto a la tensión de entrada y esto lo hace inapropiado para aplicaciones donde se requiera generar múltiples tensiones de alimentación pero con una tierra (o referencia) común. La tensión de salida del *Buck-Boost* puede invertirse, por ejemplo, adicionando al circuito un transformador. Esta modificación no solo aumenta la complejidad y tamaño de la fuente sino que también baja la eficiencia de la misma. Cuando no se necesita aislación eléctrica, una alternativa más viable consiste en utilizar un convertidor con dos llaves conocido como *Buck-Boost* no inversor [14]. Este circuito surge de conectar en cascada un convertidor *Buck* con un *Boost* y luego, se elimina el capacitor de salida de la primera etapa y se combinan en serie los dos inductores existentes.

A lo largo de la tesis se estudia, implementa y ensaya un convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves que deriva del *Buck-Boost* no inversor en su versión sincrónica [13]. En comparación con otros convertidores reductores-elevadores, como el SEPIC, este circuito posee menos componentes pasivos y la flexibilidad de funcionar en distintos modos de operación.

3.1. Descripción de la topología

El diagrama circuital del convertidor *Buck-Boost* no inversor en su versión tradicional con llaves y diodos se muestra en la Figura 3.1. Como la conducción de corriente

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

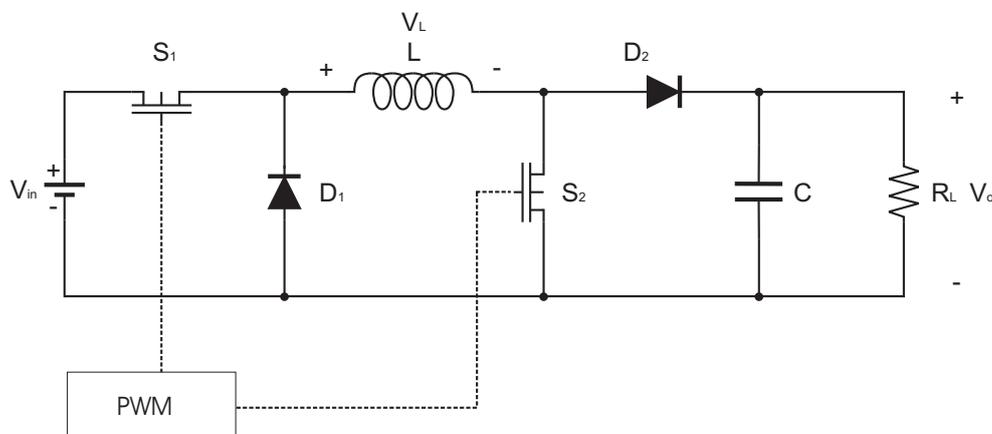


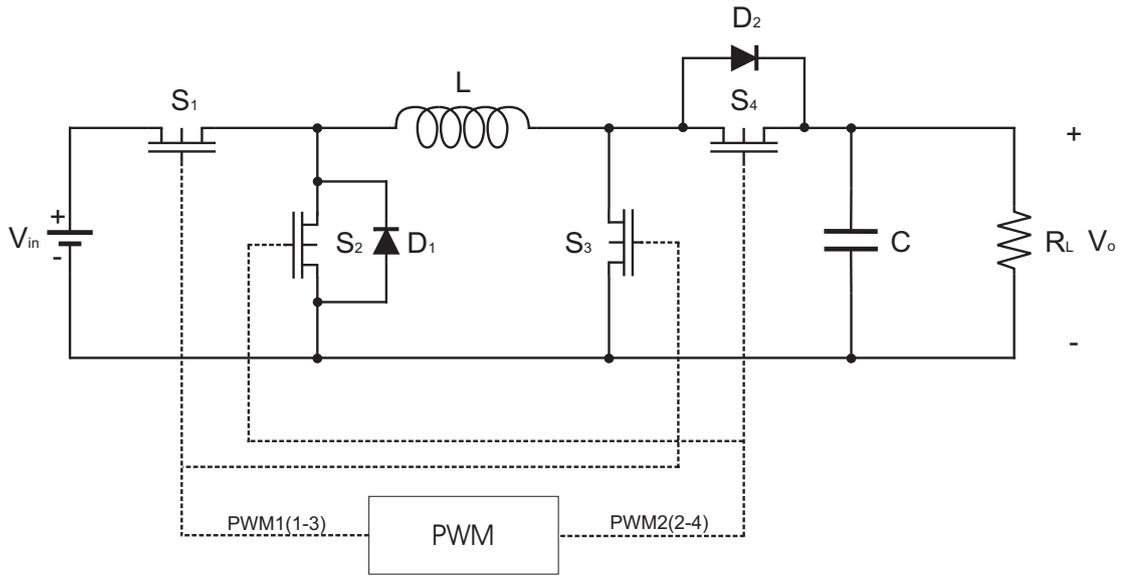
Figura 3.1: Diagrama circuital del convertidor *Buck-Boost* no inversor.

por el inductor durante el apagado de S_1 y S_2 se realiza a través de los dos diodos D_1 y D_2 , las pérdidas por conducción son mayores que las que se tienen cuando conducen S_1 y S_2 . Como se explicó en la Sección 2.1, esto se debe a que la caída de tensión de los diodos es mayor que la caída de tensión de un transistor cuando se encuentra encendido. Para mejorar la eficiencia del circuito, también se puede aplicar en este caso la técnica de rectificación sincrónica. La topología resultante se muestra en la Figura 3.2(a). El funcionamiento sincrónico de este convertidor se logra aplicando la misma señal *PWM* al par de llaves ($S_1 - S_3$) y su complementaria al par ($S_2 - S_4$), como se ilustra en la Figura 3.2(b).

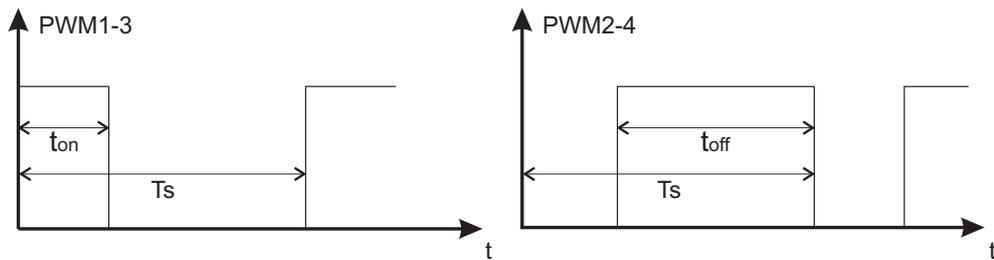
Las formas de onda de esta topología son las mismas que para el convertidor *Buck-Boost* descrito en la Sección 2.1.3, excepto que ahora V_o tiene la misma polaridad que V_{in} . Durante el intervalo t_{on} , las llaves ($S_1 - S_3$) se encuentran encendidas y ($S_2 - S_4$) apagadas. Entonces, la fuente de tensión de entrada V_{in} entrega energía al inductor L , el cual incrementa su corriente i_L . En este intervalo de tiempo el capacitor de salida C se descarga sobre la resistencia de carga R_L . Durante el intervalo t_{off} , las llaves ($S_1 - S_3$) están apagadas y ($S_2 - S_4$) encendidas, forzando la conducción de la corriente i_L en el inductor a través de dichas llaves. Así, se suministra energía al capacitor C y se alimenta la carga R_L .

Realizando el balance volt-segundo sobre la forma de onda de la tensión V_L en estado estacionario se encuentra nuevamente que

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_{in}. \quad (3.1)$$



(a)



(b)

Figura 3.2: Convertidor *Buck-Boost* no inversor síncrono. (a) Diagrama circuital del convertidor. (b) Señales de comando de los pares de llaves $S_1 - S_3$ y $S_2 - S_4$.

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

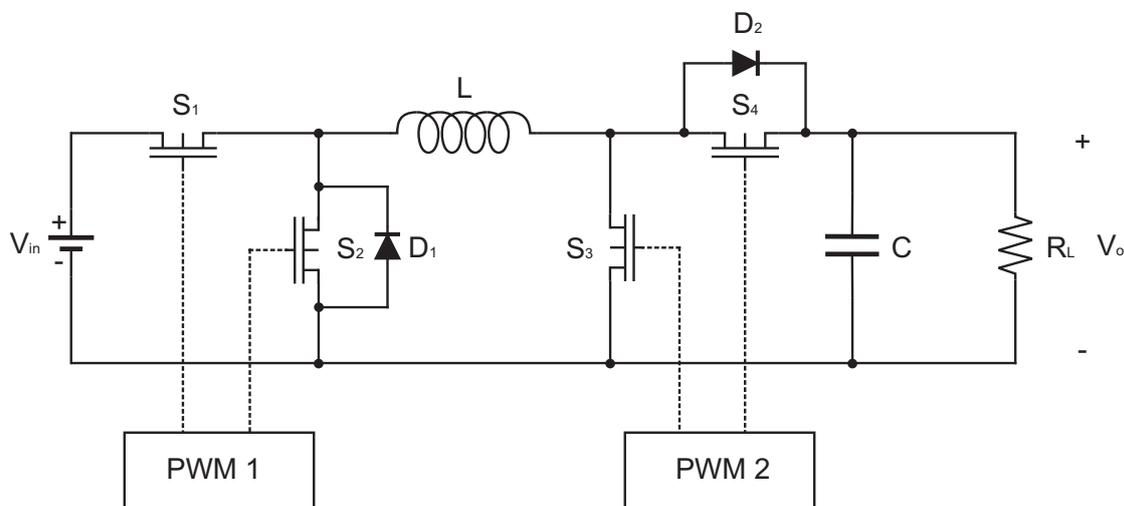


Figura 3.3: Diagrama circuital del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves.

Como podría esperarse, esta expresión es la misma que (2.16) correspondiente al convertidor *Buck-Boost*. Sigue siendo válido entonces que el convertidor se comporta como reductor para ciclos de trabajo $d < 0,5$ y como elevador para ciclos de trabajo $d > 0,5$. Al igual que para los convertidores presentados en el capítulo anterior, la relación entrada-salida de corriente puede obtenerse por el principio de conservación de la energía. Entonces, resulta que

$$I_{in} = \frac{d}{1-d} I_o. \quad (3.2)$$

De acuerdo a la forma de funcionamiento *Buck-Boost* no inversor, existen siempre dos transistores encendidos por período y por ello, las pérdidas por conducción y conmutación aportadas por las llaves se duplican. Esto implica que su eficiencia sea menor que la obtenida con el *Buck-Boost* tradicional. Ahora bien, la utilización de llaves tipo MOSFET en reemplazo de los diodos le brinda a esta topología no inversora cierta ventaja o flexibilidad adicional. Observando la Figura 3.2(a), resulta posible pensar en una implementación alternativa donde los pares de llaves sean modulados por señales *PWM* independientes. Esto es, el par $(S_1 - S_2)$ es comandado de manera complementaria por una señal *PWM1* con ciclo de trabajo d_1 y, por otro lado, el par $(S_3 - S_4)$ es comandado también complementariamente por un *PWM2* con ciclo de trabajo d_2 , como se esquematiza en la Figura 3.3. El tiempo $t_{on} = d_1 T_s$ del *PWM1* corresponde al encendido de S_1 (apagado de S_2), mientras que el tiempo $t_{on} = d_2 T_s$ del *PWM2*

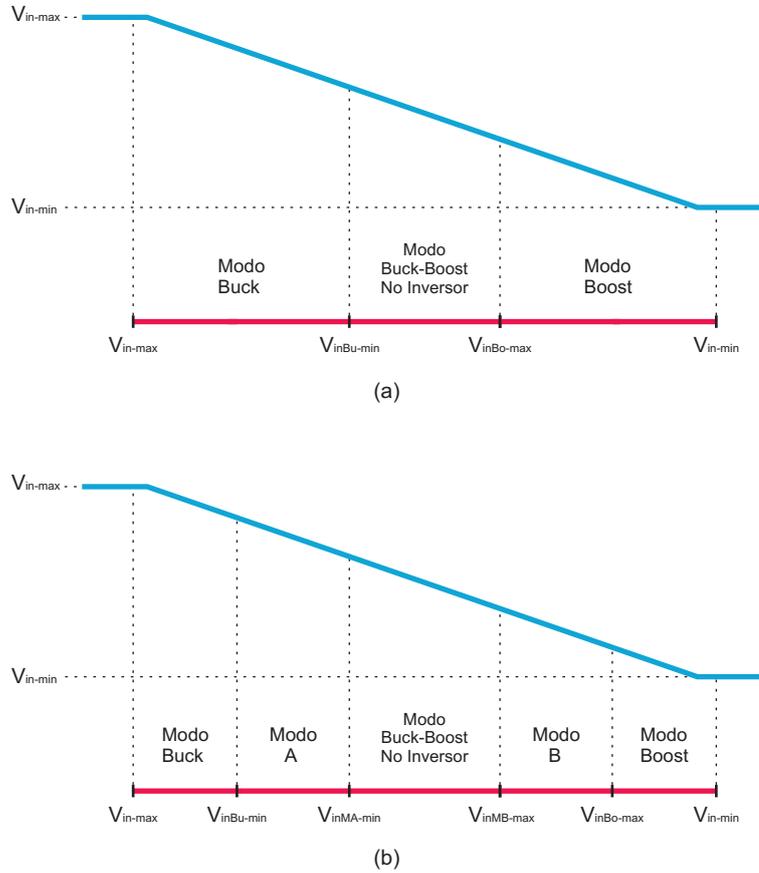


Figura 3.4: Esquema de funcionamiento del *Buck-Boost* de cuatro llaves. (a) Operación de la fuente con los modos básicos *Buck*, *Buck-Boost* no inversor y *Boost*. (b) Operación de la fuente incluyendo los modos combinados *A* y *B*.

corresponde al encendido de S_3 (apagado de S_4). Entonces, si las señales de modulación son iguales, es decir, $PWM1 = PWM2$ el convertidor funciona naturalmente como el *Buck-Boost* no inversor explicado hasta ahora. Sin embargo, si se emplean señales distintas, es decir, $PWM1 \neq PWM2$ se logra que esta topología presente otras formas de funcionamiento. De hecho, como se muestra a continuación, el circuito podría operar como un convertidor *Buck*, un *Boost* o cualquier otra combinación deseada.

3.2. Distintos modos de operación

Gracias a la operación independiente de los transistores, muchos de los convertidores *Buck-Boost* de cuatro llaves construídos en la práctica operan, en realidad, siguiendo un esquema como se muestra en la Figura 3.4(a). Es decir que, en base al valor de la tensión de entrada respecto a la tensión de salida, la fuente funciona como *Buck* (cuando V_{in} es mayor que V_o) o como *Boost* (cuando V_{in} es menor que V_o). Como existe un máximo que puede alcanzar el ciclo de trabajo en el modo *Buck* se define un valor de tensión de entrada mínimo para este funcionamiento ($V_{inBu-min}$). De la misma manera, existe un mínimo que puede alcanzar el ciclo de trabajo para el modo *Boost* con lo cual se define un valor de tensión de entrada máximo para esta operación ($V_{inBo-max}$). Debido a estas limitaciones en el rango de operación de cada modo, se define una región para valores de V_{in} cercanos a V_o , más específicamente entre $V_{inBu-min}$ y $V_{inBo-max}$, donde el convertidor opera como *Buck-Boost* no inversor.

De acuerdo a las relaciones de tensión (3.1), (3.3) y (3.7), puede verse que el ciclo de trabajo de las llaves presenta cambios abruptos cuando la operación del convertidor pasa del modo *Buck* al modo *Buck-Boost* no inversor o del modo *Buck-Boost* no inversor al modo *Boost* y viceversa. De hecho, el ciclo se mueve de un valor cercano a 1, a otro nivel cercano a 0,5 y luego a otro cercano a cero para V_{in} próximos a V_o . Estas transiciones pueden causar variaciones significativas en la tensión de salida. Para suavizar estos transitorios, surgieron los modos combinados, conocidos como modos *A* y *B* [8, 9, 24, 25]. Básicamente, éstos permiten obtener una tensión de salida que se encuentre por encima o por debajo de la tensión de entrada haciendo que el convertidor funcione un número de períodos como *Buck* y otro número como *Boost*. El modo *A* se implementa cuando $V_{in} > V_o$ y por ello, prevalecen los pulsos como *Buck* mientras que el modo *B* se usa cuando $V_{in} < V_o$ y por ende, prevalecen los pulsos como *Boost*. Intercalando estos modos combinados entre las transiciones del modo *Buck* al *Buck-Boost* no inversor y del *Buck-Boost* no inversor al *Boost*, se logra un esquema de operación de la fuente en todo el rango de variación de la tensión de entrada como se muestra en la Figura 3.4(b). Al igual que para el caso anterior, se define una tensión de entrada mínima para la operación en el modo *A* ($V_{inMA-min}$) y una tensión de entrada máxima para el funcionamiento en el modo *B* ($V_{inMB-max}$). Para la tensión de entrada cercana

a V_o más específicamente entre $V_{inMA-min}$ y $V_{inMB-max}$ el convertidor funciona como *Buck-Boost* no inversor.

La implementación de todos estos modos permite además optimizar el número de llaves que conducen en cada período de conmutación, reduciendo las pérdidas y por ende, mejorando la eficiencia del circuito. A continuación se describen las características fundamentales de los modos que pueden implementarse con el *Buck-boost* de cuatro llaves de acuerdo a los esquemas de la Figura 3.4.

3.2.1. Modo *Buck* (o Reductor)

Para que el circuito de la Figura 3.3 se comporte como un convertidor *Buck* (o reductor) es necesario que S_3 permanezca apagada, y por ende S_4 encendida, durante todo el período de conmutación T_s mientras que las llaves S_1 y S_2 se encienden y apagan alternadamente de acuerdo a la tensión de salida deseada. Los circuitos resultantes durante los intervalos t_{on} y t_{off} de S_1 (y S_2) se esquematizan en las Figuras 3.5(a) y (b), respectivamente. Las señales de los *PWM1* y *PWM2* correspondientes se muestran en las Figuras 3.5(c) y (d).

Tanto las relaciones entrada-salida de tensión y corriente en estado estacionario como las formas de onda temporales son las mismas que las descritas en la Sección 2.1.1 para el convertidor *Buck*. Como en este caso la señal *PWM1* determina el funcionamiento del convertidor (pues $d_2 = 0$), resulta

$$V_o = d_1 V_{in}, \quad (3.3)$$

con $d_1 = t_{on}/T_s$ y además,

$$I_{in} = d_1 I_o. \quad (3.4)$$

Comparando el circuito de la Figura 3.3 con el de la Figura 2.1, se observa que las pérdidas en el par ($S_1 - S_2$) activado por la señal *PWM1* son las mismas que las que se producen en las únicas dos llaves del convertidor *Buck*. Lo mismo ocurre con las pérdidas por conducción del inductor y el capacitor. Sin embargo, el convertidor de cuatro llaves disipa además la potencia por conducción que se genera al tener la llave S_4 permanentemente encendida.

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

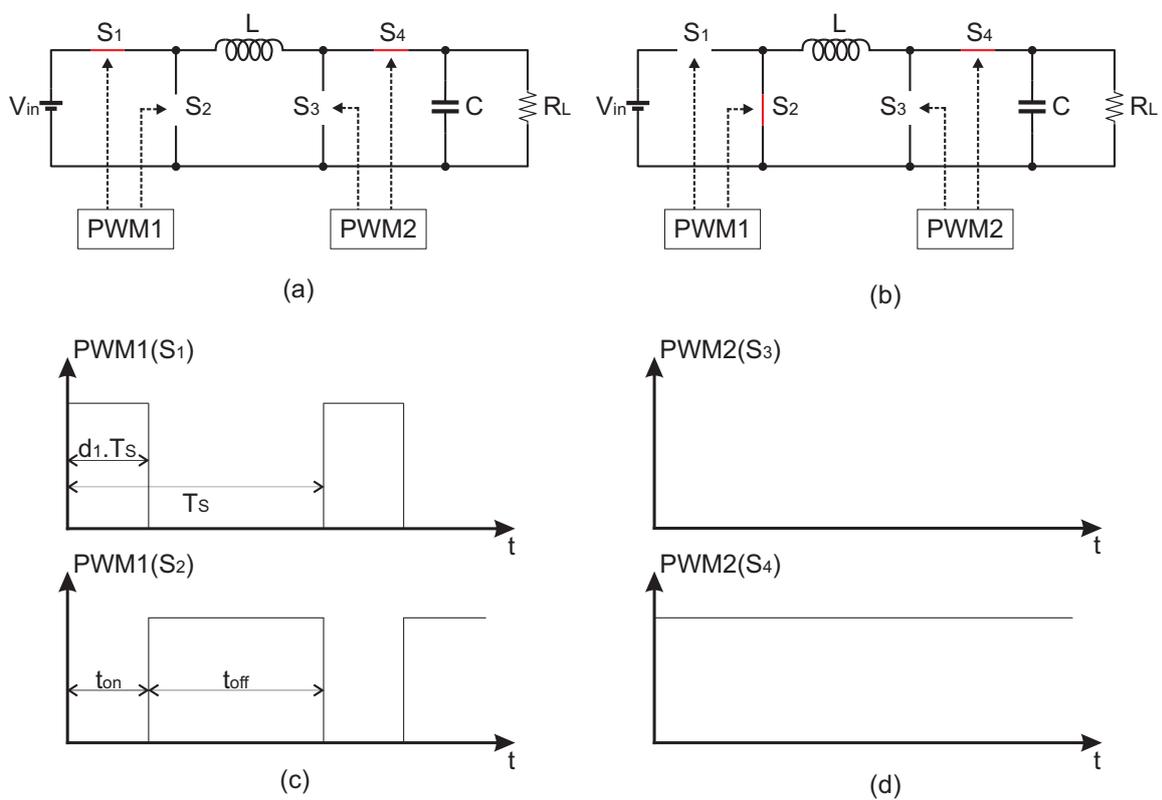


Figura 3.5: Convertidor en modo *Buck*. (a) Conmutación durante t_{on} , (b) Conmutación durante t_{off} , (c) Señal *PWM1* para las llaves S_1 y S_2 , (d) Señal *PWM2* para las llaves S_3 y S_4 .

El valor eficaz de la corriente que circula por S_4 es igual al del inductor L . Por ende,

$$I_{S4rms} = I_o \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

y las pérdidas asociadas a la resistencia r_{ds} de la llave S_4 están dadas por

$$P_{S4-dc} = r_{ds} I_{S4rms}^2 = r_{ds} I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (3.5)$$

Teniendo en cuenta las expresiones (2.4)-(2.7), la potencia total disipada en el proceso de conversión de este modo de funcionamiento puede calcularse como

$$\begin{aligned} P_{disipada} &= P_{S1} + P_{S2} + P_{S4-dc} + P_L + P_C \\ &= (2r_{ds} + r_L)I_o^2 + (2r_{ds} + r_L + r_C)\frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_{in}^2. \end{aligned}$$

y entonces,

$$\eta = \frac{I_o^2 R_L}{(R_L + r_L + 2r_{ds})I_o^2 + (r_L + 2r_{ds} + r_C)\frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_{in}^2}. \quad (3.6)$$

3.2.2. Modo *Boost* (o Elevador)

De manera opuesta al caso anterior, para que el circuito de la Figura 3.3 se comporte como un convertidor *Boost* (o elevador) es necesario que la llave S_1 permanezca encendida y S_2 apagada durante todo el período mientras que las llaves S_3 y S_4 se encienden y apagan alternativamente en función de la tensión de salida deseada. Los circuitos que resultan durante los intervalos t_{on} y t_{off} de las llaves S_3 y S_4 se esquematizan en las Figuras 3.6(a) y (b), respectivamente. Las señales de los *PWM1* y *PWM2* correspondientes se muestran en las Figuras 3.6(c) y (d).

Las relaciones entrada-salida de tensión y corriente en estado estacionario como las formas de onda temporales se corresponden con las presentadas en la Sección 2.1.2 para la topología *Boost*. Sabiendo que la señal del *PWM2* define la tensión de salida del convertidor (pues $d_1 = 1$), se tiene que

$$V_o = \frac{1}{1 - d_2} V_{in}. \quad (3.7)$$

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

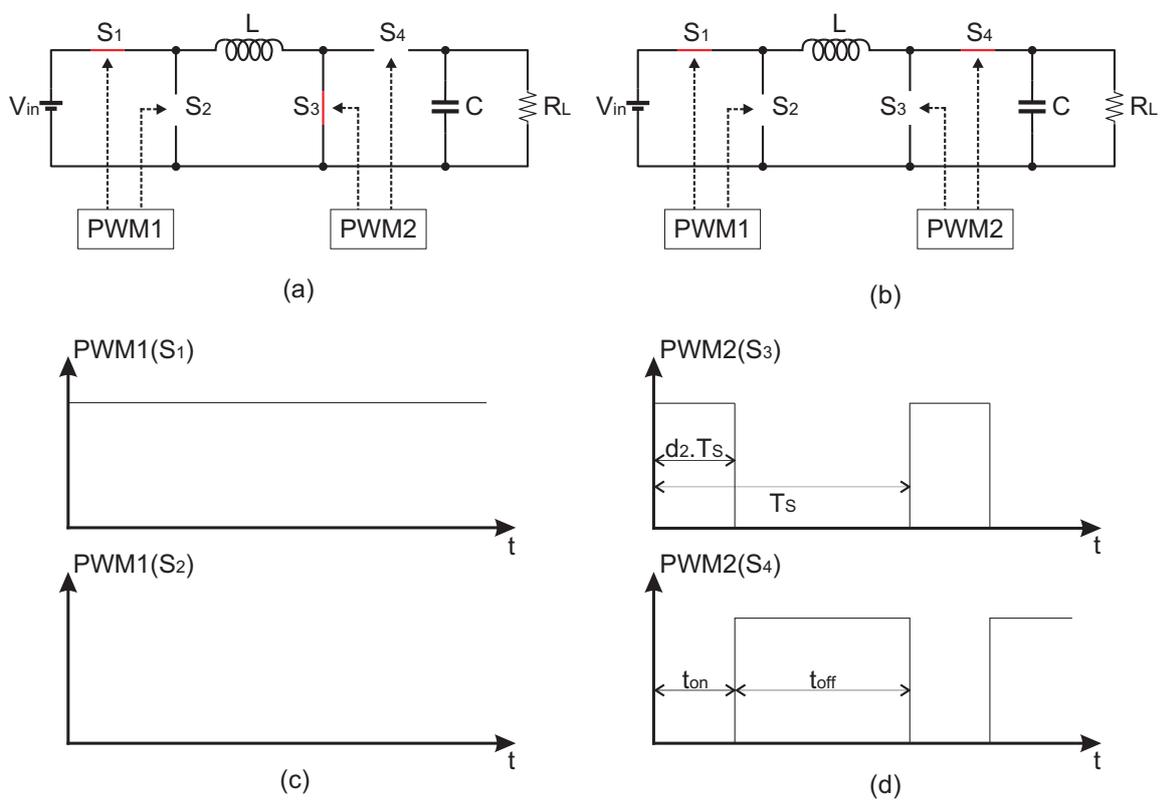


Figura 3.6: Convertidor en modo *Boost*. (a) Conmutación durante t_{on} , (b) Conmutación durante t_{off} , (c) Señal *PWM1* para las llaves S_1 y S_2 , (d) Señal *PWM2* para las llaves S_3 y S_4 .

con $d_2 = t_{on}/T_s$ y también,

$$I_{in} = \frac{1}{1 - d_2} I_o. \quad (3.8)$$

Las pérdidas en este modo de operación son las mismas que las desarrolladas en la Sección 2.1.2 para las llaves, el inductor y el capacitor del *Boost* más la potencia disipada por conducción que se genera al tener la llave S_1 permanentemente encendida.

La corriente que circula por S_1 coincide con la del inductor L . Entonces,

$$I_{S1rms} = \frac{I_o}{1 - d} \sqrt{1 + \frac{(1 - d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

y las pérdidas en la resistencia r_{ds} son

$$P_{S1-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} \left(\frac{I_o}{1 - d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1 - d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (3.9)$$

Teniendo en cuenta (2.11)-(2.14) pues las llaves S_3 y S_4 son equivalentes a S_1 y S_2 del convertidor *Boost*, la potencia total disipada en el proceso de conversión del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves operando en el modo elevador es

$$\begin{aligned} P_{disipada} &= P_{S1} + P_{S2} + P_{S1-dc} + P_L + P_C \\ &= [r_L + 2r_{ds} + r_C d_2(1 - d_2)] \frac{I_o^2}{(1 - d_2)^2} + [r_L + 2r_{ds} + r_C(1 - d_2)] \frac{\Delta i_L^2}{12} \\ &\quad + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_o^2. \end{aligned}$$

Por ello, la eficiencia se aproxima como

$$\eta = \frac{I_o^2 R_L}{[R_L + \frac{r_L + 2r_{ds} + r_C d_2(1 - d_2)}{(1 - d_2)^2}] I_o^2 + [r_L + 2r_{ds} + r_C(1 - d_2)] \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} V_o^2}. \quad (3.10)$$

3.2.3. Modo *Buck-Boost* no inversor (o Reductor-Elevador no inversor)

Como se mencionó anteriormente, el circuito de la Figura 3.3 opera como un convertidor *Buck-Boost* no inversor cuando $PWM1 = PWM2$. En este caso, las llaves S_1 y S_3 son las que están encendidas simultáneamente durante cierto tiempo t_{on} mientras que

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

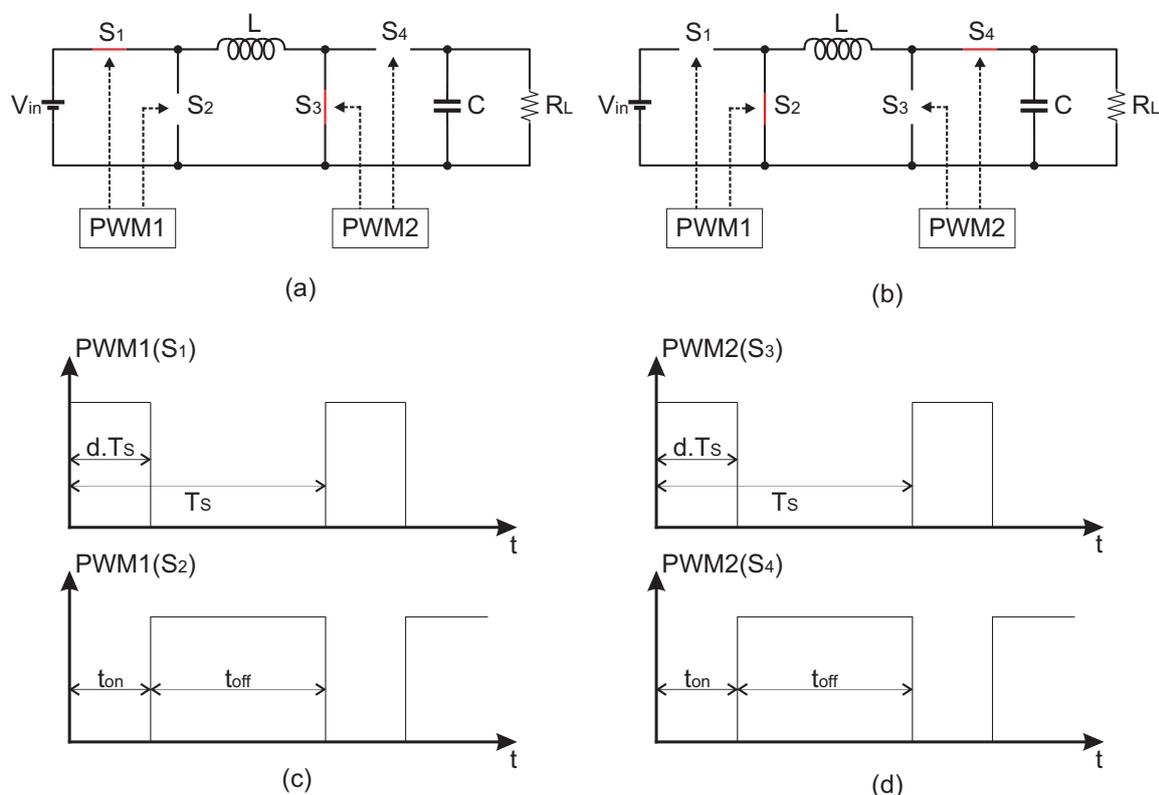


Figura 3.7: Convertidor en modo *Buck-Boost* no inversor. (a) Conmutación durante t_{on} , (b) Conmutación durante t_{off} , (c) Señal *PWM1* para las llaves S_1 y S_2 , (d) Señal *PWM2* para las llaves S_3 y S_4 .

las llaves S_2 y S_4 permanecen apagadas y viceversa, logrando así la tensión de salida deseada. En la Figura 3.7 se ilustran los circuitos que surgen en las conmutaciones de las llaves y las señales de *PWM* correspondientes.

Considerando que $d_1 = d_2 = d = t_{on}/T_s$, las relaciones entrada-salida de tensión y corriente en estado estacionario están dadas por (3.1) y (3.2), respectivamente, y que además coinciden con las relaciones del *Buck-Boost*. Las pérdidas en el inductor y el capacitor pueden calcularse mediante las expresiones (2.20) y (2.21). Por la cantidad de llaves en conmutación que componen este circuito, las pérdidas asociadas a los transistores difieren de las desarrolladas en la Sección 2.1.3. Las nuevas expresiones se desarrollan a continuación.

La corriente que circula por las llaves S_1 y S_3 es la misma y su valor eficaz está

dado por

$$I_{S1rms} = I_{S3rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}.$$

Las pérdidas por conducción que suman estos elementos son

$$P_{S13-dc} = 2r_{ds} I_{S1rms}^2 = 2r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right),$$

De manera similar, el valor *rms* de la corriente que circula por S_2 y S_4 es

$$I_{S2rms} = I_{S4rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}$$

y las pérdidas por conducción que presentan estas dos llaves juntas son

$$P_{S24-dc} = 2r_{ds} I_{S2rms}^2 = 2r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right).$$

Suponiendo que la capacidad de salida C_{ds} de los transistores es lineal, las pérdidas por conmutación se pueden calcular como

$$P_{S1-sw} = P_{S2-sw} = \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_{in}^2,$$

$$P_{S3-sw} = P_{S4-sw} = \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_o^2.$$

Luego, las pérdidas totales en las llaves son

$$P_S = 2r_{ds} \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{T_s} C_{ds} (V_{in}^2 + V_o^2),$$

Finalmente, la potencia total disipada en el proceso de conversión del *Buck-Boost* no inversor está dada por

$$\begin{aligned} P_{disipada} &= P_S + P_L + P_C \\ &= [r_L + 2r_{ds} + r_C d(1-d)] \frac{I_o^2}{(1-d)^2} + [r_L + 2r_{ds} + r_C(1-d)] \frac{\Delta i_L^2}{12} \\ &\quad + \frac{1}{T_s} C_{ds} (V_{in}^2 + V_o^2), \end{aligned}$$

y la eficiencia de este modo puede aproximarse como

$$\eta = \frac{I_o^2 R_L}{[R_L + \frac{r_L + 2r_{ds} + r_C d(1-d)}{(1-d)^2}] I_o^2 + [r_L + 2r_{ds} + r_C(1-d)] \frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T_s} C_{ds} (V_{in}^2 + V_o^2)} \quad (3.11)$$

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

Del análisis de las pérdidas que se producen para los modos de operación *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor se observa que este último es el que presentara una menor eficiencia para las mismas condiciones de carga, debido al incremento de las llaves que se encuentran conmutando.

3.2.4. Modos combinados *A* y *B*

Como se explicó anteriormente, estos modos combinados surgieron con el objetivo de suavizar los transitorios que se producen en la tensión de salida cuando el convertidor cambia su forma de funcionamiento al ir del modo *Buck* al *Buck-Boost* no inversor y del modo *Buck-Boost* no inversor al *Boost* [8, 9, 24, 25]. Los dos modos se basan en la idea de que el convertidor funcione α períodos como *Buck* y β períodos como *Boost*. El modo *A* se implementa cuando $V_{in} > V_o$ y por ello, $\alpha > \beta$ mientras que el modo *B* se usa cuando $V_{in} < V_o$ y por ende, $\alpha < \beta$. Cabe mencionar que la combinación de ciclos *Buck* y *Boost* se repite periódicamente (manteniendo los valores predefinidos de α y β) y por el tiempo que el convertidor se encuentre operando en alguno de estos dos modos. Por simplicidad, las formas de funcionamiento del convertidor durante los modos *A* y *B* se ilustran aquí considerando valores particulares de α y β . En el Capítulo 5 se explicará en detalle el proceso de elección de estas cantidades.

En la Figura 3.8 se ejemplifica cómo se comportan las señales *PWM1* y *PWM2* cuando se implementa el modo *A* considerando $\alpha = 3$ y $\beta = 2$. Como puede observarse, cuando el convertidor opera en los ciclos de *Buck* el par de llaves $S_1 - S_2$ conmuta durante tres períodos (Figura 3.8(a)), mientras que la llave S_3 permanece apagada y S_4 encendida durante ese tiempo (Figura 3.8(b)). Pasado ese intervalo, se generan los ciclos en modo *Boost* y entonces, conmutan ahora el par de llaves $S_3 - S_4$ durante dos períodos (Figura 3.8(b)) al mismo tiempo que la llave S_1 permanece encendida y S_2 apagada (Figura 3.8(a)). De esta manera y manteniendo la periodicidad de ciclos de *Buck* y *Boost* dada por el par $\alpha - \beta$ se logra la operación en el modo *A*.

En la Figura 3.9 se ilustran las formas de onda de tensión y corriente en el inductor L , de tensión en el capacitor de salida C y de corriente en las llaves S_1 , S_2 , S_3 y S_4 para el modo *A*. Como puede verse en estas figuras, combinar cierta cantidad de períodos funcionando como *Buck* y otras como *Boost* para obtener una tensión de salida V_o por debajo de la tensión de entrada V_{in} , produce un efecto de sobremodulación tanto en la

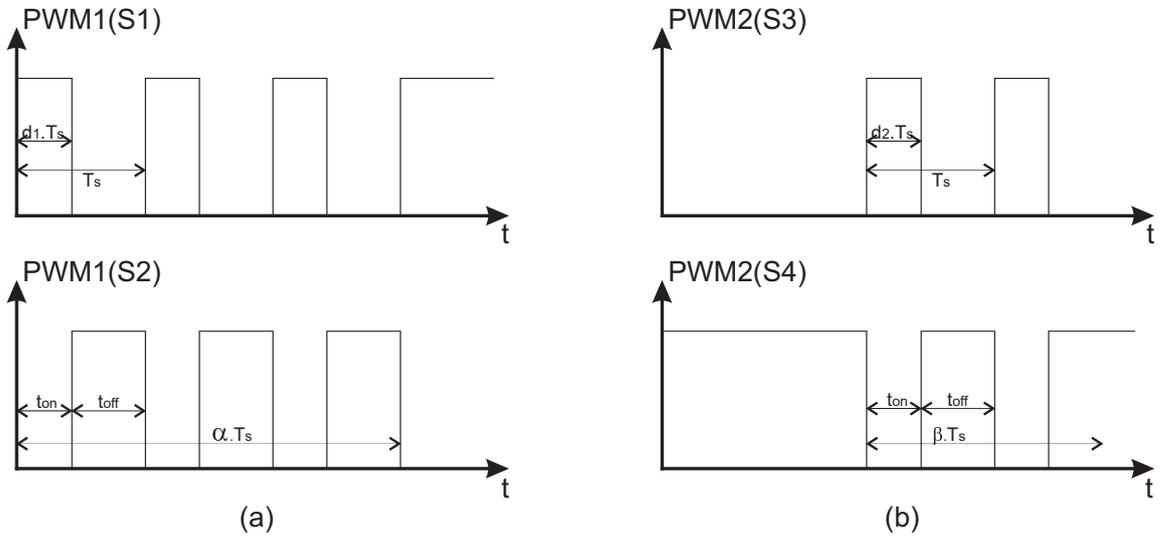


Figura 3.8: Modulación de las llaves en modo *A*. (a) Señal de *PWM1* para S_1 y S_2 con $\alpha = 3$. (b) Señal de *PWM2* para S_3 y S_4 con $\beta = 2$.

corriente del inductor como en la tensión del capacitor (salida). Cuando el convertidor opera como *Buck*, el valor medio de corriente por el inductor es menor que durante el funcionamiento como *Boost*. Por esta razón, la corriente durante los α períodos como *Buck* disminuye y luego durante los β períodos como *Boost* aumenta. Para la misma tensión de salida, el *Buck* en estado estacionario tiene un valor medio de corriente por el inductor menor que el *Boost* en el mismo estado. Entonces, los α ciclos corresponden en realidad a un estado transitorio pues la corriente quiere disminuir y lo contrario ocurre para los β ciclos.

Por lo tanto, el estado estacionario del modo *A* está compuesto por estados transitorios de *Buck* y de *Boost*. Se forma así una onda periódica con un período que es mayor que el período de conmutación y que depende del par $\alpha - \beta$, como se representa en la Figura 3.9. Cabe mencionar, que en este modo las fluctuaciones de la corriente a través del inductor se encuentran siempre acotadas por los valores medios de corriente en el elemento. Algo similar ocurre con la tensión sobre el capacitor. Para un mismo valor de capacidad, el *ripple* de tensión en los α períodos como *Buck* es menor que el *ripple* durante los β períodos como *Boost*. Entonces, durante el modo *A*, la tensión del capacitor fluctuará entre esas dos formas de onda.

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

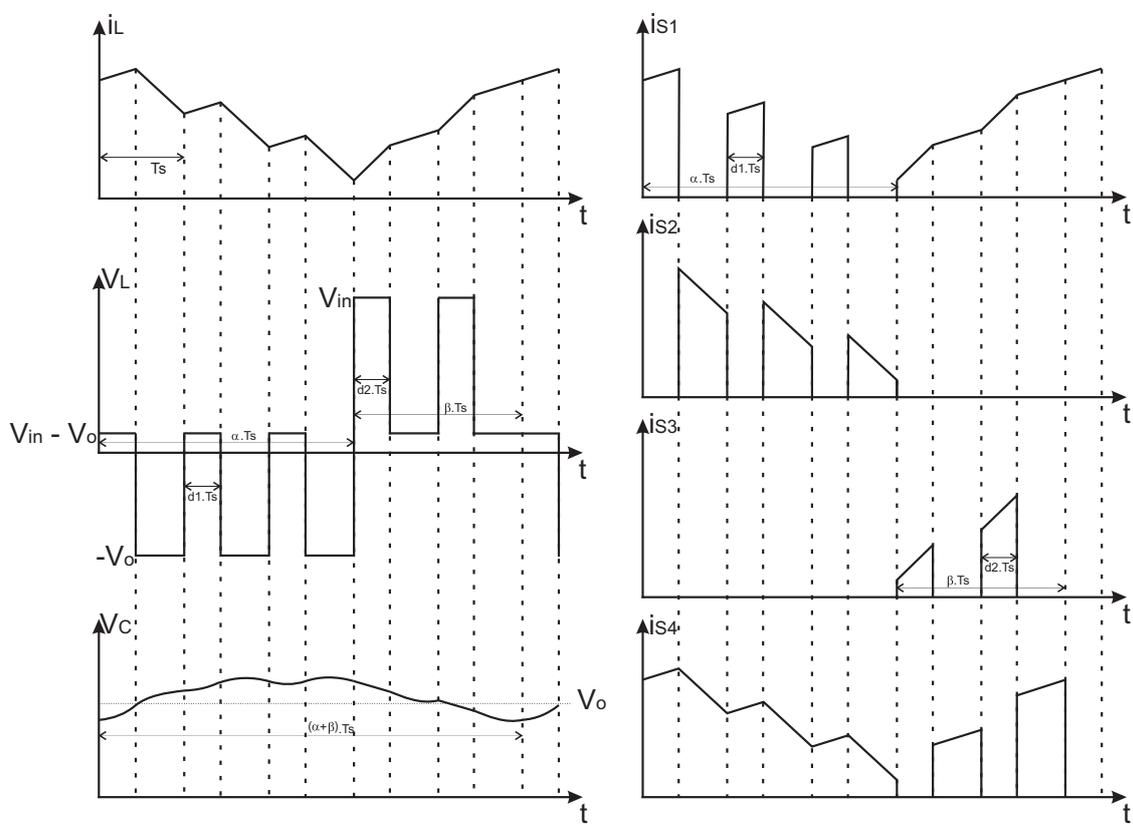


Figura 3.9: Formas de onda de tensión y corriente durante el modo A.

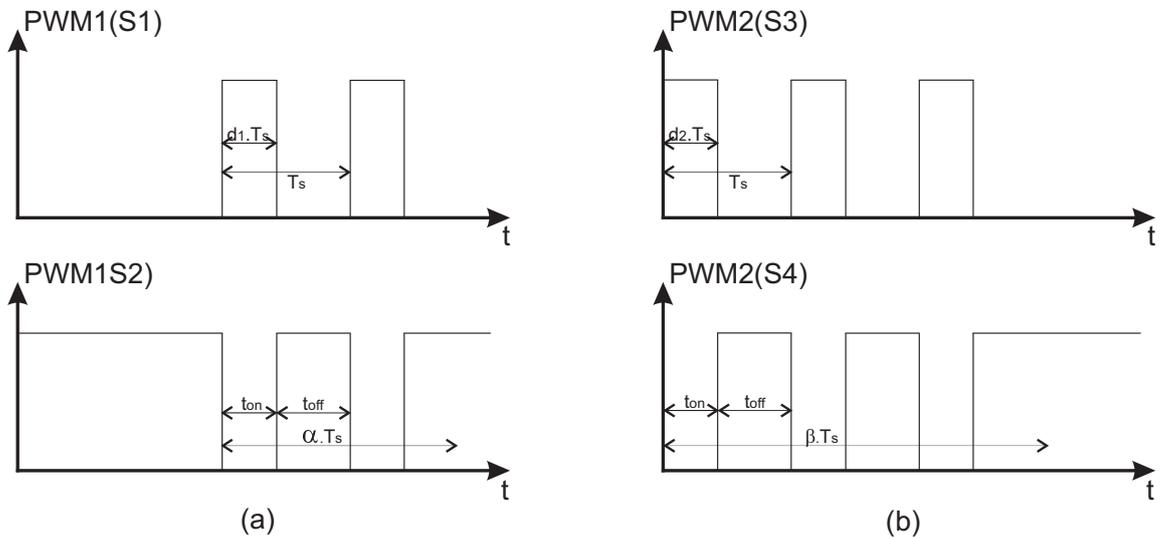


Figura 3.10: Modulación de las llaves en modo *B*. (a) Señal de *PWM1* para S_1 y S_2 con $\alpha = 2$. (b) Señal de *PWM2* para S_3 y S_4 con $\beta = 3$.

La operación del convertidor en el modo *B* es igual a la del modo *A* con la salvedad de que la relación entre los valores de α y β se invierte para obtener una V_o por encima de V_{in} . En la Figura 3.10 se ejemplifica cómo se comportan las señales *PWM1* y *PWM2* cuando se implementa el modo *B* considerando $\alpha = 2$ y $\beta = 3$. El comportamiento de los pares de llaves $S_1 - S_2$ y $S_3 - S_4$ durante los ciclos de *Buck* y de *Boost* es igual al modo *A*, teniendo en cuenta que $S_1 - S_2$ conmutan dos períodos como *Buck* y luego $S_3 - S_4$ conmutan tres períodos como *Boost*. Manteniendo la periodicidad de ciclos de *Buck* y *Boost* dada por el par $\alpha - \beta$ se logra la operación en el modo *B*.

En la Figura 3.11 se ilustran las formas de onda de tensión y corriente en el inductor, de la tensión en el capacitor y de la corriente en las llaves S_1 a S_4 para el modo *B*. Como sucede en el modo *A*, la combinación de períodos funcionando como *Buck* y como *Boost* produce un efecto de sobremodulación tanto en la corriente del inductor como en la tensión de salida. Nuevamente, el estado estacionario del modo *B* está formado por estados transitorios de *Buck* y de *Boost*, produciendo una onda cuya periodicidad es mayor al período de conmutación del convertidor. En este modo también ocurre que las fluctuaciones de corriente se encuentran siempre acotadas por los valores medios en modo *Buck* y *Boost* y la tensión sobre el capacitor fluctuará entre las formas de *ripple* correspondientes.

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

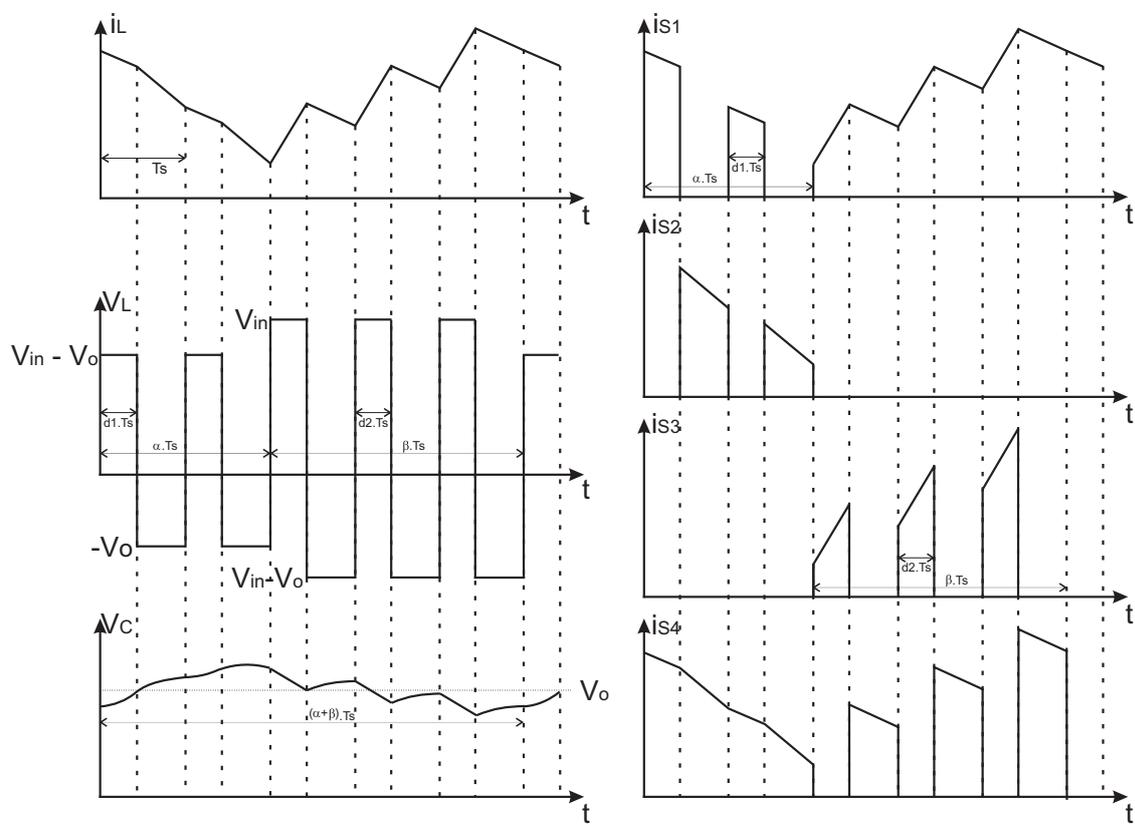


Figura 3.11: Formas de onda de tensión y corriente durante el modo B .

3.2 Distintos modos de operación

La frecuencia de las sobremodulaciones que se producen tanto en el modo *A* como en el modo *B* es menor que la frecuencia de conmutación propia del convertidor cuando opera como *Buck*, *Boost* o *Buck-Boost* no inversor y depende de los valores que adopten α y β en la forma

$$f_{mod} = \frac{1}{(\alpha + \beta)T_s}. \quad (3.12)$$

La relación entre la tensión de entrada V_{in} y la de salida V_o en estado estacionario se obtiene realizando el balance volt-segundo sobre el inductor L del circuito mostrado en la Figura 3.3 pero considerando el período de funcionamiento $T = (\alpha + \beta)T_s$. Como se observa en las formas de onda de la tensión V_L representadas en las Figuras 3.9 y 3.11, dicho balance está dado por

$$\alpha [(V_{in} - V_o) d_1 T_s - V_o (1 - d_1) T_s] + \beta [V_{in} d_2 T_s + (V_{in} - V_o) (1 - d_2) T_s] = 0,$$

donde $d_1 = t_{on1}/T_s$ es el ciclo de trabajo asignado al *PWM1* cuando el convertidor funciona como *Buck* y $d_2 = t_{on2}/T_s$ es el ciclo de trabajo asignado al *PWM2* cuando funciona como *Boost*. Cabe mencionar que los valores de d_1 y d_2 no tienen por qué ser iguales. Despejando V_o , se llega entonces a que

$$V_o = \frac{\alpha d_1 + \beta}{\alpha + \beta (1 - d_2)} V_{in}. \quad (3.13)$$

Despreciando las pérdidas en los componentes, se tiene que $I_{in} V_{in} = I_o V_o$. Por ello, podría considerarse idealmente que

$$I_{in} = \frac{\alpha d_1 + \beta}{\alpha + \beta (1 - d_2)} I_o. \quad (3.14)$$

Nótese que si $\alpha = 1$ y $\beta = 0$ ambas expresiones (3.13) y (3.14) se reducen a las relaciones de tensión y corriente (3.3)-(3.4) correspondientes al convertidor operando en modo *Buck* y si $\alpha = 0$ y $\beta = 1$, éstas se reducen a las relaciones (3.7)-(3.8) correspondientes al convertidor operando en modo *Boost*.

Intuitivamente, puede decirse que los modos combinados permiten alcanzar una mayor eficiencia frente al modo tradicional *Buck-Boost* no inversor debido a que la cantidad de llaves que se encuentran encendidas por período de conmutación es menor. La obtención de las expresiones analíticas que permiten determinar las pérdidas que se producen en estos modos de operación implica conocer los valores eficaces de las

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

corrientes que intervienen en el circuito. Dada la complejidad de las formas de onda, estos desarrollos exceden el alcance de la tesis. La eficiencia se calculará numéricamente a partir de los resultados experimentales.

3.3. Diseño del filtro

Con el fin de poder estudiar en detalle las características que presenta el convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves en sus distintos modos de funcionamiento, se plantea en esta tesis un escenario donde la aplicación posee un amplio rango de variación de la tensión de entrada y donde además podría variarse la tensión de salida. En la Tabla 3.1 se cuantifican los requerimientos adoptados para el diseño del convertidor. En base a los mismos, se determinan los valores adecuados del inductor L y el capacitor C . Estas cantidades son necesarias en los capítulos sucesivos donde se desarrolla el procedimiento para el cálculo de α y β como así también para el diseño de los lazos de control. Los detalles técnicos relacionados con la elección de los transistores que realizan las conmutaciones y la construcción del prototipo se incluyen en el Capítulo 6.

Cabe mencionar que los rangos de tensión que se mencionan en la Tabla 3.1 son los valores objetivos para el diseño del convertidor, el cual debe soportar y cumplir con los requerimientos planteados en todo el rango de operación. Pero para el desarrollo del control que se presentará más adelante en el Capítulo 5 y los ensayos realizados sobre el prototipo de laboratorio que se mostrarán en el Capítulo 7, se utilizó un rango acotado de tensión de entrada $V_{in} = [5V - 15V]$ y una tensión de salida fija $V_o = 10V$ con el objetivo de probar la estrategia de control implementada.

3.3.1. Cálculo del valor del inductor

De los tres modos clásicos de funcionamiento del convertidor, la configuración *Boost* y *Buck-Boost* no inversor son los que poseen el mayor *ripple* de corriente en la bobina. Para estas topologías Δi_L está dado por

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} d}{f_s L}, \quad (3.15)$$

donde L es el valor de inductancia, V_{in} es la tensión de entrada, d es el ciclo de trabajo y f_s es la frecuencia de conmutación.

Variable	Parámetro	Valor
V_{in}	Rango de tensión de entrada	5 V - 40 V
V_o	Rango de tensión de salida	10 V - 20 V
$V_{o\text{nom}}$	Tensión de salida nominal	10 V
$I_{o\text{nom}}$	Corriente de salida nominal	1 A
$I_{o\text{max}}$	Corriente de salida máxima	5 A
ΔV_o	Ripple de tensión en la salida	≤ 100 mV
Δi_L	Ripple de corriente en el inductor	≤ 3 A
f_s	Frecuencia de conmutación	100 kHz

Tabla 3.1: Requerimientos de diseño del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves.

Para asegurarse que Δi_L no supere el límite establecido en la Tabla 3.1, debe cumplirse entonces que

$$L \geq \frac{V_{in} d}{f_s \Delta i_L}. \quad (3.16)$$

Ahora bien, analizando todas las combinaciones posibles, el valor máximo de $V_{in} d$ se dá para el convertidor funcionando en modo *Buck-Boost* no inversor para la condición de $V_{in} = 40V$ y $V_o = 20V$. Usando (3.1), se tiene que

$$d = \frac{1}{1 + \frac{V_{in}}{V_o}} = 0,33,$$

y entonces

$$L \geq \frac{40 \cdot 0,33}{100000 \cdot 3} = 44\mu H. \quad (3.17)$$

Teniendo en cuenta una dispersión del valor de inductancia del 20% y considerando el uso de un inductor que pueda conseguirse comercialmente, se selecciona el valor de inductancia en $L = 56\mu H$.

3.3.2. Cálculo del valor del capacitor

De los tres modos clásicos de funcionamiento del convertidor, las que poseen el mayor *ripple* de tensión en el capacitor son la configuración *Boost* y *Buck-Boost* no inversor. Para estas topologías el *ripple* de tensión en el capacitor (ΔV_o) está dado por

$$\Delta V_o = \frac{I_o d}{f_s C}, \quad (3.18)$$

3. BUCK-BOOST DE CUATRO LLAVES

donde C es el valor de capacidad, I_o es la corriente de salida, d es el ciclo de trabajo y f_s es la frecuencia de conmutación.

Para cumplir con el nivel de *ripple* establecido en la Tabla 3.1, el valor del capacitor está definido por

$$C \geq \frac{I_o d}{f_s \Delta V_o}. \quad (3.19)$$

Ahora bien, el valor máximo de $I_o d$ se da para el convertidor funcionando en modo *Boost* para la condición de $V_{in} = 5V$ y $V_o = 20V$. Usando (3.7) resulta

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_o} = 0,75,$$

con lo cual,

$$C \geq \frac{5 \cdot 0,75}{100000 \cdot 0,1} = 375\mu F. \quad (3.20)$$

Teniendo en cuenta que el valor de capacidad requerido es alto, para poder lograr este valor es necesario utilizar capacitores con gran densidad de capacidad por unidad de volumen. Dado que los capacitores electrolíticos utilizados para lograr el valor de capacidad requerido poseen alta *ESR*, se agregan capacitores cerámicos en paralelo al banco de capacitores electrolíticos que permitan bajar la *ESR* total. Usando valores de capacidad que puedan conseguirse comercialmente y que soporten el *ripple* de corriente, se selecciona el valor de capacidad $C = 422\mu F$, que se construye con $400\mu F$ en capacitores electrolíticos y $22\mu F$ en capacitores cerámicos.

Capítulo 4

Modelado del *Buck-Boost* de cuatro llaves

Los convertidores dc-dc requieren de un lazo de control para poder regular la tensión de salida ante variaciones de la alimentación o de la carga. Para poder diseñar el controlador se necesita conocer el comportamiento dinámico del circuito. Para ello, se emplean normalmente modelos matemáticos que representan los fenómenos físicos (corrientes y tensiones) a través de ecuaciones diferenciales.

Distintos enfoques de modelado de convertidores pueden encontrarse en la literatura. Los más tradicionales son las técnicas de promediado en variables de estado y de promediado circuital [1, 14, 21]. Con el avance tecnológico de dispositivos como los microcontroladores o DSPs el controlador, que tradicionalmente era construido en el dominio analógico, también se diseña e implementa de manera digital [4, 10, 13]. Esto implica que para el cálculo de la acción de control sólo es necesario conocer el estado de las variables en los instantes de muestreo. En ese sentido, los así llamados modelos en variables de estado de tiempo discreto han adquirido un rol importante [2, 11, 30]. Además, estos modelos han demostrado ser más precisos y completos para predecir la evolución de las variables del convertidor bajo distintas condiciones de operación.

En este capítulo se describen las ecuaciones matemáticas en variables de estado que surgen en los intervalos de encendido y apagado de las llaves del convertidor operando en los modos clásicos (*Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor). Luego se desarrollan los modelos en variables de estado promediado y discreto. Se plantea además el procedimiento general que permite realizar la linealización de los mismos. El modelo en

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

tiempo discreto no lineal y su linealización en el entorno del punto de operación nominal son utilizados en el Capítulo 5 para determinar los valores adecuados de α y β en los modos combinados y para diseñar el lazo de realimentación mediante técnicas de control digital clásicas. Por esta razón, también se incluyen en este capítulo distintas simulaciones que permiten corroborar la validez de los modelos desarrollados.

4.1. Representación en variables de estado

La representación en variables de estado es una forma canónica de escribir las ecuaciones diferenciales que describen a un sistema [14, 33]. Las llamadas variables de estado del sistema están usualmente asociadas a los elementos que almacenan energía. Para un convertidor típico, estas variables son las corrientes en los inductores y las tensiones en los capacitores. Si el sistema es lineal, las derivadas de los estados son combinaciones lineales de las entradas independientes y de los mismos estados. Las ecuaciones resultantes pueden expresarse en la siguiente forma matricial compacta

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= A \mathbf{x}(t) + B \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= C \mathbf{x}(t),\end{aligned}$$

donde $\mathbf{x}(t)$ es el vector que contiene las variables de estado (corrientes en los inductores y tensiones en los capacitores), $\mathbf{u}(t)$ es el vector de las entradas independientes (fuentes de tensión o corriente) e $\mathbf{y}(t)$ es el vector de salida que se puede expresar como combinación lineal de los estados. Las matrices A , B y C contienen a las constantes de proporcionalidad.

Considérese ahora un convertidor que funciona en conducción continua y que es operado por una señal *PWM* como se muestra en la Figura 4.1. Debido a las conmutaciones, el mismo convertidor se transforma en un circuito eléctrico distinto en cada intervalo de tiempo. Planteando las leyes de Kirchhoff, se obtienen las ecuaciones diferenciales lineales que modelan el comportamiento dinámico de estos dos circuitos. Así, para el intervalo de tiempo $[t_n, t_n + dT_s]$, se tiene que

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= A_{on} \mathbf{x}(t) + B_{on} \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= C_{on} \mathbf{x}(t),\end{aligned}\tag{4.1}$$

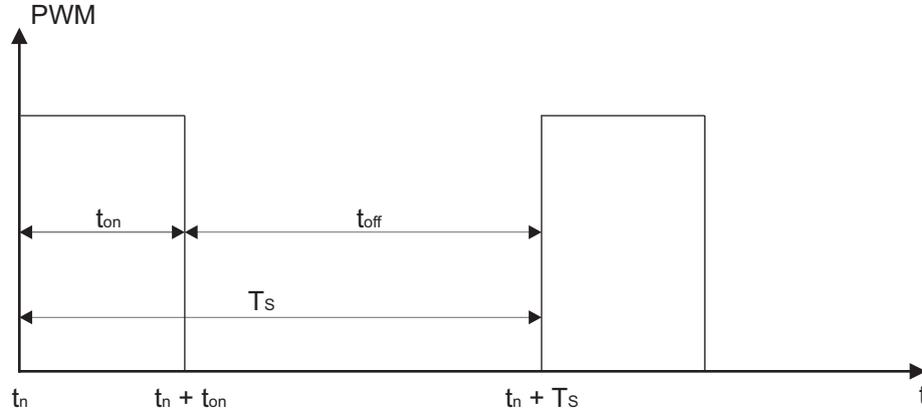


Figura 4.1: Señal de *PWM* genérica.

mientras que, para el siguiente intervalo de tiempo $[t_n + dT_s, t_n + T_s]$ las ecuaciones de estado son

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= A_{off} \mathbf{x}(t) + B_{off} \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= C_{off} \mathbf{x}(t).\end{aligned}\tag{4.2}$$

donde $d = t_{on}/T_s$ es el ciclo de trabajo y $t_n = k T_s$ indica el inicio del n -ésimo período de la onda cuadrada. Normalmente, los subcircuitos generados por la conmutación son distintos y entonces, resulta común que las matrices A_{on} y B_{on} difieran de A_{off} y B_{off} , respectivamente. Las matrices C_{on} y C_{off} usualmente son iguales pues la salida del convertidor es la misma en ambas situaciones. Por ello, se asumirá en lo sucesivo que $C_{on} = C_{off} = C$.

Para poder encontrar las representaciones en variables de estado del convertidor de la Figura 3.3 cuando opera en alguno de los modos clásicos *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor, se plantean las ecuaciones que describen el comportamiento de las variables eléctricas i_L (corriente en el inductor) y v_c (tensión en el capacitor de salida) para los dos circuitos que resultan de la conmutación de las llaves S_1 a S_4 . Por simplicidad, las topologías resultantes se resumen en la Figura 4.2. Nótese que en todos los casos se ha incluido una resistencia r_L en serie con el inductor, representando sus pérdidas por conducción. Este parámetro no sólo es crítico en la eficiencia sino que también juega un rol importante en la dinámica que presenta el convertidor. La resistencia serie equivalente (o *ESR*) del capacitor puede influir en la respuesta de alta frecuencia del circuito. Normalmente, las desviaciones no son significativas si dicho elemento es

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

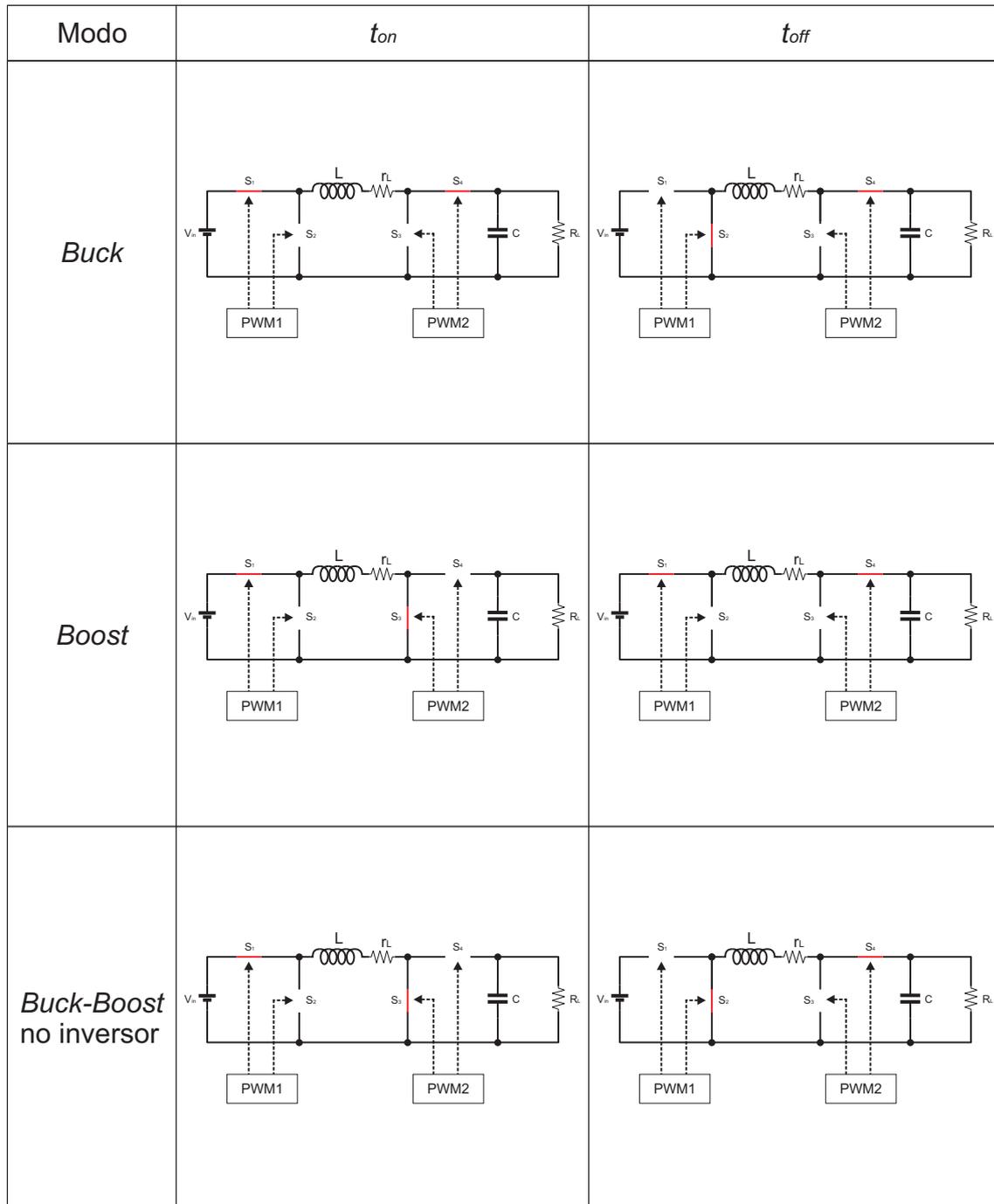


Figura 4.2: Circuitos asociados a los modos de funcionamiento clásicos.

4.1 Representación en variables de estado

Modo	$t_n \leq t \leq t_n + dT_s$	$t_n + dT_s \leq t \leq t_n + T_s$
<i>Buck</i>	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$
<i>Boost</i>	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{R_L C}v_c$	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$
<i>Buck-Boost</i> no inversor	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{R_L C}v_c$	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$

Tabla 4.1: Ecuaciones diferenciales para los modos de operación *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor.

elegido apropiadamente (usando capacitores diseñados para tener baja *ESR*) o si se combinan varios capacitores de distintos dieléctricos, como se menciona en la Sección 3.3. Los transistores se consideran aquí ideales pues sus resistencias internas (mucho menores que la del inductor) no perturban cualitativamente las respuestas temporales del circuito.

En la Tabla 4.1 se sintetizan las representaciones en variables de estado que surgen de plantear las leyes de Kirchhoff de tensión y de corriente para los tres modos de funcionamiento. Se asume de manera genérica que el ciclo de trabajo asignado en todos los casos es igual a d . Definiendo el vector de estados $\mathbf{x}(t) = [i_L(t), v_c(t)]^T$, el vector de entradas $\mathbf{u}(t) = V_{in}$ y el vector de salida $y(t) = v_c(t)$, los resultados anteriores se pueden expresar en las formas matriciales (4.1) y (4.2), donde las matrices correspondientes se incluyen en la Tabla 4.2. Puede observarse que $A_{on} = A_{off}$ sólo para el modo *Buck* y $B_{on} = B_{off}$ sólo para el *Boost*. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, la matriz $C = [0 \ 1]$ es la misma para los tres modos ya que la salida es siempre la tensión sobre el capacitor. Estas representaciones permiten reproducir el comportamiento del convertidor de manera sencilla usando cualquiera de los programas de cálculo y simulación disponibles en la actualidad. Sin embargo, la estructura conmutada impide su análisis y control por medio de la teoría clásica. Por ello, distintos enfoques de modelado se han propuesto en la literatura. Se describen a continuación las técnicas de promediado

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Modo	$t_n \leq t \leq t_n + dT_s$	$t_n + dT_s \leq t \leq t_n + T_s$
<i>Buck</i>	$A_{on} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{on}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$	$A_{off} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{off}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$
<i>Boost</i>	$A_{on} = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{on}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$	$A_{off} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{off}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$
<i>Buck-Boost</i> no inversor	$A_{on} = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{on}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$	$A_{off} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{off}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$

Tabla 4.2: Matrices de las representaciones en variables de estado para los modos de operación *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor.

y de tiempo discreto en sus versiones en variables de estado. Como las ecuaciones son explícitas y continuas, las mismas pueden linealizarse en el entorno del punto nominal de trabajo. Así, resulta posible realizar un análisis de pequeña señal del circuito.

4.2. Modelo de estados promediados

Las formas de onda de las tensiones y corrientes en un convertidor contienen componentes asociadas a la frecuencia de conmutación y otras, normalmente de más baja frecuencia, originadas por las variaciones que se producen en el circuito. Las magnitudes de los términos de alta frecuencia son pequeñas si el circuito es diseñado para tener un *ripple* suficientemente pequeño. La magnitud de los términos de baja frecuencia depende no sólo de la variación introducida sino también de la respuesta que presenta el circuito a dicha variación. El objetivo de la técnica de promediado [1, 14, 21] se enfoca en modelar la dinámica de baja frecuencia, información que resulta de especial

interés desde el punto de vista del control, eliminando de las variables toda la dinámica relacionada a las conmutaciones (alta frecuencia).

Como el *ripple* es periódico (de período T_s), éste puede eliminarse promediando a las variables en un período de conmutación. Considerando además que el promedio es conmutativo con el operador derivada, la ecuación diferencial que modela a los estados promediados puede calcularse promediando las ecuaciones diferenciales que surgen en los distintos intervalos sobre un período de conmutación [22]. Para la señal de conmutación representada en la Figura 4.1, resulta entonces que

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_{t_n}^{t_n+t_{on}} \dot{\mathbf{x}}(\tau) d\tau + \int_{t_n+t_{on}}^{t_n+T_s} \dot{\mathbf{x}}(\tau) d\tau \right], \quad (4.3)$$

donde $\bar{\mathbf{x}}$ representa al valor promedio de los estados que conforman al vector \mathbf{x} . Reemplazando (4.1) y (4.2) en (4.3) y simplificando los extremos de integración, resulta

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{dT_s} (A_{on} \mathbf{x}(\tau) + B_{on} \mathbf{u}(\tau)) d\tau + \int_{dT_s}^{T_s} (A_{off} \mathbf{x}(\tau) + B_{off} \mathbf{u}(\tau)) d\tau \right], \quad (4.4)$$

Ahora bien, cuando los convertidores operan en modo de conducción continua, puede asumirse que las tensiones o corrientes no se desvían significativamente de sus valores medios. Además, las variaciones de las entradas son suficientemente lentas respecto a la frecuencia de conmutación. Estas suposiciones implican que los promedios de los productos de las matrices por las variables en (4.4) pueden considerarse iguales a los productos de los promedios. De esta manera, se obtiene el modelo promediado clásico [32] dado por

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\mathbf{x}}}(t) &= \bar{A}(d)\bar{\mathbf{x}}(t) + \bar{B}(d)\bar{\mathbf{u}}(t), \\ \bar{\mathbf{y}}(t) &= C\bar{\mathbf{x}}(t). \end{aligned} \quad (4.5)$$

donde las matrices $\bar{A}(d)$ y $\bar{B}(d)$ son

$$\begin{aligned} \bar{A}(d) &= d A_{on} + (1 - d) A_{off}, \\ \bar{B}(d) &= d B_{on} + (1 - d) B_{off}, \end{aligned} \quad (4.6)$$

Como puede observarse, este modelo es continuo y no lineal. Tanto la matriz de transición de estados \bar{A} como la matriz \bar{B} dependen del ciclo de trabajo d , variable a través de la cual se implementan las acciones de control.

4.3. Modelo de estados en tiempo discreto

Como se vio en la Sección 4.1, la operación conmutada de los convertidores implica que un circuito en particular domina el comportamiento del sistema durante un cierto intervalo de tiempo. Esta operación es cíclica pues las distintas topologías involucradas se repiten periódicamente. Como los circuitos son lineales, resulta además sencillo encontrar la solución de las ecuaciones diferenciales para un determinado tiempo. Dada una condición inicial, se resuelven los diferentes subsistemas a medida que el tiempo avanza. Como se describe a continuación, estas dos características hacen del enfoque de modelado en tiempo discreto una manera natural de manejar estos sistemas. De hecho, los modelos discretos han demostrado ser mucho más precisos para predecir los fenómenos no lineales muchas veces presentes en los convertidores conmutados [2, 7, 11, 43].

Básicamente, el modelo discreto en variables de estados se obtiene integrando las ecuaciones de estado continuas sobre un período de conmutación. Considérese el sistema en variables de estado dado por (4.1) y (4.2). Entonces el objetivo es encontrar el valor del estado $\mathbf{x}(t_n + T_s)$ en función del estado anterior conocido $\mathbf{x}(t_n)$, para lo cual se deberá primero encontrar la solución del sistema para el instante $\mathbf{x}(t_n + d T_s)$.

Aplicando la solución general de una ecuación diferencial ordinaria [44] a (4.1), se tiene que la expresión de los estados en el instante $t_n + d T_s$ en función de sus valores en $t = t_n$ está dada por

$$\mathbf{x}(t_n + d T_s) = e^{A_{on} (t_n + d T_s - t_n)} \mathbf{x}(t_n) + \int_{t_n}^{t_n + d T_s} e^{A_{on} (t_n + d T_s - \tau)} B_{on} \mathbf{u}(\tau) d\tau,$$

que, realizando el cambio de variables $\sigma = t_n + d T_s - \tau$ y $d\sigma = -d\tau$, resulta

$$\mathbf{x}(t_n + d T_s) = e^{A_{on} d T_s} \mathbf{x}(t_n) + \int_0^{d T_s} e^{A_{on} \sigma} B_{on} \mathbf{u}(t_n + d T_s - \sigma) d\sigma. \quad (4.7)$$

Ahora es necesario encontrar la solución en el instante $t_n + T_s$. En este caso, la solución de la ecuación de estados (4.2) es

$$\mathbf{x}(t_n + T_s) = e^{A_{off}(t_n + T_s - t_n - d T_s)} \mathbf{x}(t_n + d T_s) + \int_{t_n + d T_s}^{t_n + T_s} e^{A_{off}(t_n + T_s - \tau)} B_{off} \mathbf{u}(\tau) d\tau,$$

que luego del cambio de variables $\sigma = t_n + T_s - \tau$ y $d\sigma = -d\tau$ se transforma en

$$\mathbf{x}(t_n + T_s) = e^{A_{off} ((1 - d) T_s)} \mathbf{x}(t_n + d T_s) + \int_0^{(1 - d) T_s} e^{A_{off} \sigma} B_{off} \mathbf{u}(t_n + T_s - \sigma) d\sigma \quad (4.8)$$

Reemplazando en esta expresión al estado inicial $\mathbf{x}(t_n + d T_s)$ por (4.7) y definiendo $d' = 1 - d$, se obtiene la solución

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t_n + T_s) &= e^{A_{off}d'T_s} e^{A_{on}dT_s} \mathbf{x}(t_n) + e^{A_{off}d'T_s} \int_0^{dT_s} e^{A_{on}\sigma} B_{on} \mathbf{u}(t_n + dT_s - \sigma) d\sigma \\ &+ \int_0^{d'T_s} e^{A_{off}\sigma} B_{off} \mathbf{u}(t_n + T_s - \sigma) d\sigma. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Suponiendo que la variación de las entradas en el vector \mathbf{u} es suficientemente lenta, puede considerarse que las mismas se mantienen constantes durante todo el período de conmutación T_s . Así, (4.9) se reduce a

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t_n + T_s) &= e^{A_{off}d'T_s} e^{A_{on}dT_s} \mathbf{x}(t_n) \\ &+ (e^{A_{off}d'T_s} \int_0^{dT_s} e^{A_{on}\sigma} B_{on} d\sigma + \int_0^{d'T_s} e^{A_{off}\sigma} B_{off} d\sigma) \mathbf{u}(t_n). \end{aligned} \quad (4.10)$$

Resolviendo las integrales y reescribiendo el resultado en forma matricial, se obtiene el sistema

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[(k+1)T_s] &= \phi(d) \mathbf{x}[kT_s] + \psi(d) \mathbf{u}[kT_s], \\ y[kT_s] &= C \mathbf{x}[kT_s] \end{aligned} \quad (4.11)$$

donde $\mathbf{x}[k T_s]$ es el vector de estados, d es el ciclo de trabajo asignado a las llaves que conmutan y las matrices $\phi(d)$ y $\psi(d)$ están dadas por

$$\begin{aligned} \phi(d) &= e^{A_{off}d'T_s} e^{A_{on}dT_s}, \\ \psi(d) &= e^{A_{off}d'T_s} (e^{A_{on}dT_s} - I) A_{on}^{-1} B_{on} + (e^{A_{off}d'T_s} - I) A_{off}^{-1} B_{off}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Como puede verse de (4.12) este modelo en tiempo discreto es no lineal, ya que tanto la matriz de transición de estados ϕ como la matriz ψ dependen del valor del ciclo de trabajo el cual se usa como variable de control.

4.4. Linealización de los modelos

Para poder utilizar las técnicas de control lineal clásicas que permitan, por ejemplo, mantener estable la tensión de salida V_o ante perturbaciones de carga o de la tensión de entrada, resulta necesario contar con un modelo lineal del convertidor. Dependiendo

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

del dominio temporal donde se quiera implementar el controlador, dicho modelo se obtiene a partir de la linealización del sistema no lineal (4.5) o (4.11) en el entorno del punto nominal de trabajo (o punto de equilibrio) del circuito.

Básicamente, el procedimiento general de linealización consiste en suponer que los estados y las variables de un sistema no lineal continuo $\dot{\mathbf{x}} = f[\mathbf{x}, \mathbf{u}, d]$ (o también en tiempo discreto, $\mathbf{x}[(k+1)T] = f[\mathbf{x}[kT], \mathbf{u}[kT], d]$) pueden descomponerse como

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}, \\ \mathbf{u} &= \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}, \\ d &= D + \hat{d},\end{aligned}$$

donde \mathbf{X} , \mathbf{U} y D representan a los puntos de equilibrio de \mathbf{x} , \mathbf{u} y d , respectivamente y $\hat{\mathbf{x}}$, $\hat{\mathbf{u}}$ y \hat{d} son las variaciones de pequeña señal en el entorno de los mismos. Para encontrar una representación que describa el comportamiento en torno a $P_e = [\mathbf{X}, \mathbf{U}, D]$, la función no lineal $f[\cdot]$ que describe la dinámica del sistema se aproxima mediante un polinomio de Taylor de primer orden. Esto es,

$$f[\mathbf{x}, \mathbf{u}, d] = f[\mathbf{X}, \mathbf{U}, D] + \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} \right|_{P_e} \hat{\mathbf{x}} + \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{u}} \right|_{P_e} \hat{\mathbf{u}} + \left. \frac{\partial f}{\partial d} \right|_{P_e} \hat{d}, \quad (4.13)$$

donde $f[X, U, D]$ es la función evaluada en el punto de equilibrio P_e y el resto de los términos están definidos por las derivadas de la función respecto a cada variable y evaluadas en el punto P_e . Entonces, despreciando los productos de segundo orden de las variaciones de pequeña señal y simplificando los términos asociados al equilibrio, se llega al modelo lineal del sistema.

Así, por ejemplo, empleando (4.13) en el modelo promediado no lineal (4.5), se obtiene

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \bar{A}(D) \hat{\mathbf{x}}(t) + \bar{B}_1(D) \hat{\mathbf{u}}(t) + \bar{B}_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}) \hat{d}(t), \quad (4.14)$$

donde las matrices están dadas por

$$\begin{aligned}\bar{A}(D) &= D A_{on} + (1 - D) A_{off}, \\ \bar{B}_1(D) &= D B_{on} + (1 - D) B_{off}, \\ \bar{B}_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}) &= (A_{on} - A_{off}) \mathbf{X} + (B_{on} - B_{off}) \mathbf{U}.\end{aligned} \quad (4.15)$$

Por otro lado, el modelo lineal que resulta de aplicar (4.13) a las ecuaciones de estados en tiempo discreto (4.11) es

$$\hat{\mathbf{x}}[(k+1)T_s] = \Phi(D) \hat{\mathbf{x}}[kT_s] + \Gamma_1(D) \hat{\mathbf{u}}[kT_s] + \Gamma_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}, D) \hat{d}[kT_s], \quad (4.16)$$

donde las matrices son

$$\begin{aligned} \Phi(D) &= e^{A_{off}(1-D)T_s} e^{A_{on}DT_s}, \\ \Gamma_1(D) &= e^{A_{off}(1-D)T_s} (e^{A_{on}DT_s} - I) A_{on}^{-1} B_{on} + (e^{A_{off}(1-D)T_s} - I) A_{off}^{-1} B_{off}, \\ \Gamma_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}, D) &= [-A_{off}T_s e^{A_{off}(1-D)T_s} e^{A_{on}DT_s} + e^{A_{off}(1-D)T_s} A_{on}T_s e^{A_{on}DT_s}] \mathbf{X} \\ &+ [e^{A_{off}(1-D)T_s} A_{on}T_s e^{A_{on}DT_s} A_{on}^{-1} B_{on} - A_{off}T_s e^{A_{off}(1-D)T_s} A_{off}^{-1} B_{off} \\ &- A_{off}T_s e^{A_{off}(1-D)T_s} (e^{A_{on}DT_s} - I) A_{on}^{-1} B_{on}] \mathbf{U}. \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.5. Simulaciones en tiempo discreto

Como el control del convertidor se realiza de manera digital, se elige modelar la dinámica del circuito a través de las ecuaciones en tiempo discreto desarrolladas en la Sección 4.3. Las mismas describen el comportamiento de la corriente en el inductor i_L y de la tensión en el capacitor de salida v_c en los instantes de muestreos de manera más precisa que el modelo en estados promediados. Para verificar la validez de los modelos discretos no lineales obtenidos para los modos *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor, los mismos se simularon utilizando bloques matemáticos provistos en la librería Simulink del programa Matlab. Las simulaciones a lazo abierto se contrastaron con las obtenidas a partir de un modelo circuital construido con llaves y componentes pasivos disponibles en la librería “*SimPowerSystem*” incluida también en Simulink. La implementación del modelo se esquematiza en la Figura B.1 del Apéndice B.

Básicamente, la validez de los tres modelos se corroboró llevando a cabo los siguientes ensayos.

- Arranque inicial: se inicia el convertidor en una condición distinta al estado estacionario deseado ($V_o = 10V$);

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Simulación	<i>Buck</i>	<i>Boost</i>	<i>Buck-Boost</i> no inversor
Arranque inicial	$V_{in} = 15V$	$V_{in} = 5V$	$V_{in} = 10V$
Escalón en V_{in}	$V_{in} = 15V$ a $14V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 5V$ a $6V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 10V$ a $9V$ $R_L = 10\Omega$
Escalón en R_L	$V_{in} = 15V$ $R_L = 6\Omega$ a 10Ω	$V_{in} = 5V$ $R_L = 6\Omega$ a 10Ω	$V_{in} = 10V$ $R_L = 6\Omega$ a 10Ω

Tabla 4.3: Condiciones de simulación para cada modo de funcionamiento.

- Escalón en V_{in} : operando el convertidor en estado estacionario, se realiza un cambio abrupto en la tensión de entrada V_{in} ;
- Escalón en R_L : operando el convertidor en estado estacionario, se realiza un cambio abrupto en la carga R_L .

En todos los casos se considera que $L = 56\mu\text{H}$, $C = 422\mu\text{F}$, $r_L = 20\text{m}\Omega$ y $T_s = 10\mu\text{s}$. En la Tabla 4.3 se listan las condiciones de simulación para los modos de operación básicos. En el primer ensayo, se considera $R_L = 6\Omega$ y las condiciones iniciales de tensión y corriente en el capacitor y en el inductor se fijan en $v_c = 9V$ e $i_L = 1,5A$, respectivamente. Por simplicidad, se muestran únicamente las formas de onda temporales de la tensión de salida. Cabe mencionar que no se han contemplado situaciones que impliquen cambios de modo de funcionamiento ni tampoco se han modelado los modos combinados *A* y *B*.

4.5.1. Modo *Buck*

Las Figuras 4.3(a)-(b) y 4.4(a)-(b) muestran las respuestas obtenidas al realizar los ensayos con el convertidor operando en modo *Buck*. Como puede observarse, el modelo discreto reproduce de manera precisa el comportamiento dinámico del circuito. De las simulaciones se aprecia además que el convertidor responde ante los cambios con un comportamiento transitorio subamortiguado que posee un tiempo de establecimiento de aproximadamente 15ms. Cuando V_{in} es fijo, el valor de estado estacionario de la tensión de salida se encuentra levemente por debajo ($\approx 0,33\%$) del nivel deseado de 10V. Las diferencias se deben a las pérdidas en la bobina. Sin embargo, cuando disminuye la

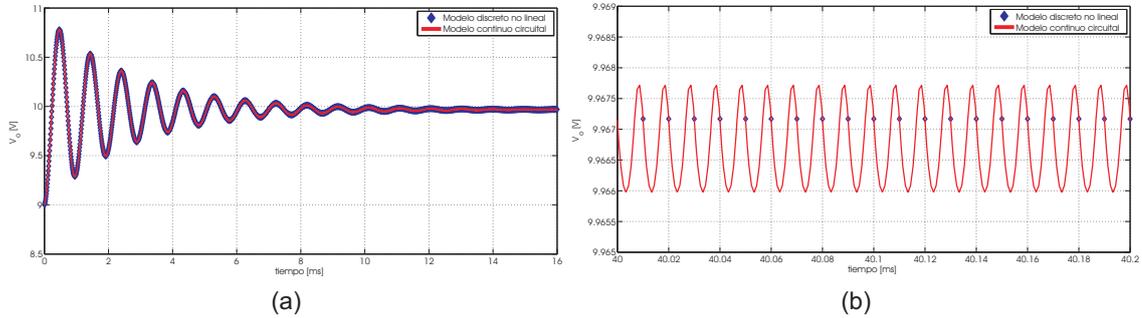


Figura 4.3: Comportamiento en el arranque inicial del convertidor funcionando como *Buck*. (a) Respuesta transitoria. (b) Estado estacionario. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.

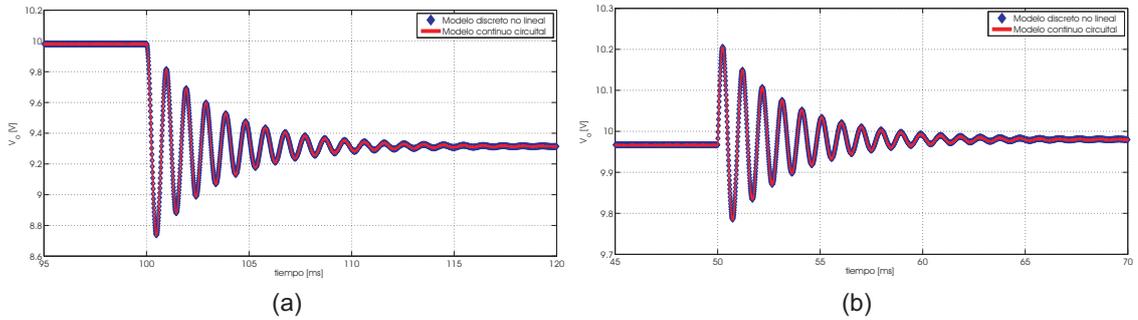


Figura 4.4: Comportamiento del convertidor funcionando como *Buck*. (a) Escalón de 15V a 14V en la tensión de entrada. (b) Escalón de 6Ω a 10Ω en la carga. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.

tensión de entrada, la tensión V_o manifiesta una caída significativa (Figura 4.4(a)) pues el convertidor se encuentra a lazo abierto, es decir, el ciclo de trabajo no varía ($d_1 = 10V/15V = 0,667$).

En la Figura 4.3(b) se indican los valores (o muestras) obtenidos mediante el modelo en cada período kT_s para la condición de estado estacionario del primer ensayo. Durante el intervalo de tiempo donde S_1 está apagada y S_2 está encendida ($(1 - d_1)T_s$) la tensión en el capacitor se descarga con la misma corriente que circula por el inductor pero sin su valor medio (Figura 2.2) [21]. Por esta razón, la muestra del modelo discreto no coincide con el valor máximo de tensión alcanzado por el modelo circuital, sino que corresponde al instante donde C deja de descargarse y comienza a cargarse nuevamente.

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

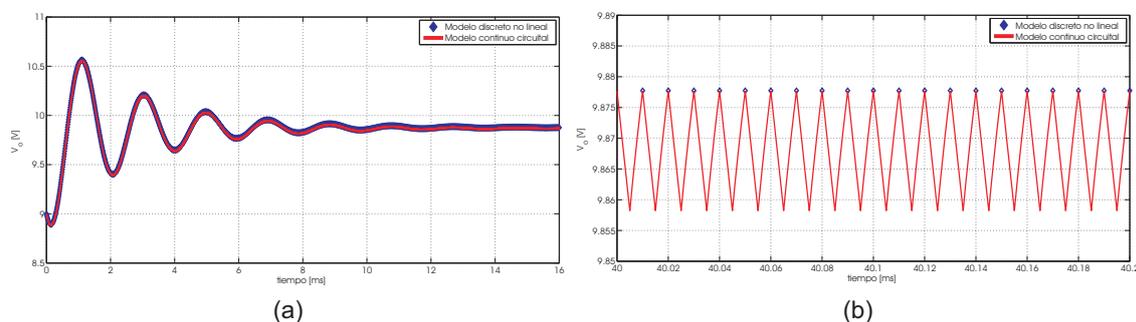


Figura 4.5: Comportamiento en el arranque inicial del convertidor funcionando como *Boost*. (a) Respuesta transitoria. (b) Estado estacionario. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.

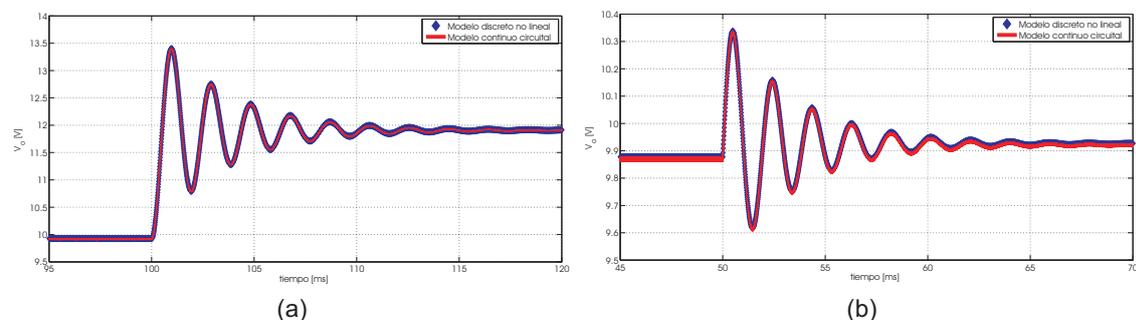


Figura 4.6: Comportamiento del convertidor funcionando como *Boost*. (a) Escalón de 5V a 6V en la tensión de entrada. (b) Escalón de 6Ω a 10Ω en la carga. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.

4.5.2. Modo *Boost*

Las simulaciones obtenidas para el convertidor operando en modo *Boost* se presentan en las Figuras 4.5(a)-(b) y 4.6(a)-(b). Nuevamente, el modelo discreto logra reproducir el comportamiento del circuito ante las distintas situaciones planteadas. Por la forma de funcionamiento del convertidor en el modo *Boost*, los valores obtenidos por el modelo en cada período kT_s corresponden al momento en que el capacitor comienza a descargarse, como se muestra en la Figura 4.5(b). Como podría esperarse, se aprecia además que el *ripple* en la tensión de salida es significativamente más grande (poco más de 10 veces) que el desarrollado en el modo *Buck* (Figura 4.3(b)).

En este caso, el convertidor también responde ante los cambios con un comportamiento transitorio subamortiguado. Sin embargo, la frecuencia de las oscilaciones es

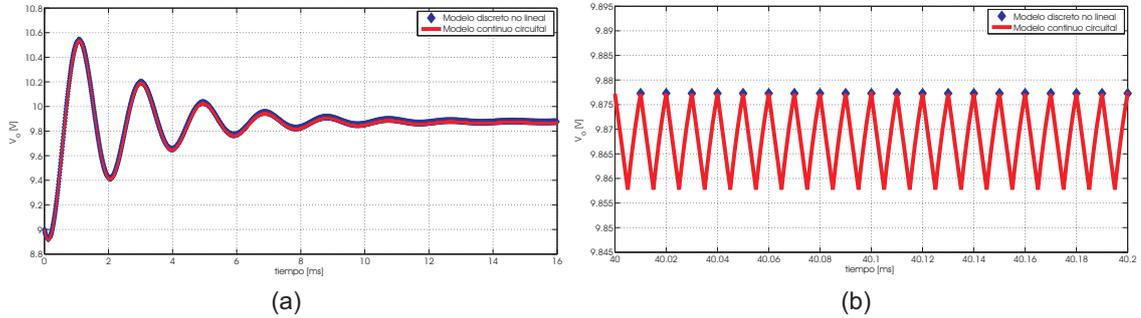


Figura 4.7: Comportamiento en el arranque inicial del convertidor funcionando como *Buck-Boost* no inversor. (a) Respuesta transitoria. (b) Estado estacionario. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.

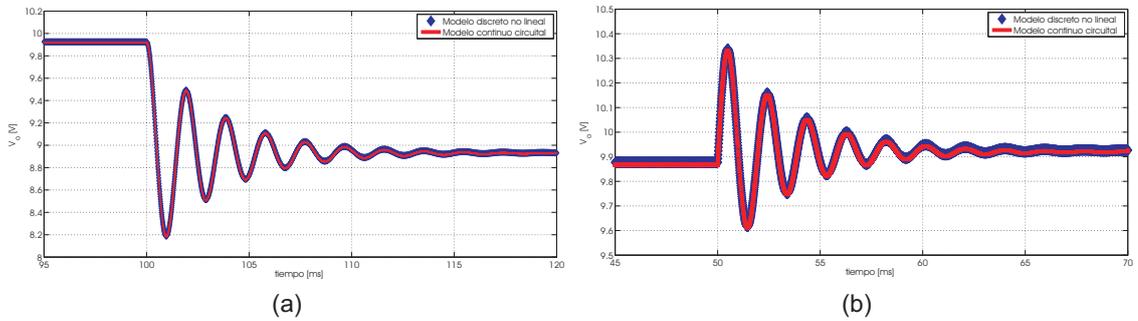


Figura 4.8: Comportamiento del convertidor funcionando como *Buck-Boost* no inversor. (a) Escalón de 10V a 9V en la tensión de entrada. (b) Escalón de 6Ω a 10Ω en la carga. En azul: modelo discreto no lineal; en rojo: modelo circuital.

visiblemente menor mientras que el tiempo de establecimiento se mantiene alrededor de los 15ms. El efecto de las pérdidas sobre el nivel de estado estacionario de la tensión de salida es mayor respecto al modo anterior, debido a que la corriente media por el inductor en este modo es mayor. La caída de tensión respecto de los 10V ronda el 1,25% cuando V_{in} no varía. Análogamente al modo anterior, el convertidor manifiesta una falta de regulación en V_o al aumentar la tensión de entrada pues el ciclo de trabajo se mantiene fijo en $d_2 = 1 - 5V/10V = 0,5$.

4.5.3. Modo *Buck-Boost* no inversor

Por último, las Figuras 4.7(a)-(b) y 4.8(a)-(b) muestran las respuestas obtenidas al simular el modelo discreto y el circuito en el modo *Buck-Boost* no inversor y ante las

4. MODELADO DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

situaciones de arranque desde una condición inicial y de cambios abruptos en la tensión de entrada y en la carga. Como en los ensayos anteriores, se presenta una adecuada coincidencia entre las curvas, corroborando la validez del modelo. Debido a la similitud que existe en la forma de funcionamiento del capacitor para los modos *Boost* y *Buck-Boost* no inversor, los niveles de *ripple* en la tensión de salida son los mismos como así también los instantes de muestreo dados por el modelo discreto (Figura 4.7(b)). Por la misma razón, las respuestas temporales manifiestan los mismos comportamientos que los observados en la Subsección 4.5.2. Cabe mencionar que el efecto de las pérdidas sobre los niveles de corriente continua de salida también son iguales pues no se han modelado aquí las pérdidas en las llaves. Dicho fenómeno queda claramente de manifiesto en los resultados experimentales que se presentan en el Capítulo 7.

Capítulo 5

Control del *Buck-Boost* de cuatro llaves

Como se ha descrito a lo largo de la tesis, el objetivo es que el convertidor opere de distintas maneras en función del nivel que tenga la tensión de entrada V_{in} y así lograr un mejor rendimiento del sistema. Para que eso suceda, la fuente debe poseer un lazo de control del tipo *feedforward* que establezca precisamente en qué modo debe operar el circuito en función de la medición de dicha variable de entrada. Ahora bien, esta acción de control actúa de una manera predefinida sin información de lo que sucede a la salida. De hecho, no es capaz de regular la tensión de salida ante posibles perturbaciones en los parámetros o variaciones en la carga. Por este motivo, resulta necesario incluir un segundo lazo de control pero del tipo *feedback*. El mismo actúa a través del ciclo de trabajo de las llaves en función del error que exista entre la tensión de salida y el valor de referencia deseado.

En la Figura 5.1 se esquematiza el sistema completo donde pueden identificarse los bloques que se necesitan para implementar ambos lazos de control de manera digital mediante un DSP. El procedimiento de diseño de los mismos como así también el análisis de sus desempeños obtenidos mediante simulaciones se describen a continuación. Para el caso particular de los modos de operación *A* y *B*, se proponen además criterios de asignación de los ciclos de trabajo de las llaves y una manera unívoca de encontrar los valores de α y β que minimicen los transitorios que se producen al cambiar de modo.

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

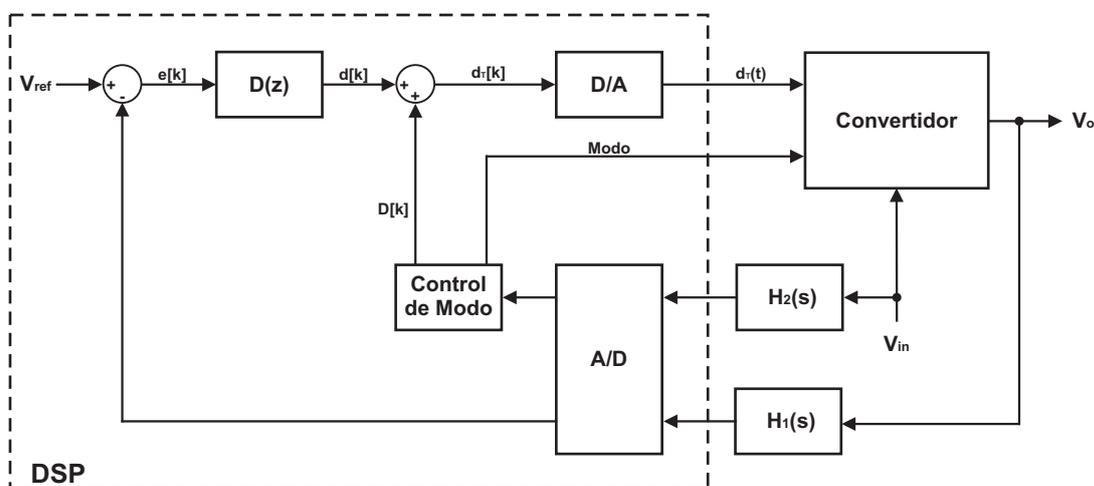


Figura 5.1: Esquema de control del sistema.

5.1. Lazo de control *feedforward*

Básicamente, este lazo es el encargado de determinar en qué modo de operación debe trabajar el convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves. Para poder lograr esto, es necesario medir la tensión de entrada y establecer los rangos que abarca cada modo. A partir de la medición de V_{in} resulta posible también actualizar el ciclo de trabajo deseado en estado estacionario a partir de las relaciones $V_o - V_{in}$.

Como se muestra en la Figura 5.1, el lazo de control *feedforward* está formado por el bloque de sensado $H_2(s)$ que se encarga de acondicionar la medición de la tensión de entrada, el bloque de conversión análogico a digital A/D que es el encargado de adquirir las muestras de la señal medida, el bloque D/A que realiza la conversión digital a analógica y el bloque "Control de Modo". Este último cumple una doble función pues determina en qué modo debe operar el convertidor y calcula el ciclo de trabajo de estado estacionario.

De los bloques mencionados, el conversor A/D se modela como un muestreador ideal con tasa de muestreo T_s y el conversor D/A se considera como un mantenedor de orden cero (o ZoH) por su nombre en inglés *Zero order Hold*. El bloque de sensado de tensión de entrada $H_2(s)$ representa la dinámica asociada a la medición y filtrado de dicha tensión para evitar ruidos en alta frecuencia que puedan afectar el control. Como esta dinámica posee un ancho de banda mayor al necesario para el sensado de las variaciones de V_{in} , el bloque $H_2(s)$ puede representarse como una ganancia constante

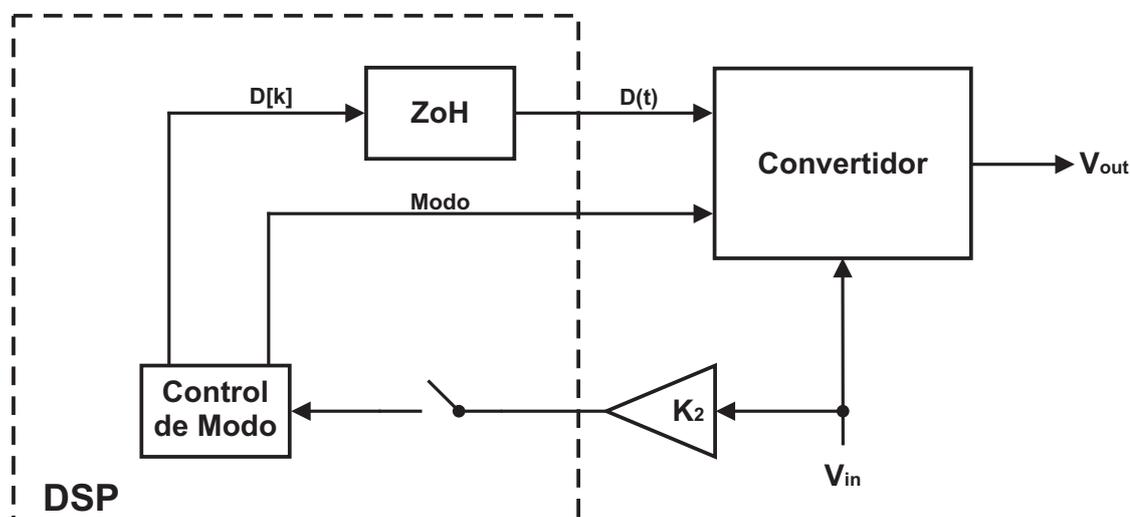


Figura 5.2: Lazo de control *feedforward* del *Buck-Boost* de cuatro llaves.

dada por $H_2(s) = K_2 = 0,0483$. La Figura 5.2 muestra en detalle el lazo de control *feedforward* teniendo en cuenta estas consideraciones.

5.1.1. Cambio de modo de operación y actualización del ciclo de trabajo en estado estacionario

En el Capítulo 3 se propuso comandar los pares de llaves $(S_1 - S_2)$ y $(S_3 - S_4)$ del *Buck-Boost* no inversor con señales *PWM1* y *PWM2* independientes. Los ciclos de trabajo d_1 y d_2 de cada par no pueden sobrepasar ciertos valores límites, definidos como

$$d_{1min} \leq d_1 \leq d_{1max}, \quad (5.1)$$

$$d_{2min} \leq d_2 \leq d_{2max}, \quad (5.2)$$

pues existen restricciones como, por ejemplo, los tiempos necesarios para realizar el cálculo de la acción de control, los tiempos de conmutación de los *drivers* y los transistores, etc. El rango de tensión de entrada que abarca cada modo de operación no sólo depende de la relación entre V_{in} y V_o sino también de los rangos admisibles (5.1) y (5.2). A partir del esquema de la Figura 3.4 y considerando $V_{in} = [5V - 15V]$, $V_o = 10V$, $d_{1min} = d_{2min} = 0,2$ y $d_{1max} = d_{2max} = 0,8$, los valores de la tensión de entrada que definen cada modo de operación son:

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

V_{in}	Cambio de Modo	Tensión de cambio	Valor
5V a 15V	<i>Boost</i> a Modo <i>B</i>	$V_{inBo-max} + 0,2$	7,7V
	Modo <i>B</i> a <i>Buck-Boost</i> no inversor	$V_{inMB-max} + 0,2$	9,2V
	<i>Buck-Boost</i> no inversor a Modo <i>A</i>	$V_{inMA-min} + 0,2$	11,2V
	Modo <i>A</i> a <i>Buck</i>	$V_{inBu-min} + 0,2$	12,7V
15V a 5V	<i>Buck</i> a Modo <i>A</i>	$V_{inBu-min} - 0,2$	12,3V
	Modo <i>A</i> a <i>Buck-Boost</i> no inversor	$V_{inMA-min} - 0,2$	10,8V
	<i>Buck-Boost</i> no inversor a Modo <i>B</i>	$V_{inMB-max} - 0,2$	8,8V
	Modo <i>B</i> a <i>Boost</i>	$V_{inBo-max} - 0,2$	7,3V

Tabla 5.1: Histéresis en la tensión de entrada V_{in} para los cambios de modo.

- Modo *Boost*: $V_{in} < V_{inBo-max} = 7,5V$;
- Modo *B*: $V_{inBo-max} \leq V_{in} < V_{inMB-max} = 9V$;
- Modo *Buck-Boost* no inversor: $V_{inMB-max} \leq V_{in} < V_{inMA-min} = 11V$;
- Modo *A*: $V_{inMA-min} \leq V_{in} < V_{inBu-min} = 12,5V$;
- Modo *Buck*: $V_{in} \geq V_{inBu-min}$.

A fin de evitar oscilaciones espúreas en torno a los niveles de tensión donde están previstos los cambios, se incorporó al algoritmo una histéresis de $\pm 200\text{mV}$. En la Tabla 5.1 se detallan los valores de tensión para los cuales el algoritmo realiza, en realidad, las conmutaciones de modo de funcionamiento tanto para tensiones crecientes como decrecientes de V_{in} .

Ahora bien, dentro de cada modo de operación, el cálculo del ciclo de trabajo en estado estacionario se realiza a partir de las relaciones de tensión entrada-salida desarrolladas en el Capítulo 3. De acuerdo a (3.1), (3.3) y (3.7), las expresiones que implementa el lazo son

- Modo *Boost*: $d_1 = 1$ y $d_2 = 1 - V_{in}/V_o$;
- Modo *Buck-Boost* no inversor: $d_1 = d_2 = V_o/(V_{in} + V_o)$;
- Modo *Buck*: $d_1 = V_o/V_{in}$ y $d_2 = 0$.

Para los modos A y B , la relación de tensión entrada-salida (3.13) depende de ambos ciclos de trabajo y por ello, los mismos no están unívocamente determinados. En los trabajos [8, 9, 24, 25] publicados con anterioridad, se asume que los ciclos de trabajo son fijos en todo el modo A o B . Esto es, $d_1 = d_{1max}$ y $d_2 = d_{2min}$ para así reducir las transiciones que se producen al pasar del modo *Buck* al modo A y del modo B al modo *Boost* o viceversa. Esta condición resulta ser eficiente cuando los rangos de variación de V_{in} son pequeños. Si la tensión de entrada cambia significativamente dentro del intervalo correspondiente al modo A o al modo B , el convertidor presenta una pérdida de regulación.

Se proponen en esta tesis dos alternativas distintas para relacionar los dos ciclos de trabajo [5, 6]. Las mismas son:

- (i) $d_1 = d_2$.
- (ii) $d_1 + d_2 = 1$.

La relación (i) está pensada de manera de simplificar la operación del convertidor pues los α períodos operando como *Buck* y los β períodos operando como *Boost* se implementan con el mismo ciclo de trabajo. En base a la relación de estado estacionario entre V_{in} y V_o dada por (3.13) y esta asignación se tiene que

$$d_1 = \frac{\alpha V_o + \beta (V_o - V_{in})}{\alpha V_{in} + \beta V_o}. \quad (5.3)$$

La relación (ii) tiene como fin reducir las transiciones en el valor de los ciclos de trabajo cuando se pasa del modo *Buck* al modo A (d_1 tiende a su valor máximo) y del modo B al modo *Boost* (d_2 tiende a su valor mínimo) pero, en este caso, sin perder regulación. Reemplazando esta asignación en (3.13) resulta que

$$d_1 = \frac{\beta V_{in} - \alpha V_o}{\beta V_o - \alpha V_{in}}. \quad (5.4)$$

A diferencia de (5.3), esta expresión presenta ciertas particularidades. Así, por ejemplo, si se considera que α y β son iguales, (5.4) se reduce a $d_1 = -1$ lo cual no es implementable. Por otro lado, si $V_{in} = V_o$, la ecuación se reduce a $d_1 = 1$ con cualquier asignación de α y β .

Con el fin de mostrar el comportamiento de las asignaciones propuestas, se armó el bloque "Control de Modo" que compone el lazo tipo *feedforward* de la Figura 5.2 usando

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

funciones matemáticas y lógicas del entorno gráfico Simulink de Matlab. Dicho bloque implementa las ecuaciones para el cálculo de los ciclos de trabajo en estado estacionario y también la lógica que cambia de modo en función de la tensión de entrada V_{in} y de la tensión de referencia V_{ref} elegida. En la Figura 5.3(a) se ejemplifica cómo evoluciona el ciclo de trabajo de las llaves que conmutan en el rango completo de tensión V_{in} y considerando que $d_1 = d_2$ en los modos A y B . Como se fijaron ciclos α y β iguales tanto para el modo A como para el B , se puede ver que si se elimina el modo *Buck-Boost* no inversor la transición directa del modo A al B no produciría discontinuidades. Por otra parte, el cambio en el ciclo de trabajo para la asignación $d_1 + d_2 = 1$ se muestra en la Figura 5.3(b). Como se mencionó anteriormente cuando se presentó (5.4), si se quisiera eliminar el modo *Buck-Boost* no inversor se tendría que $d_1 = 1$ y $d_2 = 0$ cuando $V_{in} = V_o$. Esto hace inviable la implementación de los modos combinados pues las llaves deberían conmutar permanentemente con valores de ciclos de trabajo fuera de los límites establecidos.

5.1.2. Cálculo de α y β

El principal objetivo de la incorporación de los nuevos modos de conmutación es mejorar el comportamiento de la fuente cuando la tensión de entrada V_{in} se encuentra en cercanías de la tensión de salida V_o . Uno de los desafíos que presentan los modos A y B es determinar cuál es la cantidad apropiada de ciclos que el convertidor debe funcionar como *Buck* o como *Boost*. La estrategia de asignación de α y β presentada en [8, 9, 24, 25] se basa en la minimización en promedio de la derivada de la tensión de salida. La expresión de dicha derivada se obtiene a partir de los modelos promediados de los convertidores. Además, se asume que los ciclos de trabajo de las llaves en cada nuevo modo de funcionamiento son fijos.

Se propone aquí determinar los valores apropiados de α y β para los modos A y B a partir de la minimización de una función objetivo [5, 6]. Pensando en un diseño de fuente reductora-elevadora con control digital, dicha función se define como el error medio cuadrático entre el valor de la tensión de salida al inicio de cada período de conmutación (que corresponde al instante de muestreo) y el valor deseado V_o , considerando

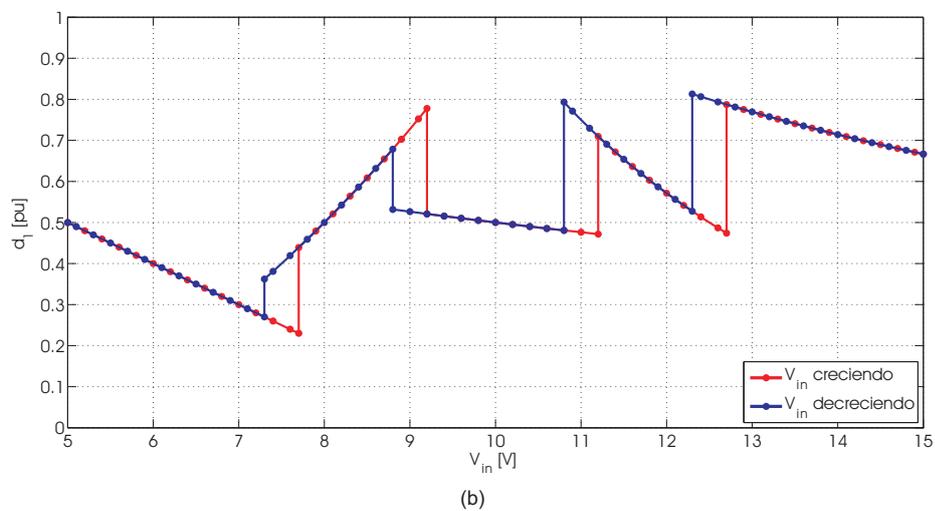
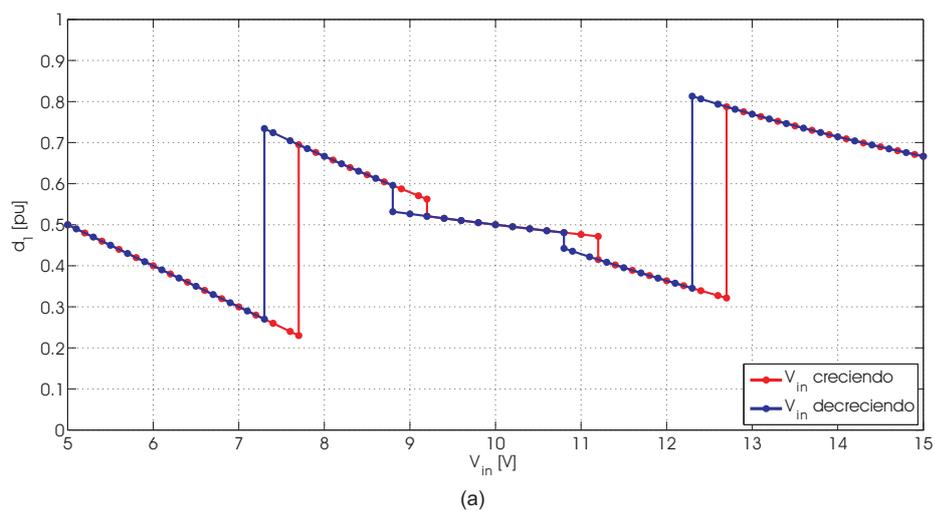


Figura 5.3: Variación del ciclo de trabajo. (a) Asignación $d_1 = d_2$ con $\alpha = \beta = 1$ para los modos *A* y *B*. (b) Asignación $d_1 + d_2 = 1$ con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$ para el modo *A* y $\alpha = 1$ y $\beta = 2$ para el modo *B*. En rojo: V_{in} crece de 5V a 15V; en azul: V_{in} disminuye de 15V a 5V.

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

un número N determinado de períodos. Es decir,

$$f(\cdot) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (v_o(k) - V_o)^2. \quad (5.5)$$

Los valores que toman los estados si el convertidor opera como *Buck* o como *Boost* se predicen a partir del modelo no lineal discreto (4.11)-(4.12) usando las matrices correspondientes a cada modo de operación detalladas en la Tabla 4.2. Además, el valor que se asigna a N en (5.5) debe ser lo suficientemente grande como para incluir dentro de la sumatoria el transitorio y el estacionario del sistema. Las asignaciones de los ciclos de trabajo d_1 y d_2 se realiza en base a las tres estrategias mencionadas en la Sección 5.1.1. En los dos modos, los valores de α y β son fijos en todo el rango de la tensión V_{in} . Entonces, para asegurar que el ciclo de trabajo calculado en (5.3) o (5.4) no supere el límite d_{1max} , la minimización se realiza considerando la tensión de entrada mínima ($V_{inMA-min}$) en el modo *A* y la tensión de entrada máxima ($V_{inMB-max}$) para el modo *B*.

Como la minimización analítica de (5.5) resulta complicada, la misma se realiza en forma numérica teniendo en cuenta los valores de los parámetros del convertidor. Dichos cálculos pueden llevarse a cabo fuera de línea pues una vez obtenidos los α y β correspondientes a cada modo de funcionamiento, estos se mantienen fijos durante la implementación del control. Para la minimización numérica de la función objetivo (5.5), se implementó un algoritmo en Matlab, cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura 5.4. Básicamente, se proponen distintas combinaciones de α y β en el rango entre 1 y 10. Para cada caso, se evalúan los modelos no lineales en forma iterativa considerando un lapso temporal de 2000 muestras. Finalizadas las iteraciones ($k > N$), se calcula la función (5.5). El resultado se compara con el último valor obtenido y sólo se almacena la menor cantidad junto con los valores α - β correspondientes. Se realiza una nueva asignación α - β y el algoritmo vuelve a iniciar. Las combinaciones que minimizan (5.5) de acuerdo a las distintas asignaciones de d_1 y d_2 y los valores de los parámetros definidos anteriormente se detallan en la Tabla 5.2.

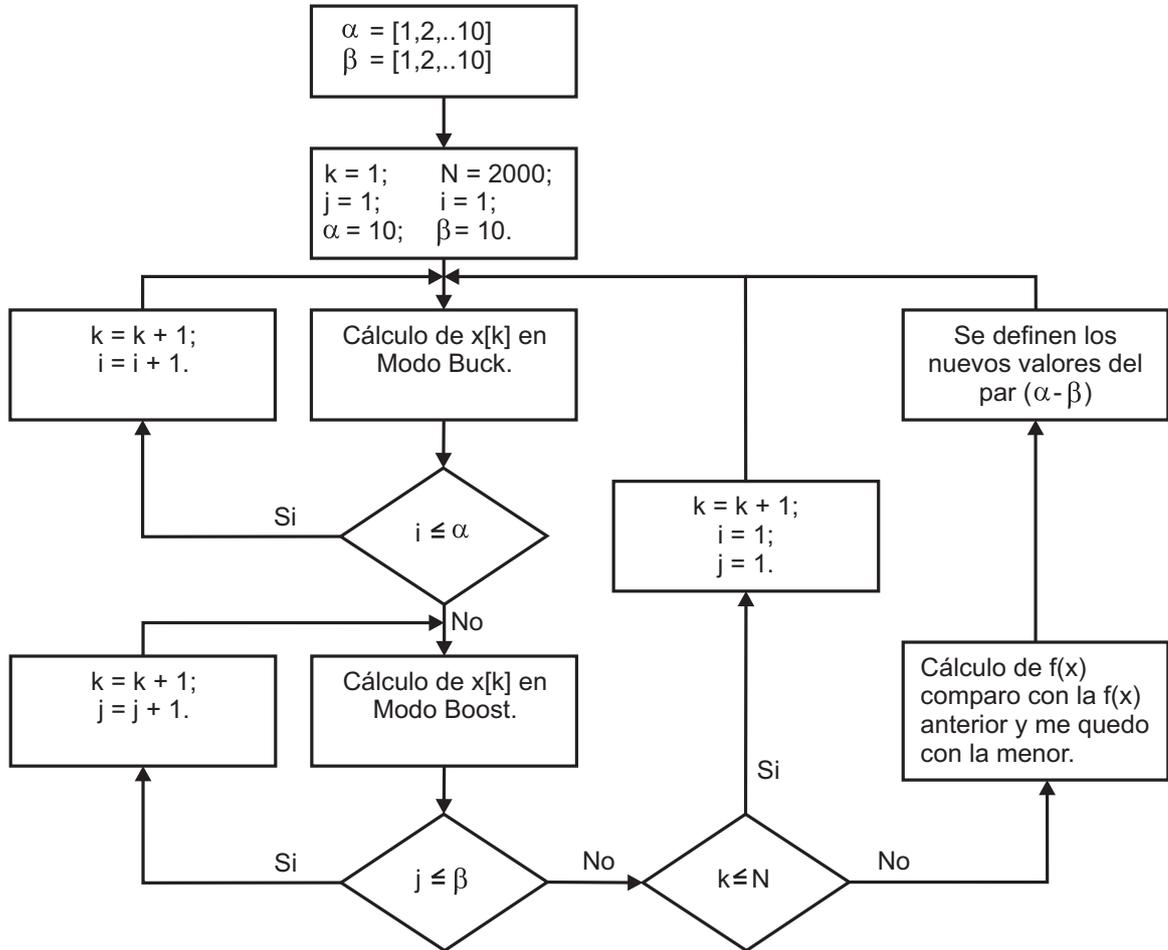


Figura 5.4: Diagrama de flujo del algoritmo de minimización de la función objetivo.

Asignación	Modo	α	β
$d_1 = d_2$	A	1	1
	B	1	1
$d_1 + d_2 = 1$	A	2	1
	B	1	2
$d_1 = d_{1max}$ $d_2 = d_{2min}$	A	5	2
	B	1	3

Tabla 5.2: Valores de α y β para las distintas asignaciones de d_1 y d_2 .

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Para analizar el desempeño del convertidor bajo los resultados obtenidos se realizaron simulaciones del modelo circuital implementado en Simulink de Matlab controlado por el lazo tipo *feedforward*, como se describe en la Figura B.2 del Apéndice B. Se considera nuevamente que $L = 56\mu\text{H}$, $C = 422\mu\text{F}$, $r_L = 20\text{m}\Omega$, $T_s = 10\mu\text{s}$ y además, $R_L = 10\Omega$. En la Figura 5.5(a) se muestran las respuestas del convertidor cuando la tensión de entrada V_{in} cambia de 12,5V (modo *Buck*) a 11,5V (modo *A*) y se consideran las distintas combinaciones α - β obtenidas para las tres estrategias de asignación $d_1 - d_2$. Como puede observarse, son notables las diferencias entre el caso d_1 y d_2 fijos y las dos estrategias propuestas en esta tesis. La opción de ciclos de trabajo fijos evidencia una falta importante de regulación pues el valor de $d_1 = d_{1max}$ y $d_2 = d_{2min}$ no se corresponden con los 11,5V de entrada y la V_o deseada. Además, la respuesta transitoria y el *ripple* en el estado estacionario son claramente mayores. El mínimo sobrepico en la tensión de salida se obtiene para el caso en que $d_1 + d_2 = 1$ ($d_1 = 0,65$) con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$. La amplitud de la ondulación es la misma para cualquiera de las asignaciones $d_1 = d_2$ ($d_1 = 0,39$) con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$ ó $d_1 + d_2 = 1$ con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$, como se muestra en la Tabla 5.3. En la Figura 5.5(b) se presenta una ampliación del estacionario de la tensión de salida donde puede verse que el *ripple* tiene una frecuencia de $f = 50\text{kHz}$ para $d_1 = d_2$ y $f = 33,33\text{kHz}$ para $d_1 + d_2 = 1$. Nótese que en los modos clásicos, el *ripple* del convertidor conserva la frecuencia de conmutación de 100kHz. La disminución que se produce en los modos combinados puede interpretarse como una modulación de ese *ripple* original dada por la existencia de los sucesivos períodos de *Buck* y de *Boost*.

El comportamiento del convertidor cuando la tensión de entrada V_{in} cambia de 7,5V (modo *Boost*) a 8,5V (modo *B*), considerando las combinaciones α - β de la Tabla 5.2 se presentan en la Figura 5.6(a). Al igual que en el modo *A*, la respuesta más desfavorable se obtiene si d_1 y d_2 son fijos. Por otro lado, el mínimo sobrepico y la mínima sobremodulación se da para $d_1 = d_2$ ($d_1 = d_2 = 0,62$) con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$. Para $d_1 + d_2 = 1$ ($d_1 = 0,61$) con $\alpha = 1$ y $\beta = 2$, estas características son levemente mayores. En la Figura 5.6(b) se muestra una ampliación del estacionario de la tensión de salida para los casos $d_1 = d_2$ y $d_1 + d_2 = 1$. Como podría esperarse, los *ripples* resultantes poseen las mismas frecuencias que en el caso de la tensión de salida del modo *A*.

Cabe mencionar que los *ripples* de tensión que se obtienen en los modos clásicos *Boost* y *Buck-Boost* no inversor son mayores (aproximadamente 20mV) que los gene-

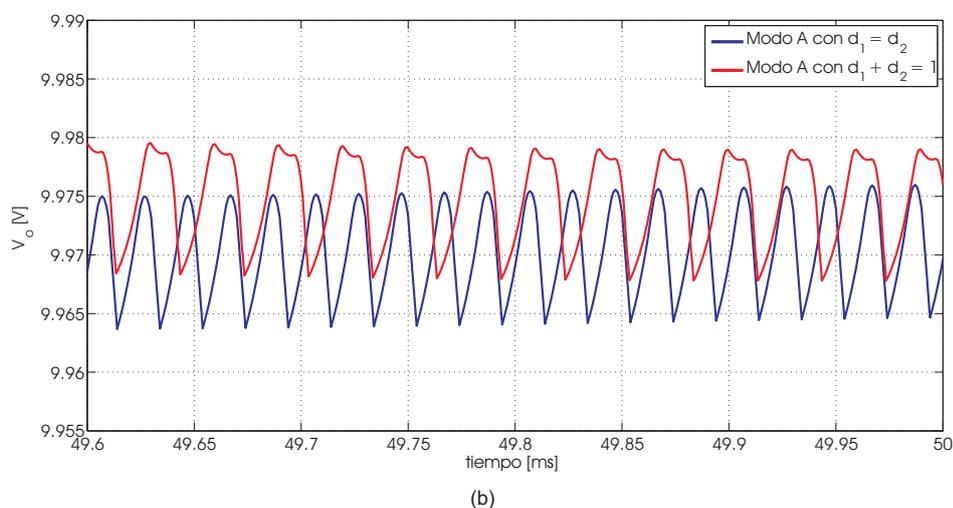
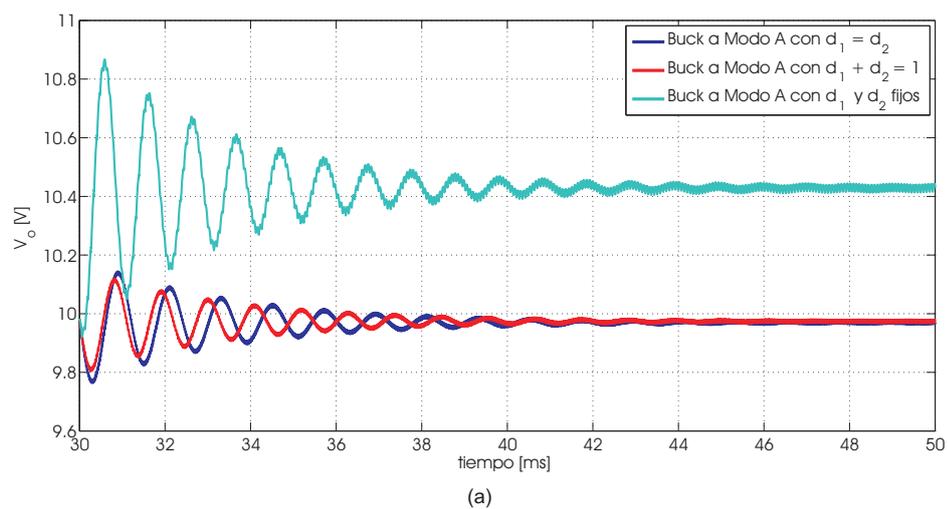
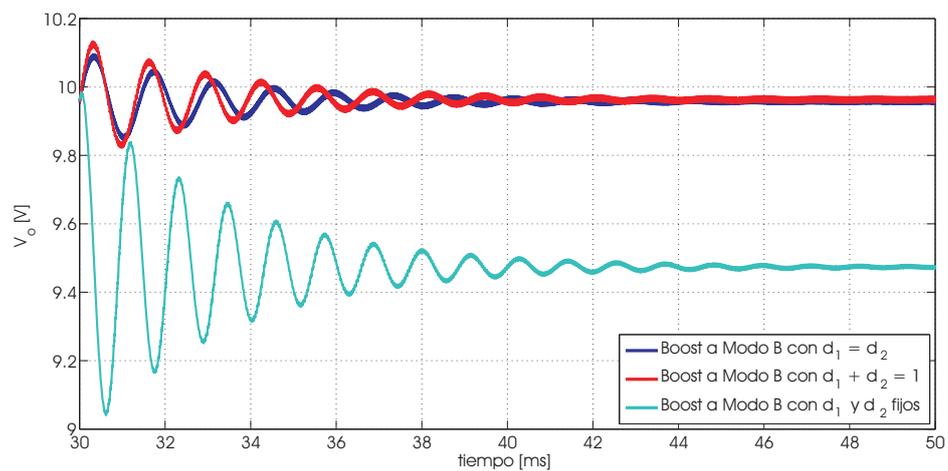
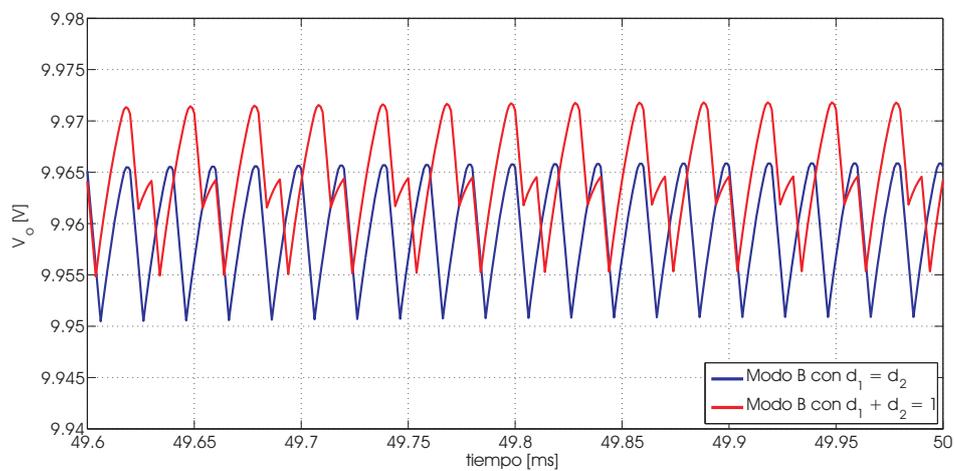


Figura 5.5: Comportamiento del convertidor ante un escalón en V_{in} de 12,5V (modo *Buck*) a 11,5V (modo *A*). (a) Respuesta transitoria y estacionaria. (b) Detalle del *ripple* de salida. En azul: asignación $d_1 = d_2$ con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$; en rojo: asignación $d_1 + d_2 = 1$ con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$; en cian: asignación d_1 y d_2 fijos con $\alpha = 5$ y $\beta = 2$.

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES



(a)



(b)

Figura 5.6: Comportamiento del convertidor ante un escalón en V_{in} de 7,5V (modo *Boost*) a 8,5V (modo *B*). (a) Respuesta transitoria y estacionaria. (b) Detalle del *ripple* de salida. En azul: asignación $d_1 = d_2$ con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$; en rojo: asignación $d_1 + d_2 = 1$, $\alpha = 1$ y $\beta = 2$; en cian: asignación d_1 y d_2 fijos, $\alpha = 1$ y $\beta = 3$.

Asignación	Modo	ΔV_o	Frecuencia
$d_1 = d_2$	<i>A</i>	11mV	50kHz
	<i>B</i>	15mV	50kHz
$d_1 + d_2 = 1$	<i>A</i>	11mV	33,33kHz
	<i>B</i>	16mV	33,33kHz

Tabla 5.3: Sobremodulación de V_o para $d_1 = d_2$ y $d_1 + d_2 = 1$.

rados en los modos *A* y *B*. En el caso del modo *Buck*, la oscilación de salida es de aproximadamente 2mV.

Entonces, en base a los resultados presentados aquí para las asignaciones de ciclos de trabajo y al análisis realizado en la sección 5.1.1 para las asignaciones (*i*) e (*ii*), se determinó que la opción más conveniente para la implementación de los modos combinados es la asignación de ciclos de trabajo iguales ($d_1 = d_2$) con $\alpha = 1$ y $\beta = 1$ tanto para el Modo *A* como para el Modo *B*.

5.2. Lazo de control *feedback*

Este lazo es el encargado de regular la tensión de salida del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves y para ello, se mide dicha tensión y se actúa sobre el ciclo de trabajo de las señales *PWM* en cada período de conmutación. La estructura elegida consiste en un único controlador común a todos los modos de operación posibles del circuito. Este tipo de implementación presenta la ventaja de no tener que conmutar de controlador cuando existe un cambio de modo. Sin embargo, presenta la desventaja de que se debe elegir un controlador que pueda absorber las dinámicas de todos los modos de operación a costa de que no se logren necesariamente desempeños lo suficientemente apropiados en cada uno de ellos.

Como se observa en la Figura 5.1, el lazo de control *feedback* está compuesto por el bloque de sensado $H_1(s)$ que se encarga de acondicionar la medición de la tensión de salida, los mismos bloques de conversión A/D y D/A que el lazo *feedforward* y el bloque del controlador $D(z)$ que genera las variaciones de pequeña señal del ciclo de trabajo. El valor de estado estacionario de dicha variable es calculado por el lazo *feedforward* para cada uno de los modos de operación. En la Figura 5.7 se individualiza el lazo

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

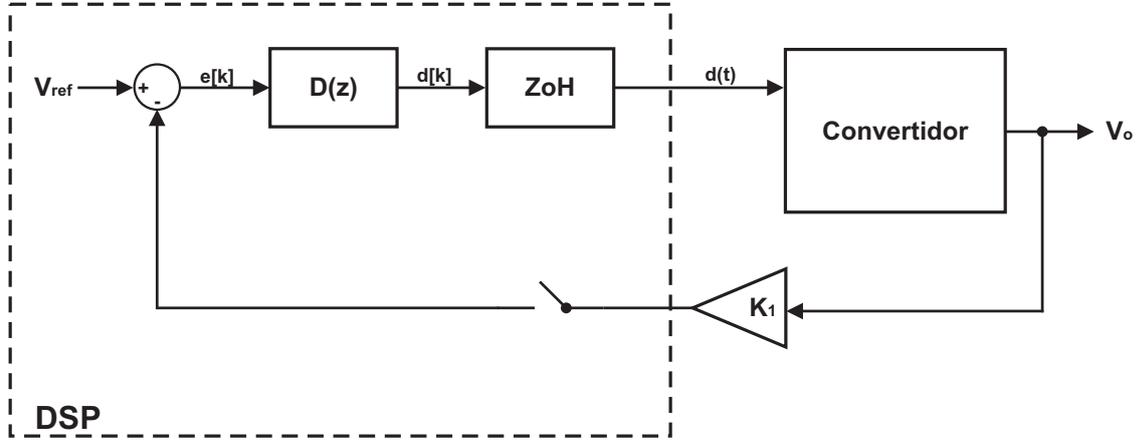


Figura 5.7: Lazo de control *feedback* del *Buck-Boost* de cuatro llaves.

de realimentación donde tanto el conversor A/D como el conversor D/A se modelan como en el caso anterior. Nuevamente, el bloque $H_1(s)$ posee un ancho de banda mayor al necesario para el sensado de la tensión de salida y por ello se considera como una ganancia constante $H_1(s) = K_1 = 0,06543$.

5.2.1. Diseño del Controlador

Como la realimentación se realiza en forma digital, sólo se requiere conocer el estado de las variables al inicio de cada período de conmutación para calcular la acción de control. Resulta natural entonces diseñar el controlador a partir de los modelos en tiempo discreto desarrollados en el Capítulo 4 pues justamente brindan información de los estados en los instantes kT_s . En particular, aplicando la transformada Z [44] a la expresión lineal (4.16), es posible hallar la función transferencia genérica

$$G(z) = \frac{\hat{V}_o(z)}{\hat{D}(z)} = C [z I + \Phi(D)]^{-1} \Gamma_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}, D), \quad (5.6)$$

que representa cómo es la dinámica de las variaciones de la tensión de salida en función de las variaciones en el ciclo de trabajo $\hat{d}[kT_s]$ para los modos clásicos *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor. Se considera que $\hat{u}[kT_s] = 0$ pues las variaciones de entrada son compensadas por el lazo *feedforward*. Nótese que I es la matriz identidad de 2×2 y que $\Phi(D)$ y $\Gamma_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}, D)$ están dadas por (4.17).

Modo	\mathbf{U}	D	\mathbf{X}^T
<i>Buck</i>	15	$\frac{10}{15} = 0,66$	$\begin{bmatrix} 0,7003 & 9,9804 \end{bmatrix}$
<i>Boost</i>	5	$1 - \frac{5}{10} = 0,5$	$\begin{bmatrix} 1,7626 & 9,9261 \end{bmatrix}$
<i>Buck-Boost</i> no inversor	10	$1 - \frac{1}{1 + 10/10} = 0,5$	$\begin{bmatrix} 1,5394 & 9,9256 \end{bmatrix}$

Tabla 5.4: Valores de los puntos de equilibrio.

Como puede deducirse de las expresiones de las matrices $\Phi(D)$ y $\Gamma_2(\mathbf{X}, \mathbf{U}, D)$, la estructura de polos y ceros de $G(z)$ puede cambiar en función del modo de operación que presente el convertidor. Dentro de cada modo, también puede variar dependiendo de los niveles de V_{in} y de los valores de estado estacionario de los estados y del ciclo de trabajo. Asumiendo que el comportamiento del circuito no presenta cambios cualitativos importantes dentro de cada modo de funcionamiento, se opta por calcular la función transferencia para un único nivel de V_{in} en cada modo y considerando los valores nominales de $V_o = 10V$ y $R_L = 10\Omega$.

Para encontrar la función transferencia de cada modo clásico es necesario conocer el punto de equilibrio $P_e = [\mathbf{X}, \mathbf{U}, D]$, donde \mathbf{U} corresponde al nivel de V_{in} elegido, D se computa usando las relaciones $V_o - V_{in}$ ideales y \mathbf{X} se calcula a partir de (4.11) considerando que los estados verifican la condición de estado estacionario, esto es, $\mathbf{x}[(k+1)T_s] = \mathbf{x}[kT_s] = \mathbf{X}$. Así,

$$\mathbf{X} = (I - \Phi(D))^{-1} \psi(D) \mathbf{U}, \quad (5.7)$$

donde $\Phi(D)$ y $\psi(D)$ están dadas por (4.12). En la Tabla 5.4 se resumen las condiciones de estado estacionario resultantes.

En ese contexto, las funciones transferencia que se tienen en cuenta para el diseño del controlador son

$$G_{Buck}(z) = \frac{0,02114 z + 0,04214}{z^2 - 1,99 z + 0,9941}, \quad (5.8)$$

$$G_{Boost}(z) = \frac{-0,03123 z + 0,05202}{z^2 - 1,993 z + 0,9941}, \quad (5.9)$$

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

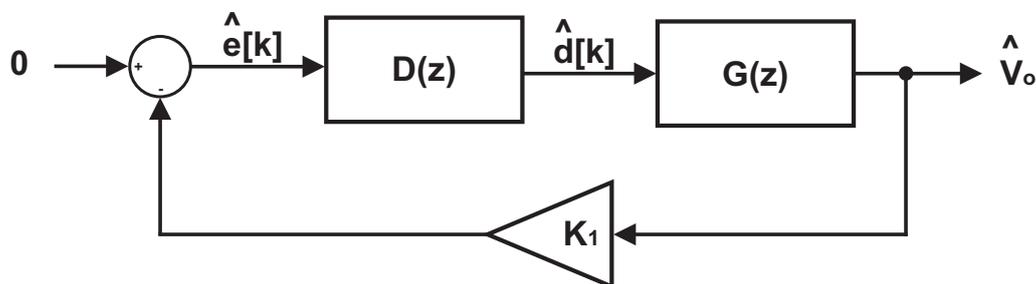


Figura 5.8: Diagrama en bloques del sistema de control en pequeña señal.

$$G_{Buck-Boost_no_inversor}(z) = \frac{-0,01539 z + 0,05728}{z^2 - 1,993 z + 0,9941}. \quad (5.10)$$

A estas funciones se les adiciona un retardo temporal para poder tener en cuenta el tiempo que transcurre en la implementación práctica desde el momento en que se muestrean las variables, se realizan los cálculos correspondientes y se asigna el nuevo valor a la acción de control. Considerando que todo el proceso se produce en un período completo de conmutación (véase Capítulo 6), la función transferencial que representa este fenómeno está dada por

$$R(z) = \frac{1}{z}. \quad (5.11)$$

En la Figura 5.8 se muestra el diagrama en bloques de pequeña señal del lazo *feedback* planteado. Por simplicidad, se renombra a $G(z)$ como la función que resulta de multiplicar a (5.8), (5.9) ó (5.10) por el retardo (5.11). El criterio adoptado consiste en diseñar un único controlador $D(z)$ apto para todos los modos de funcionamiento. Para ello, se busca la función transferencial que resulta más crítica desde el punto de vista del control. Dicha condición se determina analizando el lugar de las raíces de cada una de las funciones $G(z)$ resultantes. Ciertamente, podrían haberse utilizado otras técnicas de control más elaboradas que tuvieran en cuenta las incertezas propias de los cambios de modo. La intención era plantear aquí una realimentación sencilla y derivada de las técnicas de control lineal tradicionales.

A partir del esquema de la Figura 5.8, la función transferencial de lazo abierto del sistema completo es

$$G_{LA}(z) = D(z) G(z) K_1. \quad (5.12)$$

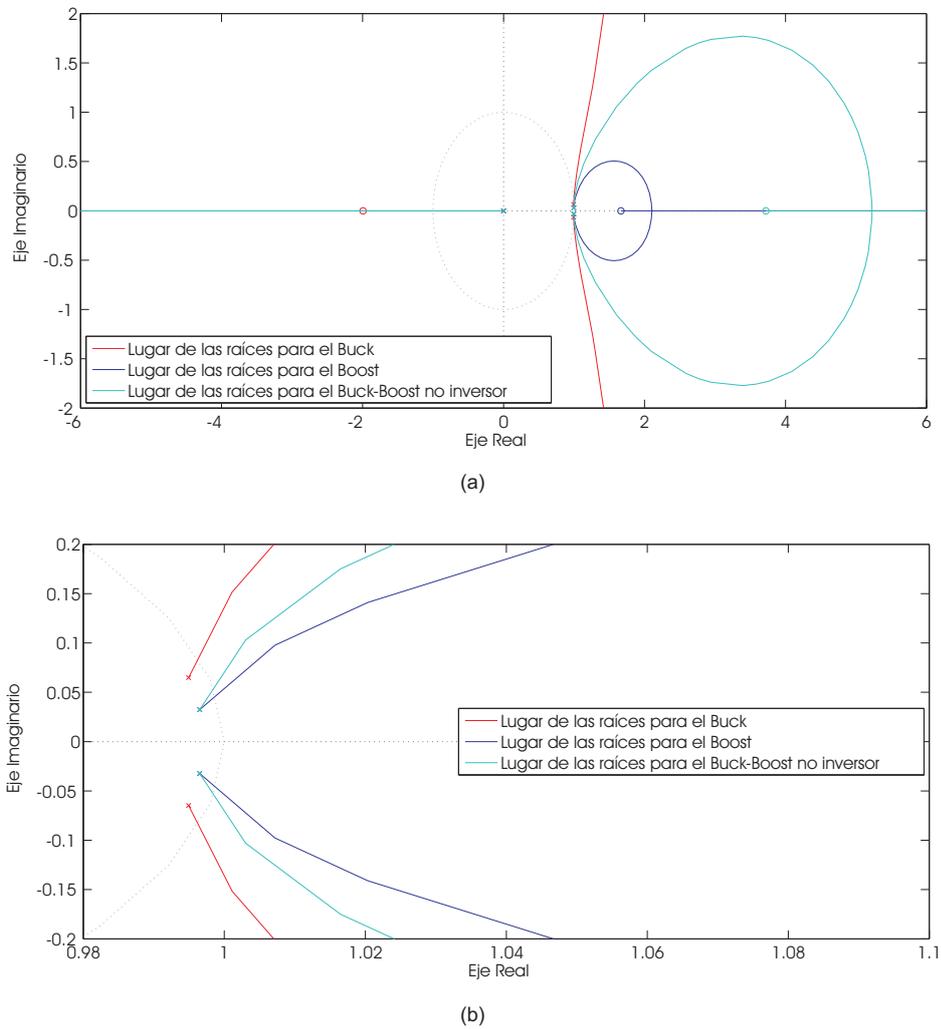


Figura 5.9: Lugar de las raíces para los modos de operación básicos.

Se reemplaza el bloque $D(z)$ por una ganancia K y se calculan los polos de lazo cerrado de (5.12) considerando cada modo clásico. La evolución de dichas raíces al variar K permite determinar qué función de lazo se inestabiliza (los polos salen fuera del círculo unitario) para la menor ganancia. En la Figura 5.9(a) se muestra el lugar de las raíces completo para cada uno de los modos de operación y en la Figura 5.9(b) una ampliación de la evolución de los polos de lazo cerrado en cercanías del círculo unitario. Del análisis de la curvas, puede determinarse que los valores de K para los cuales los polos de lazo cerrado quedan sobre del círculo unitario son $K = 0,86$ para el modo *Buck*, $K = 1,25$ para el modo *Boost* y $K = 0,92$ para el modo *Buck-Boost* no inversor.

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Si bien, podría decirse que el modo *Buck* se inestabiliza para la menor ganancia puede observarse que, en realidad, las tres funciones poseen sus polos muy cerca del círculo unitario. Salvando pequeñas diferencias, los tres modelos son críticos desde el punto de vista del diseño de un controlador que mantenga los polos de lazo cerrado dentro del círculo unitario. Como resultaría razonable utilizar cualquiera de las tres funciones, se opta por considerar la correspondiente al modo *Buck*. Esto es,

$$G'(z) = G(z)K_1 = \frac{0,06543 (0,02114 z + 0,04214)}{z (z^2 - 1,99 z + 0,9941)}. \quad (5.13)$$

Para el diseño del controlador se utiliza la técnica de rediseño digital [44]. Básicamente, este enfoque consiste en mapear la función transferencia que se encuentran en el dominio discreto Z al dominio continuo W usando alguna transformación, para luego calcular el controlador utilizando técnicas de control analógico clásicas. Una vez encontrados los parámetros del controlador en el plano W se aplica la transformada inversa y se obtienen los coeficientes del controlador en el plano Z . En este caso, se utiliza la transformada bilineal para realizar el cambio de un dominio al otro, esto es,

$$z = \frac{1 + (T_s/2) w}{1 - (T_s/2) w}, \quad (5.14)$$

o, en forma equivalente

$$w = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (5.15)$$

Reemplazando (5.14) en (5.13), se obtiene la siguiente función en el plano continuo W

$$G'(w) = \frac{-0,0003449 w^3 + 345,8 w^2 - 9,693 \cdot 10^7 w + 8,313 \cdot 10^{12}}{w^3 + 2,006 \cdot 10^5 w^2 + 1,614 \cdot 10^8 w + 8,486 \cdot 10^{12}}. \quad (5.16)$$

La respuesta en frecuencia de $G'(w)$ se grafica en la Figura 5.10. Como puede apreciarse la fase vale -181.21° cuando la ganancia es igual 1 (0dB) lo que indica que el margen de fase es $< 0^\circ$ (MF = -1.21°). Además como la ganancia en continua ($w = 0$) es 1 (0dB) la salida tiene un error de estado estacionario apreciable.

Definir qué controlador o, mejor dicho, qué estructura de polos y ceros es más apropiada para este sistema del tipo resonante no es sencillo. En principio, se analizó la posibilidad de utilizar un controlador tipo **PID** (**P**roporcional + **I**ntegral + **D**erivativo). Por su estructura, éste permitiría cumplir con los requisitos de error de

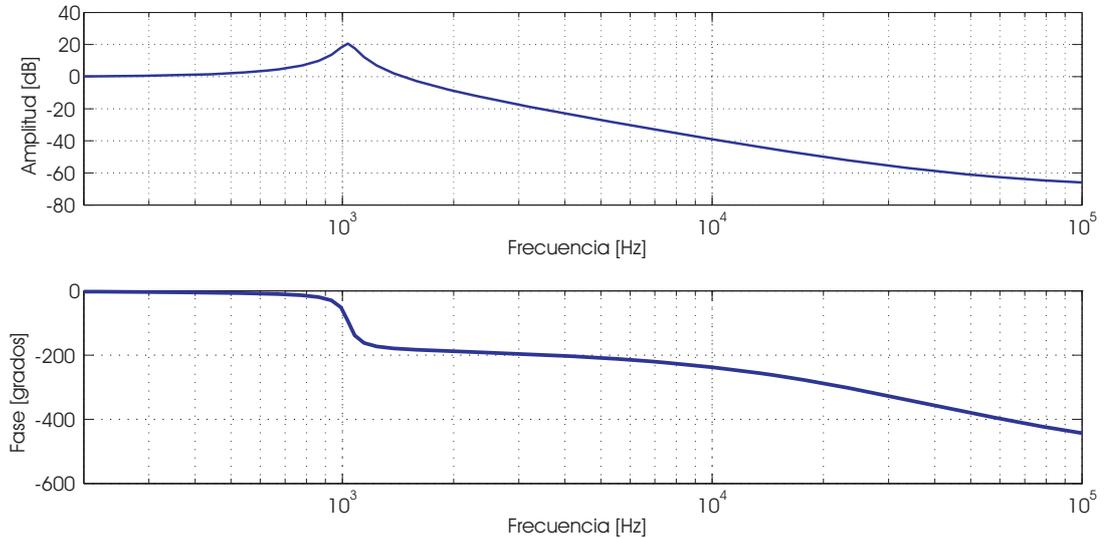


Figura 5.10: Amplitud y fase de la respuesta en frecuencia de la función transferencia de lazo en el dominio continuo para el convertidor operando como *Buck*.

estado estacionario y a su vez, aumentar el margen de fase del sistema, logrando respuestas transitorias más rápidas. Sin embargo, teniendo en cuenta la ubicación crítica de los polos, no resultó posible diseñar un controlador PID suficientemente robusto. Resulta complicado colocar los ceros con el fin de atraer los polos del sistema más hacia adentro del círculo. Las variaciones paramétricas, los distintos modos y sus transiciones producen efectos indeseados, incluso, hasta inestabilizan el sistema.

Se decide entonces diseñar un controlador aún más sencillo del tipo **PI** (**P**roportional + **I**ntegral) con la idea de priorizar el objetivo de eliminar el error de estado estacionario y mantener la estabilidad en todos los modos de operación como así también en las transiciones. La función transferencia del controlador PI en el dominio discreto usando la transformada Z y con la aproximación trapezoidal para la integración es

$$D_{PI}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + K_i \frac{T_s z + 1}{2 z - 1}. \quad (5.17)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_i es la ganancia integral y T_s es el período de conmutación. Aplicando (5.14) a (5.17) se obtiene la expresión del controlador en el plano W que resulta ser

$$D_{PI}(w) = \frac{U(w)}{E(w)} = K_p + K_i \frac{1}{w}. \quad (5.18)$$

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

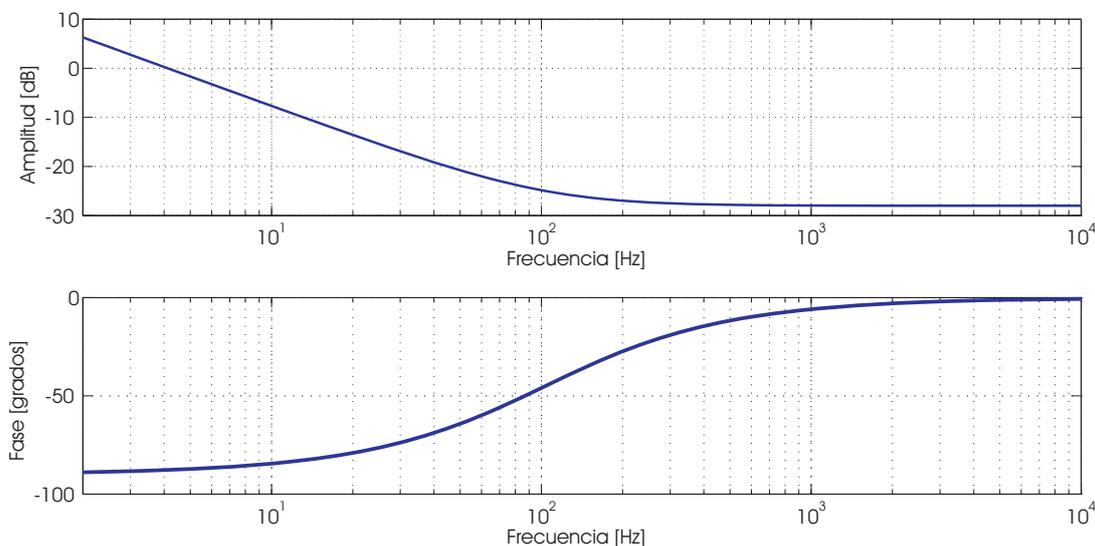


Figura 5.11: Amplitud y fase de la respuesta en frecuencia del controlador PI diseñado en el plano continuo W .

Las ganancias del controlador se eligen de manera de atenuar la fuerte resonancia del sistema (Figura 5.10). Esto se logra bajando la ganancia en ese rango de frecuencias, lo que a su vez produce que se reduzca el ancho de banda de la función transferencia de lazo $G_{LA}(w)$, o equivalentemente, $G_{LA}(z)$. Es de esperarse entonces que las respuestas transitorias del sistema a lazo cerrado sean más lentas que las del sistema a lazo abierto.

En la Figura 5.11 se muestra la respuesta en frecuencia del controlador diseñado en el plano continuo W con $K_P = 0,03981$ y $K_I = 25,89$. En la Figura 5.12 se muestra la respuesta en frecuencia de la función de lazo $G_{LA}(w)$ para el modo *Buck* donde es posible observar la fuerte reducción en la ganancia a la frecuencia de resonancia de los polos del sistema original. El ancho de banda se redujo, lo que ocasiona que el sistema a lazo cerrado tenga respuestas transitorias más lentas. Aplicando a la función transferencia del PI la transformada bilineal inversa dada por (5.15), se obtiene la expresión del controlador en el plano discreto,

$$D_{PI}(z) = \frac{0,03994 z - 0,03968}{z - 1}. \quad (5.19)$$

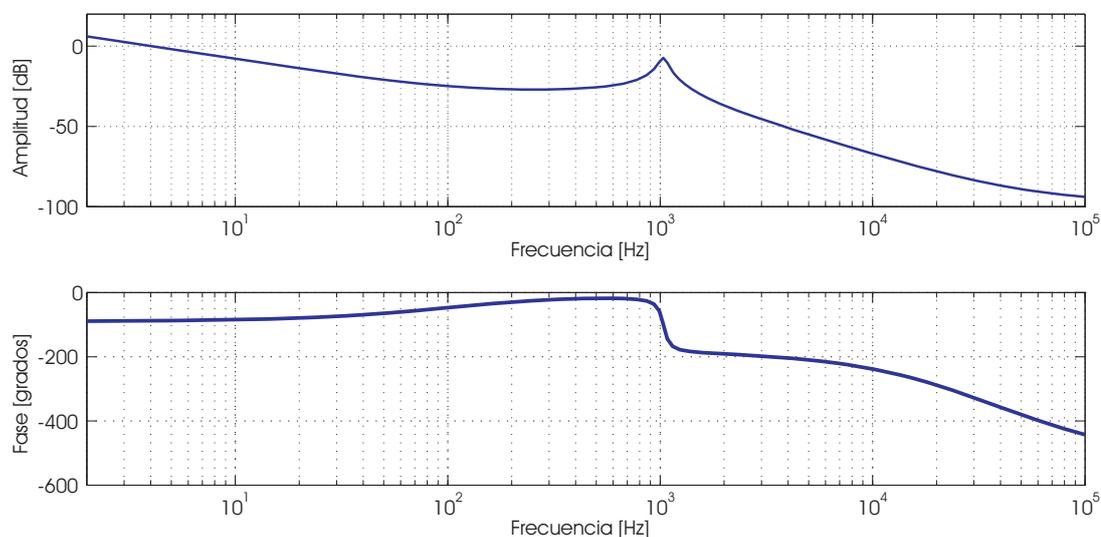


Figura 5.12: Amplitud y fase de la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo incluyendo el controlador PI en el plano continuo W para el modo de operación *Buck*.

5.2.2. Respuestas del lazo de control completo

Para poder verificar el correcto funcionamiento del lazo de control *feedback* en todos los modo de operación del convertidor, se utiliza el modelo circuital construido en el entorno gráfico Simulink con el agregado de ambos lazos de control (véase Figura B.3 del Apéndice B). En todos los casos se considera que $L = 56\mu\text{H}$, $C = 422\mu\text{F}$, $r_L = 20\text{m}\Omega$ y $T_s = 10\mu\text{s}$. Se simularon las respuestas ante una variación del tipo escalón en la tensión de entrada V_{in} y una perturbación del mismo tipo en la carga R_L . Las curvas obtenidas se agruparon por modo de operación para mantener el paralelismo con los resultados experimentales que se muestran en el Capítulo 7.

En el caso de la tensión de entrada, se produce un cambio de 1V sobre el nivel elegido pero sin salirse del modo simulado. En la Tabla 5.5 se resumen las condiciones en los cinco ensayos. En las Figuras 5.13(a) a 5.17(a) se muestran las respuestas transitorias de la tensión de salida V_o para los modos *Buck*, *A*, *Buck-Boost* no inversor, *B* y *Boost*, respectivamente. Como se desprende de las figuras, el controlador PI es capaz de estabilizar la tensión de salida en todos los modos de operación. Los tiempos de respuesta son quizás lentos con respecto a los que se podrían haber logrado con otros controladores más dedicados a cada modo de operación. Como se explicó en la Sección 5.2.1, se optó por reducir el ancho de banda del sistema para así lograr un buen margen

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Modo	Escalón en V_{in}	Escalón en R_L
<i>Buck</i>	$V_{in} = 13,5V$ a $14,5V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 14V$ $R_L = 10\Omega$ a $6,66\Omega$
Modo A	$V_{in} = 11,3V$ a $12,3V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 12V$ $R_L = 10\Omega$ a $6,66\Omega$
<i>Buck-Boost</i> no inversor	$V_{in} = 9,5V$ a $10,5V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 10V$ $R_L = 10\Omega$ a $6,66\Omega$
Modo B	$V_{in} = 7,8V$ a $8,8V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 8V$ $R_L = 10\Omega$ a $6,66\Omega$
<i>Boost</i>	$V_{in} = 5,5V$ a $6,5V$ $R_L = 10\Omega$	$V_{in} = 6V$ $R_L = 10\Omega$ a $6,66\Omega$

Tabla 5.5: Condiciones de simulación a lazo cerrado para cada modo de funcionamiento.

de fase y poder asegurar la estabilidad de la salida en todos los modos. Desde el punto de vista práctico, se considera que el desempeño es apropiado pues la tensión llega a su estado de regulación en pocas decenas de milisegundos. Por otro lado, se puede apreciar que para el modo *Buck* el *ripple* de tensión es mayor que para los modos *Boost* y *Buck-Boost* no inversor debido a la forma de operación de los *drivers* que comandan las llaves (véase Capítulo 6).

Los resultados obtenidos al simular la perturbación del tipo escalón en la carga R_L se presentan en las Figuras 5.13(b) a 5.17(b). El valor de la tensión de entrada elegido para cada modo de operación se detalla en la Tabla 5.5. Nuevamente se observa el adecuado desempeño del controlador propuesto. Si bien los tiempos de respuesta son mayores, los mismos se mantienen por debajo de los 30ms. La perturbación es siempre compensada, manteniendo la tensión de salida del convertidor en el nivel de 10V deseado.

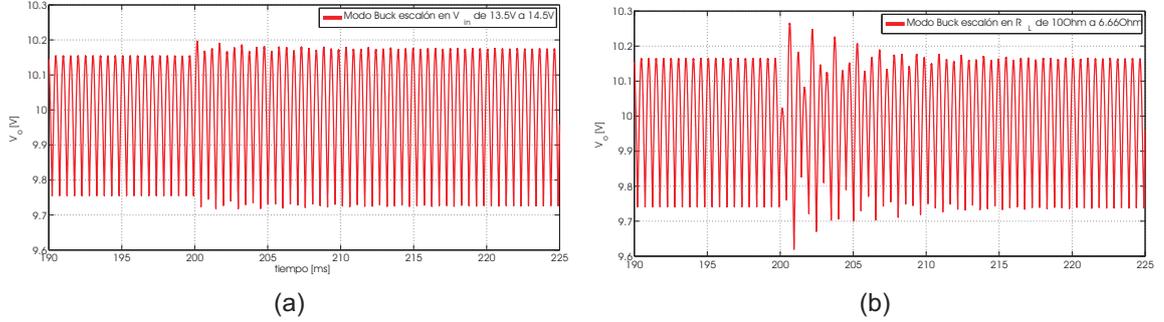


Figura 5.13: Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo *Buck*. (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 14V a 15V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 14V$).

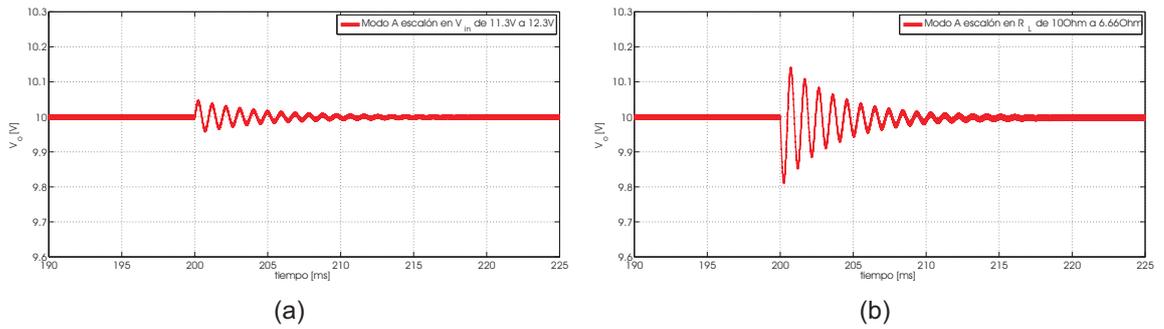


Figura 5.14: Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo *A*. (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 11,3V a 12,3V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 12V$).

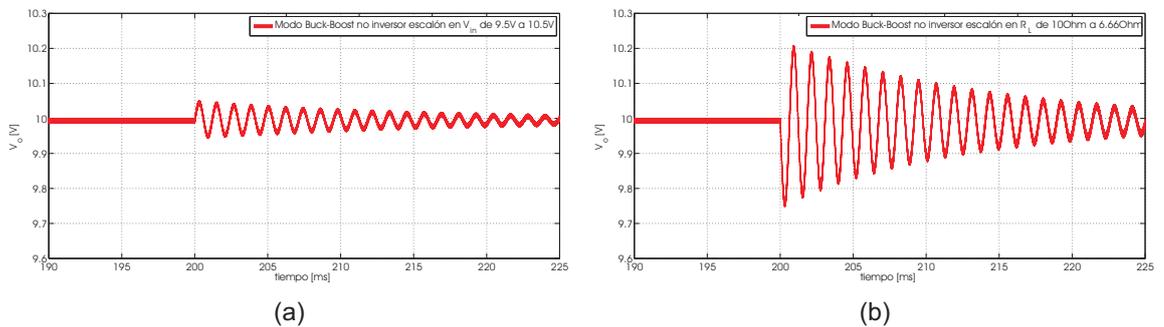


Figura 5.15: Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo *Buck-Boost* no inversor. (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 9,5V a 10,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 10V$).

5. CONTROL DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

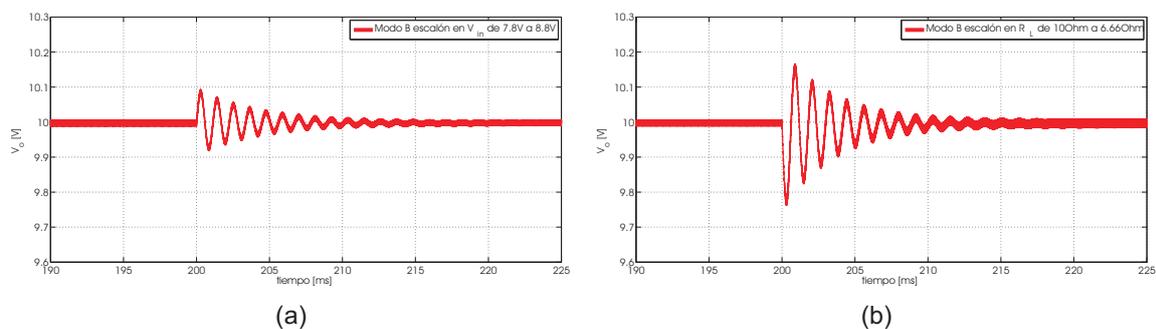


Figura 5.16: Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo *B*. (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 7,8V a 8,8V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 8V$).

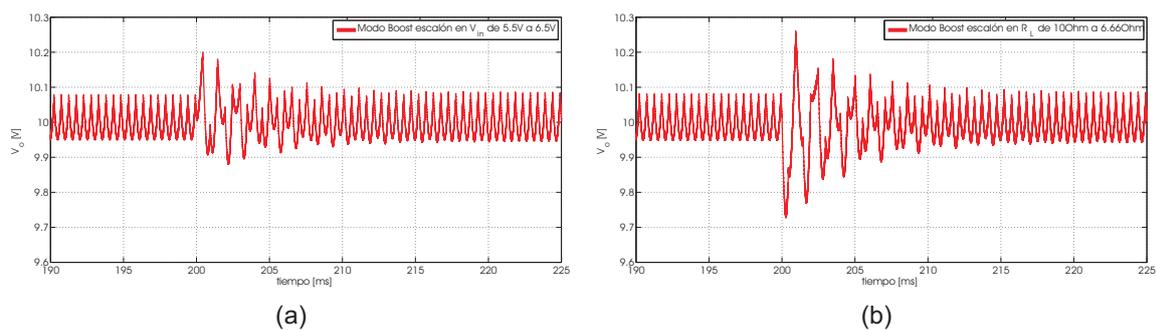


Figura 5.17: Respuesta transitoria de la tensión de salida V_o en el modo *Boost*. (a) Escalón en la tensión de entrada V_{in} de 5,5V a 6,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en la carga R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 6V$).

Capítulo 6

Diseño y construcción del *Buck-Boost* de cuatro llaves

Una vez definidos los modos de funcionamiento de la fuente y la estructura de control tipo *feedforward* y *feedback*, se diseña y construye el prototipo de laboratorio. En la Figura 6.1 se esquematizan las partes principales. El bloque **Convertidor** representa la topología elegida con todos sus componentes, transistores, diodos, componentes pasivos, etc. Los bloques **Sensado Entrada** y **Sensado Salida** representan a los circuitos de adecuación de las señales a medir V_{in} y V_o respectivamente. En el bloque **Driver** se encuentran los circuitos que permiten encender y apagar las llaves de potencia en forma rápida y segura. Por último, el bloque **DSP** es el encargado de ejecutar los algoritmos que hacen al control del **Convertidor**.

En este Capítulo se aborda el cálculo y elección de los semiconductores que conforman al convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves, la elección de los *drivers* que manejan los transistores como así también el diseño de los circuitos de sensado de las señales. Se presenta además el DSP utilizado para el control describiendo algunos aspectos relevantes que impactan en la implementación. Todo el desarrollo se basa en los requerimientos listados en la Tabla 3.1 del Capítulo 3.

6.1. Componentes del convertidor

En la Figura 6.2 se muestra el esquema del convertidor construido en la práctica y que constituye el bloque **Convertidor** de la Figura 6.1. En la Sección 3.3 del Capítulo 3

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

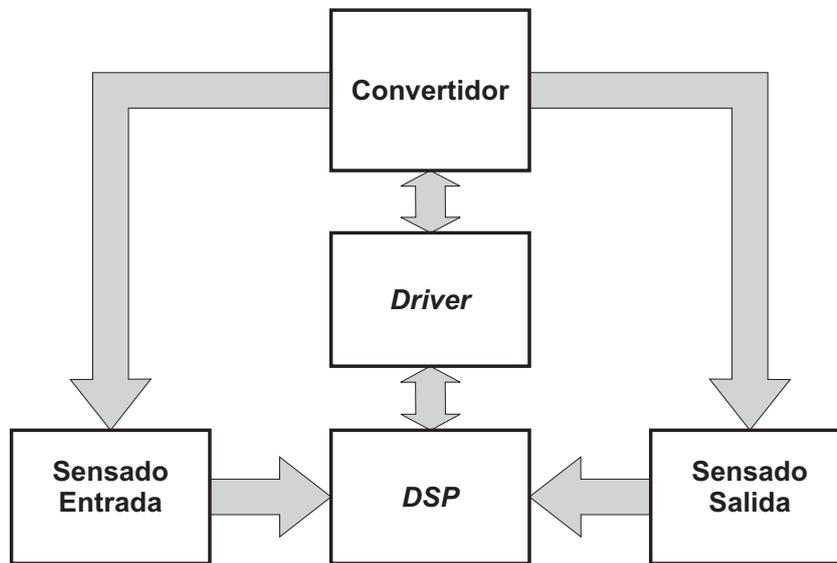


Figura 6.1: Diagrama en bloques del convertidor construido.

se calcularon los valores del inductor L y del capacitor de salida C pues eran necesarios para el modelado del convertidor y posterior diseño del controlador. Se completa aquí el diseño, eligiendo los dispositivos semiconductores a utilizar. Para ello, se deben conocer cuales son los valores máximos de corriente y tensión que deben manejar dichos elementos. Estos valores surgen de analizar las peores condiciones de funcionamiento de cada modo. Dado que aún no se conocen las caídas en polarización directa de los componentes semiconductores, se supone un valor arbitrario mayor al que tendrán durante el funcionamiento, esto es, 1V para las llaves y 1,5V para los diodos.

En la Tabla 6.1 se resumen los valores máximos de tensión y corrientes que deben soportar cada uno de los componentes del convertidor operando en los distintos modos de funcionamiento y que surgen del análisis que se realiza a continuación.

6.1 Componentes del convertidor

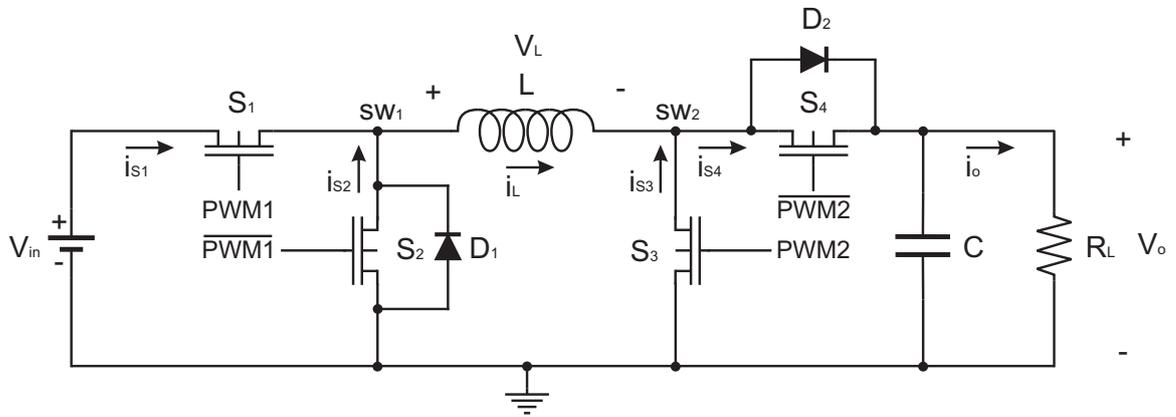


Figura 6.2: Circuito del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves construido.

Modo	Componente	Tensión máxima	Corriente RMS máxima	Corriente pico máxima
<i>Buck</i>	S_1	41,5V	4,63A	6,5A
	S_2	40V	2,07A	6,5A
	S_3	21V	0A	0A
	S_4	–	5,07A	6,5A
	D_1	39V	2,07A	6,5A
	D_2	–	–	–
<i>Boost</i>	S_1	–	20,02A	21,5A
	S_2	15V	0A	0A
	S_3	21V	17,34A	21,5A
	S_4	20V	10A	21,5A
	D_1	15V	0A	0A
	D_2	20V	10A	21,5A
<i>Buck-Boost no inversor</i>	S_1	41V	22,37A	26,5A
	S_2	39V	11,2A	26,5A
	S_3	21V	22,37A	26,5A
	S_4	20V	11,2A	26,5A
	D_1	39V	4,33A	26,5A
	D_2	20V	4,33A	26,5A

Tabla 6.1: Valores máximos de tensión y corriente para el convertidor operando en modo *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor.

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

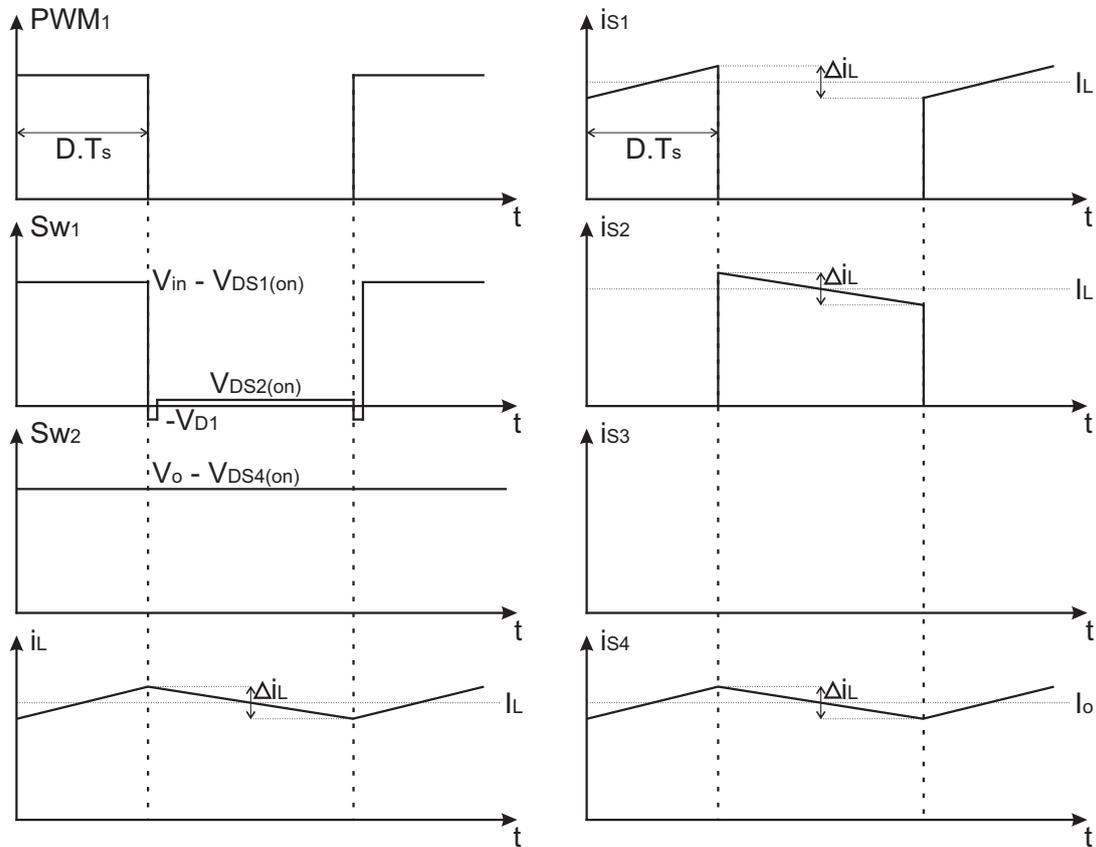


Figura 6.3: Tensión y corriente del convertidor operando en modo *Buck*.

En la Figura 6.3 se muestran las formas de onda del convertidor funcionando en modo *Buck*. En esta forma de operación las llaves S_1 y S_2 conmutan según la señal *PWM1* mientras que la llave S_3 debe permanecer apagada y la llave S_4 prendida todo el tiempo. Por ello, la señal *PWM2* se encuentra en nivel cero.

Las condiciones extremas de funcionamiento son

$$\begin{aligned}
 V_{o_max} &= 20V, \\
 V_{in_max} &= 40V, \\
 I_{o_max} &= 5A, \\
 D_{max} &= 10/12 = 0,83, \\
 \bar{I}_{L_max} &= I_{o_max} = 5A.
 \end{aligned}$$

El ciclo de trabajo D_{max} se da cuando la tensión de salida deseada y la tensión de

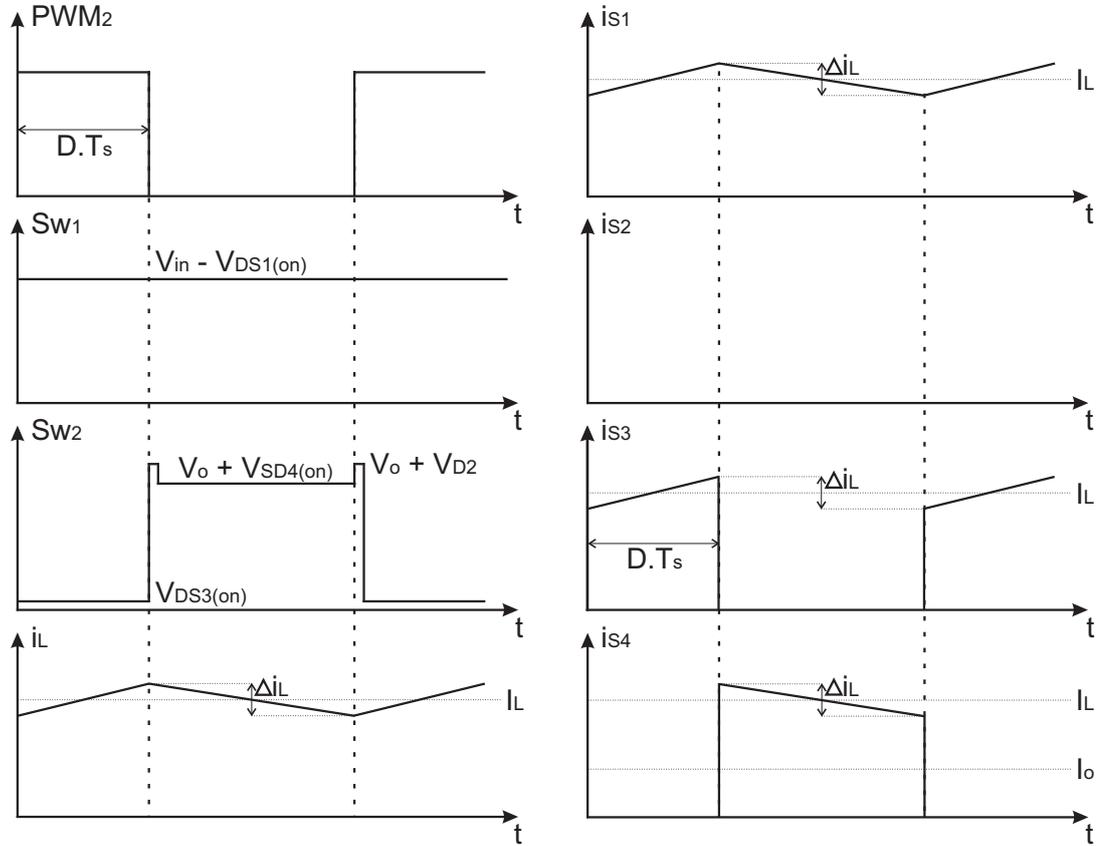


Figura 6.4: Tensión y corriente del convertidor operando en modo *Boost*.

entrada se encuentran en sus valores mínimos ($V_o = 10V$, $V_{in} = 12V$). Cabe aclarar que esta condición no se produce simultáneamente con ninguna de las situaciones extremas listadas anteriormente, pero es importante tenerla presente en el diseño de los componentes. Se definen así valores máximos de tensión y corriente operando en modo *Buck* de la Tabla 6.1.

Las formas de onda para el convertidor funcionando en modo *Boost* se muestran en la Figura 6.4. Durante este modo, las llaves S_3 y S_4 conmutan según la señal *PWM2* mientras que la llave S_2 permanece apagada y la llave S_1 prendida todo el tiempo. En este caso, la señal *PWM1* se encuentra en cero.

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Las condiciones límites de funcionamiento están dadas por

$$\begin{aligned}V_{o,max} &= 20V, \\V_{in,max} &= 16V, \\I_{o,max} &= 5A, \\D_{max} &= 1 - \frac{5}{20} = 0,75, \\ \bar{I}_{L,max} &= \frac{I_{o,max}}{1 - D_{max}} = 20A.\end{aligned}$$

El valor D_{max} ocurre cuando la tensión de salida deseada y la tensión de entrada están en sus valores máximos ($V_o = 20V$, $V_{in} = 16V$). Al igual que para el modo *Buck* esta condición no se da en simultáneo con las presentadas anteriormente, pero es necesario conocer su valor para el diseño de los componentes. En base a estas cantidades, surgen entonces los valores máximos de tensión y corriente de la Tabla 6.1.

Por último, la Figura 6.5 presenta las formas de onda para el convertidor funcionando en modo *Buck-Boost* no inversor donde se observa que las llaves S_1 y S_3 conmutan según la señal *PWM1* mientras que las llaves S_2 y S_4 lo hacen con la señal $\overline{PWM1}$.

En este caso, las condiciones límites de funcionamiento se dan cuando

$$\begin{aligned}V_{o,max} &= 20V, \\V_{in,max} &= 40V, \\I_{o,max} &= 5A, \\D_{max} &= \frac{1}{1 + 5/20} = 0,8, \\ \bar{I}_{L,max} &= \frac{I_{o,max}}{1 - D_{max}} = 25A.\end{aligned}$$

El valor del ciclo de trabajo D_{max} corresponde a una tensión de salida deseada y una tensión de entrada máxima ($V_o = 20V$, $V_{in} = 40V$). Al igual que en los modos de operación anteriores, esta condición no se da en simultáneo con las presentadas anteriormente.

De la comparación de los valores máximos mostrados en la Tabla 6.1 para cada uno de los modos de operación clásicos, se deduce que las tensiones y corrientes más grandes que deben soportar los transistores y los diodos ocurren para el modo de operación *Buck-Boost* no inversor. De hecho, la tensión máxima es $41V$, la corriente eficaz máxima es $22,37A$ y la corriente de pico $26,5A$.

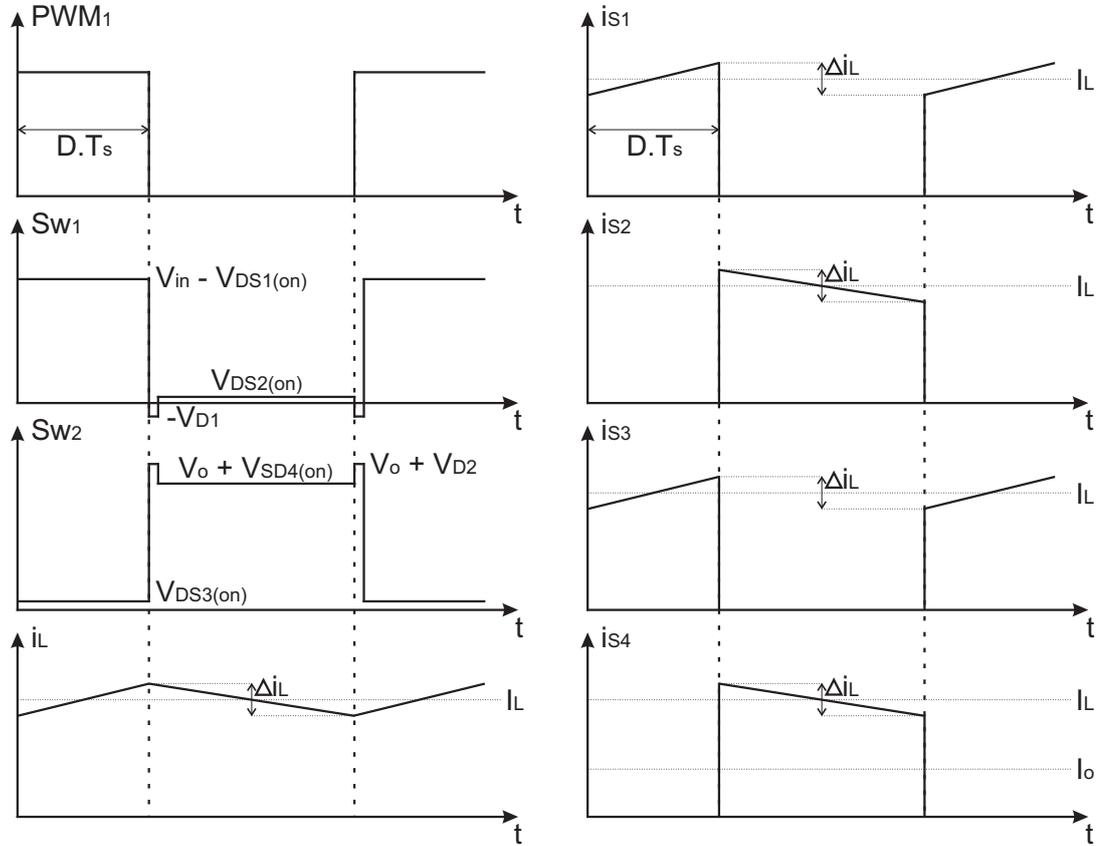


Figura 6.5: Tensión y corriente del convertidor operando en modo *Buck-Boost* no inversor.

6.1.1. Elección de los transistores S_1 , S_2 , S_3 y S_4

En aplicaciones de baja tensión ($< 250V$) y baja potencia ($< 500W$) como es el caso del convertidor que se diseña aquí, es recomendable utilizar transistores tipo MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) para implementar las llaves de conmutación, pues poseen amplias ventajas frente a sus pares IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistor*). Si bien poseen las características de baja tensión de saturación colector-emisor ($V_{ce(sat)}$) de un transistor bipolar y control del encendido y apagado con cero corriente como un transistor MOSFET, los IGBT tienen ciertas desventajas [19]. Entre ellas pueden mencionarse

- (i) No poseen diodo en paralelo (algunos dispositivos actuales ya lo tienen integrado).

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

- (ii) Tienen coeficiente negativo con la temperatura, lo cual puede hacer que se embalen térmicamente.
- (iii) Poseen un alta corriente de apagado (*current tail*), que es la corriente que continúa circulando por el colector del dispositivo luego de que este fue apagado. Esto aumenta significativamente las pérdidas por conmutación.
- (iv) La frecuencia de conmutación de uso de los IGBT es generalmente $< 20kHz$

Por estas razones, se elige utilizar transistores MOSFET de canal N para implementar las llaves. Existen en el mercado un amplia variedad de MOSFET que pueden satisfacer los requerimientos de este convertidor. Se prefiere entonces usar uno que posea bajas pérdidas por conducción, es decir, que la resistencia de encendido del transistor (r_{ds}) sea pequeña, y que además, posea bajas pérdidas por conmutación. Como las llaves funcionan por conmutación dura (*hard switched*), esta última característica se logra teniendo tiempos de encendido (t_r) y apagado (t_f) relativamente bajos. Luego de realizar una búsqueda intensiva de transistores MOSFET disponibles en el mercado, a partir de los valores máximos definidos anteriormente y teniendo en cuenta las pérdidas que se tienen en estos componentes (por conmutación y conducción), se elige el transistor **IRF1018ESTRLPBF** del fabricante International Rectifier [20].

6.1.2. Elección de los diodos D_1 y D_2

Por el tipo de conmutación que se emplea para el encendido y apagado de los transistores y los tiempos involucrados en esas acciones, podría darse una condición de cortocircuito tanto en bornes de la tensión de entrada como en la tensión de salida. Así, por ejemplo, si S_1 y S_2 se prendieran en el mismo instante durante una fracción de tiempo cuando el convertidor opera en el modo *Buck*, se produciría un cortocircuito en la fuente de tensión V_{in} (que puede ser una batería) causando picos de corriente que podrían dañar las llaves y a su vez, descargar la misma en un tiempo menor al previsto, etc. Para evitar esta condición de falla o posible *stress* para algunos componentes del convertidor, se deben incorporar retardos entre el encendido y apagado de los pares de transistores $S_1 - S_2$ y $S_3 - S_4$. Así, durante cierto tiempo dentro del período de conmutación, ninguno de los transistores esté en conducción (apagado). A este retardo se lo conoce comúnmente como tiempo muerto (o *dead time* en inglés) y es importante

que sea lo más corto posible dado que tiene impacto no sólo en el rendimiento del convertidor sino también sobre el ciclo de trabajo efectivo de las llaves.

Ahora bien, como durante cierto intervalo de tiempo ningún transistor está encendido, es necesario generar un camino de conducción para la corriente del inductor. Por ello, se agregan los diodos D_1 y D_2 en paralelo con las llaves S_2 y S_4 , respectivamente. Estos dispositivos deben conducir la misma corriente que circula por las llaves S_2 y S_4 durante los tiempos muertos.

Para este tipo de aplicación donde las tensiones de funcionamiento son relativamente bajas es recomendable utilizar diodos del tipo *Schottky*. A diferencia de los componentes basados en otras tecnologías, estos tienen características muy sobresalientes como la baja caída de tensión cuando se encuentran en conducción directa y la alta velocidad de conmutación al cambiar rápidamente de estado de no conducción a conducción, o viceversa. Luego de realizar una búsqueda de diodos *Schottky* disponibles en el mercado, se decidió usar el diodo **STPS5L60** del fabricante STmicroelectronics [37].

6.2. Circuitos para el manejo de los transistores

El bloque funcional *Driver* de la Figura 6.1 hace de interfaz entre la lógica de control (**DSP**) y la etapa de potencia (**Convertidor**). La función principal de estos circuitos es encender y apagar los transistores de potencia a partir de las señales que provienen de la lógica de control y que generalmente se encuentran en niveles de tensión menores a 5V.

Para poner en estado de conducción un transistor MOSFET la tensión aplicada entre los terminales *gate-source* debe superar el umbral (o *threshold*) de encendido ($V_{GS(th)}$) [17]. Generalmente en los dispositivos reales debido a variaciones en los procesos de fabricación esta tensión no es un valor fijo, sino que tienen un rango de tensión [$V_{GS(th)_min}$ – $V_{GS(th)_max}$] que permite ponerlo en estado de conducción. Entonces para garantizar que el transistor es encendido correctamente, el *driver* debe convertir los niveles lógicos a tensiones mayores a $V_{GS(th)_max}$. Entonces para garantizar una baja resistencia de encendido entre *drain-source* $r_{ds(on)}$ y por ende bajas pérdidas por conducción, es necesario que $V_{GS} \gg V_{GS(th)_max}$. Por otro lado, para reducir las pérdidas por conmutación se deben bajar los tiempos de encendido y apagado, con lo cual el

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

driver deberá tener capacidad de corriente para cargar y descargar las capacidades del MOSFET lo más rápido posible.

El *driver* debe poder manejar un arreglo de llaves tipo *full-bridge* donde los transistores S_1 y S_4 se encuentran conectados a tensiones altas (*high-side switches*) y los transistores S_2 y S_3 se encuentran conectados a tensiones bajas (*low-side switches*). Dado que los transistores que implementan las llaves de conmutación son MOSFET de canal N, los mismos requieren que la tensión de encendido y apagado sea con polaridad positiva aplicada entre los terminales *gate-source* (por hoja de datos $V_{GS_max} = 4V$ [20]). Esto impacta directamente en cómo es el manejo de los MOSFETs que se encuentran conectados a la parte alta de las dos medias piernas (*high-side switches*) S_1 y S_4 , debido a que en ambos casos cuando el transistor esté encendido el terminal *source* quedará a una tensión mayor a 0V, más precisamente V_{in} para S_1 y V_o para S_4 . Entonces, será necesario implementar algún tipo de fuente de alimentación flotante que genere la tensión V_{GS} de encendido de S_1 y S_4 respecto al terminal *source* de ambos transistores.

Una de las técnicas más ampliamente utilizadas para generar estas fuentes en la configuración descrita anteriormente es la fuente flotante del tipo *bootstrap* [15, 18]. En la Figura 6.6 se muestra el circuito típico de un *driver* con fuente de alimentación *bootstrap* para un transistor MOSFET de canal N conectado en la parte alta de una media pierna. Básicamente el funcionamiento del circuito consiste en cargar el capacitor C_{Boot} a través del diodo D_{Boot} durante el tiempo que el transistor S_2/S_3 se encuentre encendido. Luego, la energía almacenada en este capacitor es utilizada para energizar el circuito interno del *driver* (*High-side Driver*) que mantiene encendido el transistor S_1/S_4 durante el tiempo que sea necesario.

Esta técnica tiene la ventaja de ser una solución simple y de bajo costo pero presenta limitaciones en cuanto al tiempo de encendido del ciclo de trabajo, que es limitado por el tiempo de refresco de la carga del capacitor de *bootstrap*. Con el fin de mantener una buena eficiencia es necesario disminuir las pérdidas por conducción, para lo cual la tensión de encendido de los MOSFETs debe ser alta ($V_{GS} > 8V$). Por esta razón, el capacitor de *bootstrap* debe ser calculado para suministrar la energía necesaria manteniendo en todo momento la tensión *gate-source* por encima de 8V.

Como se explicó anteriormente por el tipo de conmutación elegida se debe agregar a la lógica de control tiempos muertos entre el encendido y apagado de las llaves.

6.2 Circuitos para el manejo de los transistores

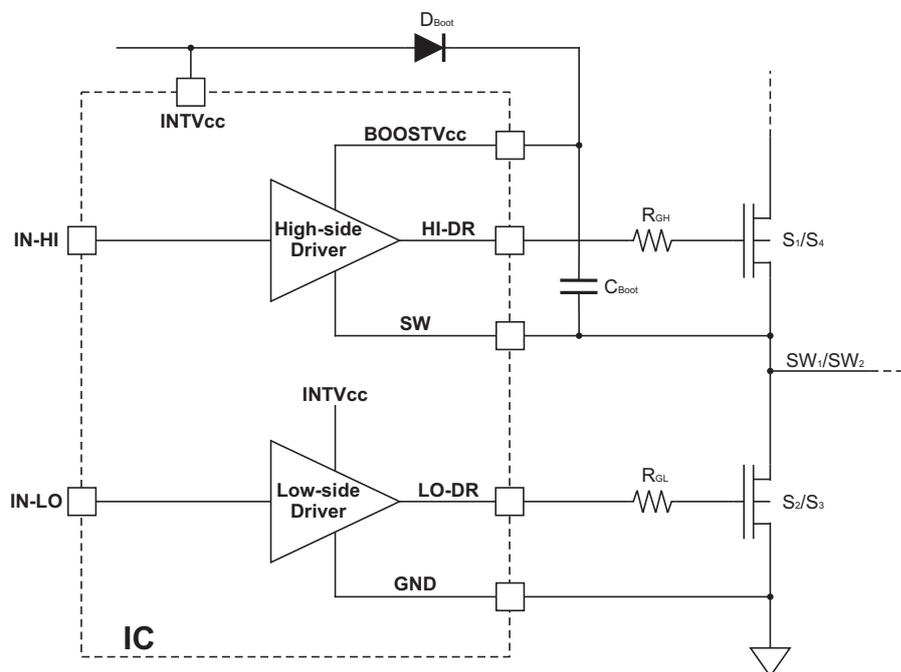


Figura 6.6: Diagrama en bloques típico de una fuente de alimentación *bootstrap*.

Si este requerimiento de funcionamiento recae sobre la lógica de control (DSP), el algoritmo debe agregar estos tiempos fijos entre el encendido y apagado de las llaves. La principal desventaja de esta implementación radica en que el tiempo muerto se calcula para la peor condición de operación, lo que podría llevar a tener un tiempo muerto muy grande respecto a otras condiciones de funcionamiento y por consiguiente una pérdida de eficiencia y de ciclo de trabajo útil del convertidor.

Por esta razón se decide buscar un *driver* que implemente la lógica de encendido y apagado de las llaves, donde se incorpore algún tipo de información del estado de la llave que se quiere prender y de la llave que está prendida, como así también de las señales de control. También es deseable que el *driver* seleccionado cuente con la posibilidad de implementar una fuente de alimentación flotante tipo *bootstrap* referida al terminal *source* de S_1 y S_4 para poder comandar el encendido de estos transistores. Buscando en el mercado se encontraron varias opciones, pero el principal problema radica en que muchos *drivers* están pensados para convertidores con topologías del tipo *Buck* lo cual limita el control independiente de las llaves. Luego de evaluar opciones y características deseadas, se elige el circuito integrado **LT1160** del fabricante Linear

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Technology [26]. Este integrado posee dos salidas y dos entradas de control, uno para transistores en la parte baja de tensión y otro para transistores en la parte alta de tensión. Por ello, se utiliza un circuito para el par $S_1 - S_2$ y otro para el par $S_3 - S_4$. Como las entradas de control son independientes para cada salida se utiliza una señal *PWM* por cada llave, es decir, para el manejo del par $S_1 - S_2$ se utilizan las señales $PWM1 - \overline{PWM1}$, respectivamente, mientras que para el par $S_3 - S_4$ se utilizan las señales $PWM2 - \overline{PWM2}$, respectivamente.

6.3. Circuitos de sensado

Con el objetivo de cerrar el lazo de control para regular la tensión de salida y poder cambiar los modos de funcionamiento del convertidor, se necesita medir la tensión de entrada V_{in} y de salida V_o . Esta función la realizan los bloques **Sensado Entrada** y **Sensado Salida** de la Figura 6.1, que además se encargan de adaptar las mediciones a los niveles de tensión que maneja el DSP. Los circuitos implementados para tal fin se armaron con amplificadores operacionales en configuración diferencial. Esto permite tener una medición más precisa y menos sensible al ruido de conmutación del convertidor. Se utiliza el circuito integrado **TLV2375** del fabricante Texas Instruments [40], que posee cuatro operacionales independientes con tensión de alimentación dual o simple y salida *rail-to-rail*, es decir, que la salida puede llegar hasta el valor de la tensión de alimentación.

Debido a los rangos de tensión que se manejan tanto en la entrada como en la salida del convertidor, es necesario adaptar dichos niveles a la zona de operación segura del amplificador operacional. Para ello, se emplean divisores resistivos que atenúan la tensión sensada. El circuito de sensado utilizado en la implementación del convertidor se muestra en la Figura 6.7. Como puede observarse, el divisor resistivo está implementado con las resistencias R_{S1} y R_{S2} mientras que la ganancia del amplificador operacional en modo diferencial está determinada por las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 y su frecuencia de corte por C_1 y C_2 . Como consideración de diseño se asigna la atenuación necesaria para adaptar la tensión medida a la red resistiva R_{S1} y R_{S2} y la ganancia del amplificador operacional se fija en $G_{AO} = 1$.

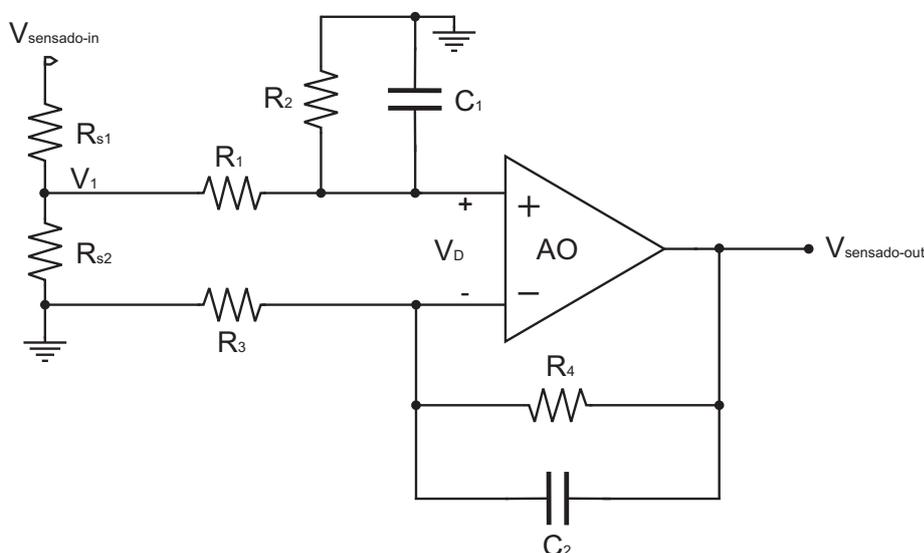


Figura 6.7: Circuito de sensado de la tensión de entrada V_{in} y salida V_o .

Considerando que $R_1 = R_2$ y que $R_3 = R_4$, la ganancia del amplificador operacional (G_{AO}) está dada por

$$G_{AO} = \frac{V_{sensado-out}}{V_1} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}. \quad (6.1)$$

La frecuencia de corte f_c del amplificador operacional está definida por C_1 y C_2 . Para calcular estos componentes se debe tener en cuenta la resistencia que ven desde sus terminales, para lo cual se tiene que los valores analíticos de los capacitores son

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi f_c R_{C1}} \quad (6.2)$$

y

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi f_c R_{C2}}, \quad (6.3)$$

donde $R_{C1} = [(R_{S1} // R_{S2}) + R_1] // R_2$ y $R_{C2} = R_3 // R_4$.

En cuanto a la ganancia G_R del divisor resistivo, se debe tener en cuenta la influencia de las resistencias R_1 y R_2 elegidas para la ganancia del operacional. Esto es,

$$G_R = \frac{V_1}{V_{sensado-in}} = \frac{(R_1 + R_2) R_{S2}}{R_{S1} (R_1 + R_2 + R_{S2}) + (R_1 + R_2) R_{S2}}. \quad (6.4)$$

Resolviendo (6.4), la relación que deben cumplir R_{S1} y R_{S2} para obtener la ganancia deseada es

$$R_{S1} = \frac{(R_1 + R_2) R_{S2} (1 - G_R)}{G_R (R_1 + R_2 + R_{S2})}. \quad (6.5)$$

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Entonces, la ganancia total de sensado viene dada por la cascada del divisor resistivo y del operacional, combinando (6.1) y (6.4)

$$G_{sensado} = \frac{V_{sensado-out}}{V_{sensado-in}} = \frac{V_{sensado-out}}{V_1} \frac{V_1}{V_{sensado-in}} = G_R G_{AO}. \quad (6.6)$$

6.3.1. Sensado de la tensión de entrada

Se eligen arbitrariamente los valores de las resistencias $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 22k\Omega$ cumpliendo con $G_{AO} = 1$. La tensión de entrada máxima para la cual se diseña el divisor resistivo es $V_{in,max} = 60V$, mientras que la tensión de entrada al conversor A/D se fija en $2,9V$ (rango de operación de $0V$ a $3V$). Es decir que la ganancia de sensado es

$$G_{V_{in}} = \frac{2,9}{60} = 0,0483. \quad (6.7)$$

A partir de (6.6) se tiene que $G_R = 0,0483$. Entonces, usando (6.5) y eligiendo arbitrariamente $R_{S2} = 22k\Omega$ se llega a que $R_{S1} = 288,78k\Omega$. Esta resistencia se implementa con la conexión en serie de dos valores comerciales, $R_{S1} = 270k\Omega + 18k\Omega = 288k\Omega$. Una vez implementado el circuito de sensado de tensión de entrada con los componentes comerciales la ganancia medida de toda la cadena de medición resultó ser $G_{V_{in}} = 0,049$.

Teniendo en cuenta los valores de las resistencias calculadas anteriormente en las expresiones (6.2)-(6.3) y considerando una frecuencia de corte $f_c = 1kHz$, se tiene que $C_1 = 10,98nF$ y $C_2 = 14,46nF$. Entonces, se eligen los valores comerciales más próximos $C_1 = 10nF$ y $C_2 = 15nF$, y con estos valores de capacidad la nueva frecuencia de corte del amplificador diferencial resulta ser $f_c = 1,1kHz$ para C_1 y $f_c = 964,6Hz$ para C_2 .

6.3.2. Sensado de la tensión de salida

Se eligen nuevamente los valores $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 22k\Omega$ cumpliendo con $G_{AO} = 1$. La tensión de salida máxima para la cual se diseña el divisor resistivo es $V_{o,max} = 45V$ mientras que la tensión de entrada al conversor A/D se fija en el mismo valor $2,9V$. Así, la ganancia de sensado es

$$G_{V_o} = \frac{2,9}{45} = 0,0644. \quad (6.8)$$

A partir de (6.6) se tiene que $G_R = 0,0644$. Entonces, usando (6.5) y eligiendo arbitrariamente un valor de $R_{S2} = 22k\Omega$ se llega a que $R_{S1} = 212,92k\Omega$. Esta resistencia se implementa con la conexión en serie de dos valores comerciales, $R_{S1} = 180k\Omega + 33k\Omega = 213k\Omega$. Una vez implementado el circuito de sensado de tensión de salida con los componentes comerciales la ganancia medida de toda la cadena de medición resultó ser $G_{V_o} = 0,066$.

Reemplazando los valores de resistencias calculadas anteriormente en (6.2)-(6.3) y considerando que $f_c = 500kHz$, resulta $C_1 = 22,05pF$ y $C_2 = 28,93nF$. Entonces se eligen los valores comerciales más próximos $C_1 = 22pF$ y $C_1 = 27nF$. En base a estas capacidades, la nueva frecuencia de corte del amplificador diferencial es $f_c = 501,32kHz$ para C_1 y $f_c = 535,87kHz$ para C_2 .

6.4. Unidad de procesamiento (DSP)

Tal como se muestra en la Figura 6.1, el bloque **DSP** se encarga de cerrar los lazos de control. El dispositivo elegido es el **TMS320F2812** del fabricante Texas Instrument [41] disponible en el laboratorio donde se desarrolló el trabajo de tesis. El mismo cuenta con funcionalidades especialmente diseñadas para el manejo y control de motores, que también pueden ser usadas para controlar circuitos electrónicos de potencia como los convertidores dc-dc.

Se trata de un procesador de 32 bits de punto fijo de la familia $C2000^{TM}$ de Texas, capaz de procesar hasta 150MIPS ($150MHz$). Cuenta con dos unidades independientes que pueden generar hasta ocho señales *PWM* cada una. Seis de ellas actúan de a pares independientes (tres pares de salidas) y las otras dos son independientes (dos salidas). Como el manejo de las llaves del convertidor se realiza de a pares, cualquiera de los tres pares independientes sirven para realizar del control del convertidor. Estas unidades cuentan además con la posibilidad, en caso de ser necesario, de incorporar a las formas de onda *PWM* generadas un tiempo muerto fijo para evitar la superposición de encendidos.

El DSP también posee un conversor A/D de 12-bits de resolución capaz de muestrear hasta 16 canales multiplexados, mediante dos circuitos de S/H (*Sample and Hold*) que multiplexan 8 canales cada uno. Cada canal tiene un rango de operación de 0V a 3V a

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

fondo de escala y la ecuación de conversión está dada por

$$Cuentas = \frac{4096 V_{input}}{3}. \quad (6.9)$$

donde V_{input} es la tensión analógica a convertir [0V - 3V] y la variable $Cuentas$ es el valor de la conversión [0 - 4095].

6.5. Implementación

En la Figura 6.8 se muestra con más detalle el esquema de implementación de la fuente reductora-elevadora completa. En este diagrama se pueden ver a nivel convertidor, las llaves implementadas con MOSFETs de canal N de enriquecimiento y los diodos implementados con *Schottky* para reducir las pérdidas durante los tiempos muertos. A nivel manejo de los transistores, se muestran los dos *drivers* (uno para cada par de llaves) junto con las señales que estos generan para comandar adecuadamente cada transistor. Estos *drivers* se alimentan ambos con una fuente externa de 12V, entonces $V_{DRV} = 12V$. En cuanto al control, se puede ver el DSP con las señales *PWM* que este genera a partir de los algoritmos de control y las señales de medición de V_{in} y V_o que ingresan al DSP por distintos canales analógicos y son convertidas a digital con el conversor A/D. La alimentación de este componente también es externa ($V_{DSP} = 5V$). Por último, el acondicionamiento de las señales a medir se esquematiza con los bloques de sensado de V_{in} y V_o que se encuentran dentro de un mismo IC. Estos se encargan de reducir los niveles de tensión y filtrar las señales para adaptarlas a los niveles de conversión del DSP. La alimentación es generada internamente a partir de la tensión V_{DRV} mediante un regulador lineal de baja potencia ($V_{AO} = 3,3V$).

Con los componentes elegidos en las secciones anteriores se construyó el prototipo de laboratorio que se presenta en la Figura 6.9. En la foto puede verse que el bloque convertidor está formado para las partes marcadas como (a-b-c), los *drivers* A y B indicados como (d) y los bloques de sensado de entrada y de salida marcados como (e). Los esquemáticos eléctricos de esta placa como así también el *layout* correspondiente se muestran en las Figuras C.1 a C.4 incluidas en el Apéndice C. La foto del sistema completo se presenta en la Figura 6.10, donde se indican: (a) el convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves construido, (b) el DSP TMS320F2812 y (c) una placa de interconexión

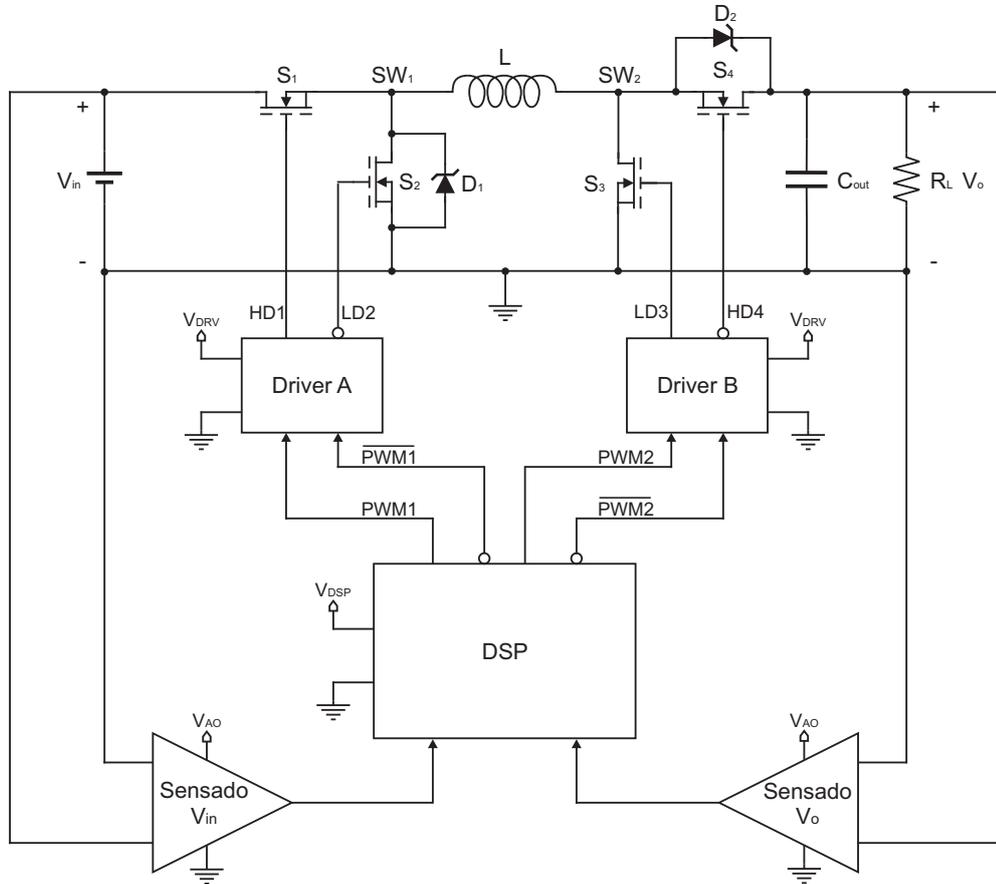


Figura 6.8: Diagrama circuital de sistema implementado con los componentes seleccionados.

entre el convertidor y el DSP. Esta conecta las salidas digitales PWM del DSP con las entradas de control de los *drivers* ($PWM1 - \overline{PWM1}$ y $PWM2 - \overline{PWM2}$) y las salidas analógicas de los circuitos de sensado de tensión de entrada y de salida con las entradas analógicas A/D del DSP. Además posee tres diodos LEDs alimentados por tres salidas digitales del DSP que permiten tener un seguimiento visual del modo de operación en el cual se encuentra el convertidor.

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

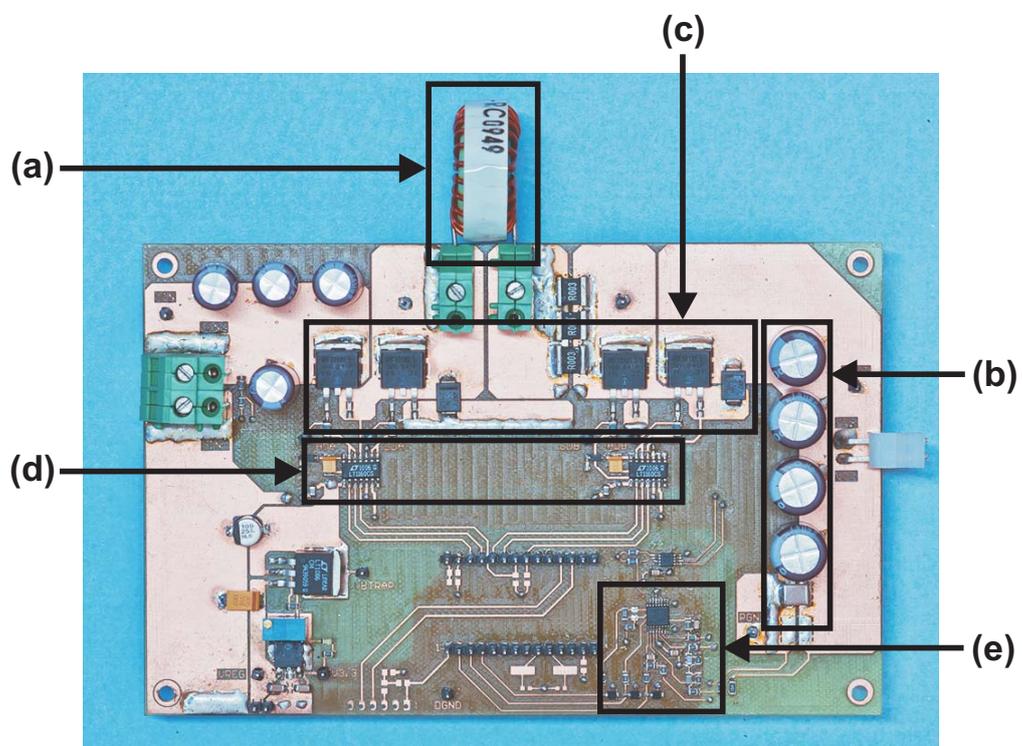


Figura 6.9: Prototipo. (a) Inductor. (b) Capacitores de salida. (c) Transistores MOSFET y diodos *Schottky*. (d) *Drivers*. (e) Circuitos de sensado de tensión de entrada y de salida.

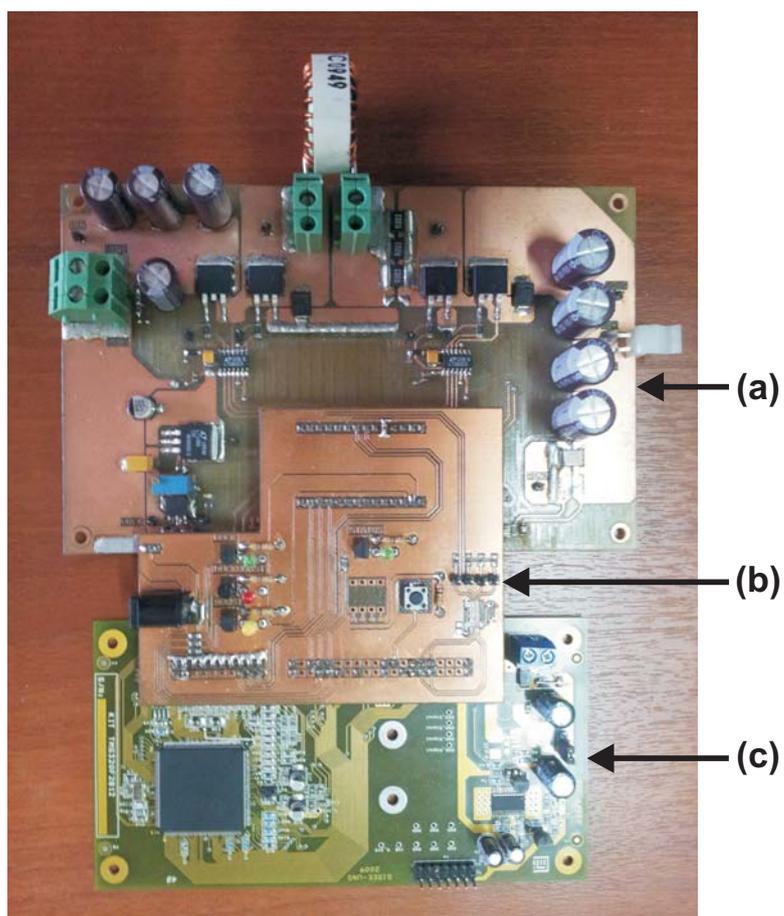


Figura 6.10: Sistema completo. (a) Placa del Convertidor + sensado de tensiones. (b) Placa de interconexión entre el Convertidor y el DSP. (c) DSP TMS320F2812.

6. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL *BUCK-BOOST* DE CUATRO LLAVES

Capítulo 7

Resultados Experimentales

Se realizaron distintos ensayos sobre el prototipo de laboratorio descrito en el Capítulo 6 a fin de verificar los desarrollos planteados a lo largo de la tesis. En primera instancia, se prueba la operación del convertidor en cada uno de los modos de funcionamiento propuestos, corroborando que las señales que comandan los transistores sean correctas y acorde a lo diseñado. Luego, se observa el comportamiento que presenta el convertidor operando de acuerdo al algoritmo de control *feedforward*, que se encarga de cambiar de modo de operación y de actualizar el ciclo de trabajo en estado estacionario. Con este lazo implementado, se miden las respuestas dinámicas del circuito ante variaciones del tipo escalón en la tensión de entrada durante las transiciones de modos. Por último, se ensaya el convertidor completo sumando el lazo de control *feedback*, encargado de regular la tensión de salida. Para estudiar el desempeño del controlador, se realizan mediciones de las respuestas dinámicas ante variaciones del tipo escalón en la tensión de entrada dentro y fuera de cada modo como así también variaciones tipo escalón en la carga.

7.1. Señales de conmutación

En el Capítulo 3 se presentaron los modos de operación que admite el convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves al manejar las señales de control *PWM1* y *PWM2* en forma independiente. Se definieron así los modos: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* no inversor y los combinados *A* y *B*. Se ilustra a continuación la forma en que conmuta el prototipo en cada uno de los modos. Para ello, se programa un algoritmo en el DSP y se ensaya al

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

convertidor bajo distintos niveles de la tensión de entrada. El ciclo de trabajo se ajusta en cada caso de manera tal que la tensión de salida sea siempre de aproximadamente $10V$ y para los modos combinados A y B la asignación de α , β es arbitraria.

7.1.1. Modo *Buck*

En la Sección 3.2.1 se explica que para que el convertidor opere bajo este modo de funcionamiento es necesario conmutar en contrafase las llaves S_1 y S_2 a la frecuencia f_s manteniendo S_3 apagada y S_4 encendida todo el tiempo (Figura 3.5). En la práctica, sin embargo, las llaves S_3 y S_4 también deben ser conmutadas (a una frecuencia mucho menor que f_s) porque, de acuerdo al *driver* elegido (véase Sección 6.2), se necesita mantener la carga en el capacitor de *bootstrap*. En la Figuras 7.1(a)-(b) se muestran las mediciones de las señales de comando de las llaves S_1 y S_2 mientras que en la Figuras 7.1(c)-(d) se presentan las mediciones de las señales de comando para S_3 y S_4 . El convertidor opera con una tensión de entrada $V_{in} = 14V$, un ciclo de trabajo $d_1 = 0,7$ y la tensión de salida $V_o \approx 9,8V$.

Como puede verse en la Figura 7.1(a), a partir de las señales de control $PWM1$ (CH1) y $\overline{PWM1}$ ($\overline{CH1}$) que llegan al *Driver A* se generan las señales $HD1$ (CH3) y $LD2$ (CH4) para comandar S_1 y S_2 , respectivamente. Dichas formas de onda se generan correctamente y actúan en contrafase como era de esperarse. En la Figura 7.1(b) se muestra una ampliación de la zona marcada en Figura 7.1(a). La señal $LD2$ que maneja el MOSFET S_2 (CH4) posee una amplitud de aproximadamente $12V$ mientras que la señal $HD1$ del MOSFET S_1 (CH3) posee una amplitud de aproximadamente $26V$. Esto se debe a que el circuito interno del *Driver A* que maneja a S_1 utiliza como alimentación la tensión de la fuente flotante generada por el capacitor de *bootstrap* referida al punto medio entre las llaves S_1 y S_2 (SW_1). Para el caso en que S_1 está encendida, esta tensión es $V_{SW_1} \approx V_{in} \approx 14V$.

En la Figura 7.1(c) se aprecia que las llaves S_3 y S_4 (CH2) conmutan 1 vez cada 49 ciclos de S_1 y S_2 para garantizar que la carga almacenada en el capacitor de *bootstrap* sea suficiente para mantener encendida S_4 en todos los ciclos de operación como *Buck*. A partir de las señales de control $PWM2$ (CH2) y $\overline{PWM2}$ ($\overline{CH2}$) que llegan al *Driver B* se generan las señales $LD3$ (CH4) y $HD4$ (CH3) para comandar S_3 y S_4 , respectivamente. Estas formas de onda se generan adecuadamente y en contrafase (Figura 7.1(d)).

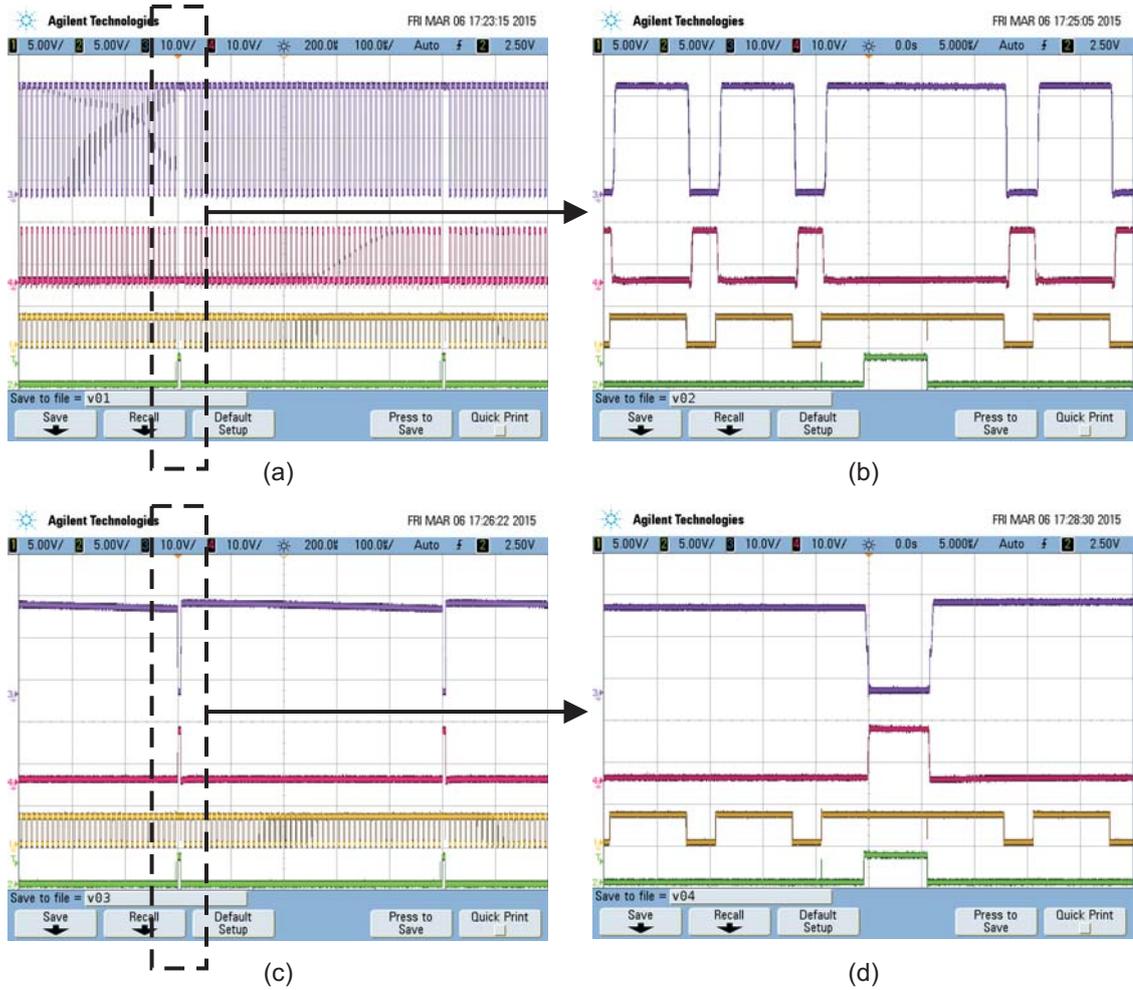


Figura 7.1: Modo *Buck*. CH1: Señal *PWM1* (amarilla), CH2: Señal *PWM2* (verde). (a) Salidas del *Driver A*. CH3: *HD1* que maneja a S_1 (violeta); CH4: *LD2* que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del *Driver B*. CH3: *HD4* que maneja a S_4 (violeta); CH4: *LD3* que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

7.1.2. Modo *Boost*

Como se describe en la Sección 3.2.2, el convertidor opera bajo este modo de funcionamiento si se conmutan en contrafase las llaves S_3 y S_4 a la frecuencia f_s manteniendo S_2 apagada y S_1 encendida todo el tiempo (Figura 3.6). Análogamente al modo *Buck*, las llaves S_1 y S_2 deben ser conmutadas en el prototipo a una frecuencia mucho menor que f_s para mantener la carga en el capacitor de *bootstrap*. En la Figuras 7.2(a)-(b) se muestran las mediciones de las señales de comando de las llaves S_1 y S_2 mientras que en la Figuras 7.2(c)-(d) se presentan las mediciones de las señales de comando para S_3 y S_4 . El convertidor opera con una tensión de entrada $V_{in} = 6V$, un ciclo de trabajo $d_2 = 0,4$ y la tensión de salida $V_o \approx 10V$.

Como se observa en la Figura 7.2(a), las señales $HD1$ (CH3) y $LD2$ (CH4) que comandan S_1 y S_2 , respectivamente, se generan a partir de las señales de control $PWM1$ (CH1) y $\overline{PWM1}$ ($\overline{CH1}$) que llegan al *Driver A*. Dichas señales conmutan 1 vez cada 49 ciclos de S_3 y S_4 para garantizar que la carga almacenada en el capacitor de *bootstrap* sea suficiente para mantener encendida S_1 en todos los ciclos. En la Figura 7.2(b) se muestra una ampliación de la zona marcada en la Figura 7.2(a).

Por otro lado, la Figura 7.2(c) muestra que a partir de las señales de control $PWM2$ (CH2) y $\overline{PWM2}$ ($\overline{CH2}$) que llegan al *Driver B* se generan las señales $LD3$ (CH4) y $HD4$ (CH3) para comandar S_3 y S_4 , respectivamente. Estas formas de onda se generan apropiadamente y en contrafase. En la Figura 7.2(d) se amplía la zona marcada en la Figura 7.2(c), observando que la señal $LD3$ de manejo del MOSFET S_3 (CH4) posee una amplitud de aproximadamente $12V$ mientras que la señal $HD4$ de manejo del MOSFET S_4 (CH3) posee una amplitud de aproximadamente $22V$. Esto se debe a que el circuito interno del *Driver B* que maneja a S_4 utiliza como alimentación la tensión de la fuente flotante generada por el capacitor de *bootstrap* referida al punto medio entre las llaves S_3 y S_4 (SW_2). Para el caso en que S_4 está encendida, esa tensión es $V_{SW_2} \approx V_o \approx 10V$.

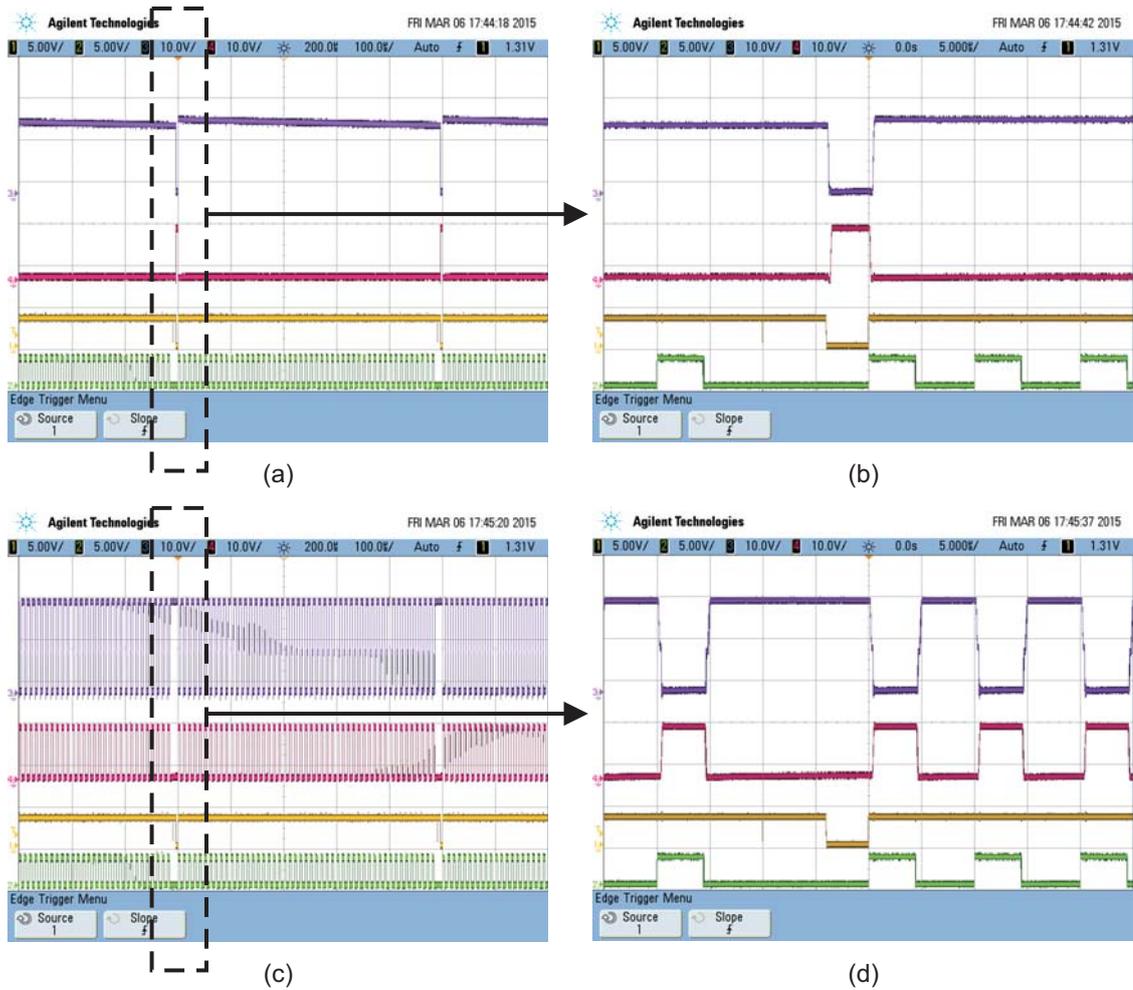


Figura 7.2: Modo *Boost*. CH1: Señal *PWM1* (amarilla), CH2: Señal *PWM2* (verde). (a) Salidas del *Driver A*. CH3: *HD1* que maneja a S_1 (violeta); CH4: *LD2* que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del *Driver B*. CH3: *HD4* que maneja a S_4 (violeta); CH4: *LD3* que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

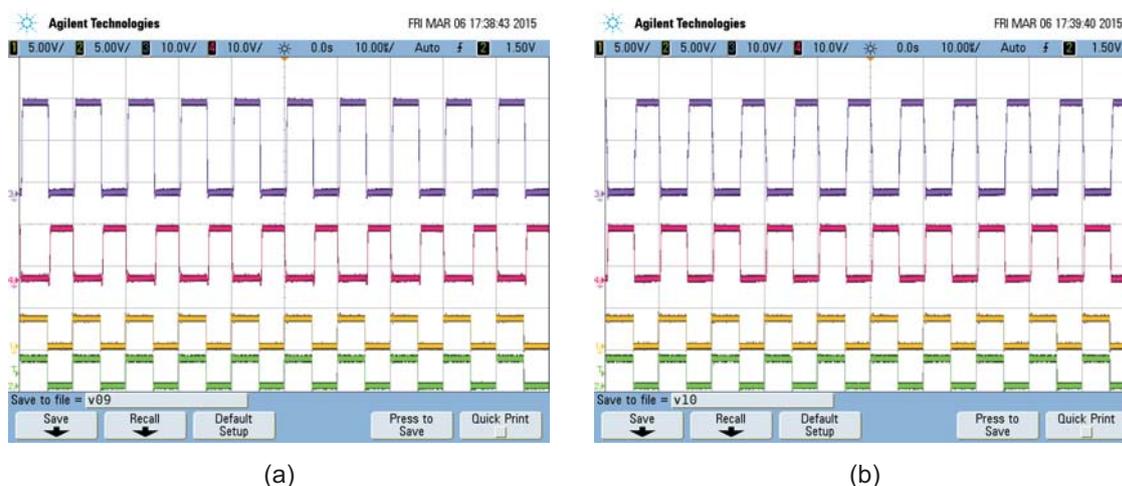


Figura 7.3: Modo *Buck-Boost* no inversor. CH1: Señal *PWM1* (amarilla), CH2: Señal *PWM2* (verde). (a) Salidas del *Driver A*. CH3: *HD1* que maneja a S_1 (violeta); CH4: *LD2* que maneja a S_2 (roja). (b) Salidas del *Driver B*. CH3: *HD4* que maneja a S_4 (violeta); CH4: *LD3* que maneja a S_3 (roja).

7.1.3. Modo *Buck-Boost* no inversor

Para lograr este modo de funcionamiento es necesario conmutar en contrafase las llaves S_1 y S_2 pero sincronizadas con la conmutación en contrafase de las llaves S_3 y S_4 (Figura 3.7 de la Sección 3.2.3). En la Figura 7.3 se muestran las señales de comando de las cuatro llaves medidas sobre el prototipo para una tensión de entrada $V_{in} = 10V$, ciclos de trabajo $d_1 = d_2 = 0,5$ y una tensión de salida $V_o \approx 10V$.

Como puede deducirse de la Figura 7.3(a), las señales *HD1* (CH3) y *LD2* (CH4) para comandar S_1 y S_2 , respectivamente, se generan a partir de las señales de control *PWM1* (CH1) y $\overline{PWM1}$ ($\overline{CH1}$) que llegan al *Driver A*. Por otro lado, las señales *LD3* (CH4) y *HD4* (CH3) que comandan S_3 y S_4 , respectivamente, surgen a partir de las señales *PWM2* (CH2) y $\overline{PWM2}$ ($\overline{CH2}$) que llegan al *Driver B*, como se presenta en la Figura 7.3(b). Combinando ambas mediciones es posible ver que el par de llaves $S_1 - S_3$ conmuta en contrafase con el par $S_2 - S_4$. Las señales *LD2* y *LD3* de los transistores S_2 y S_3 (CH4) poseen una amplitud de aproximadamente $12V$ mientras que las señales *HD1* y *HD4* de los transistores S_1 y S_4 (CH3) posee una amplitud de aproximadamente $22V$. Este comportamiento se debe a la fuente flotante que poseen los *Drivers A* y *B* para comandar las llaves S_1 y S_4 se encuentra referida a $V_{SW1} \approx 10V$

y $V_{SW_2} \approx 10V$, respectivamente.

7.1.4. Modo A

Este modo de funcionamiento es una combinación de α períodos de conmutación operando como *Buck* y β períodos de conmutación operando como *Boost* (Figura 3.8). Además, debe cumplirse que $\alpha > \beta$ pues el convertidor se comporta como reductor. En las Figuras 7.4(a)-(b) se muestran las mediciones de las señales de control de las llaves S_1 y S_2 , mientras que en las Figuras 7.4(c)-(d) se presentan las mediciones de las señales de control para S_3 y S_4 . El convertidor funciona con una tensión de entrada $V_{in} = 12V$, ciclos de trabajo $d_1 = d_2 = 0,5$, $\alpha = 2$, $\beta = 1$ y por ello, la tensión de salida es $V_o \approx 9,6V$.

Como en los modos anteriores, las señales $PWM1$ (CH1) y $\overline{PWM1}$ ($\overline{CH1}$) que llegan al *Driver A* generan las señales $HD1$ (CH3) y $LD2$ (CH4) para comandar S_1 y S_2 , respectivamente. Se observa en la Figura 7.4(a) y en la ampliación de la Figura 7.4(b) que dichas formas de onda se generan correctamente y que actúan en contrafase. Nótese que las señales de comando de las llaves S_1 y S_2 conmutan durante dos períodos ($\alpha = 2$) para luego mantenerse S_1 encendida y S_2 apagada durante un período ($\beta = 1$). La señal $LD2$ (CH4) posee una amplitud de $\approx 12V$ mientras que $HD1$ (CH3) tiene una amplitud de $\approx 24V$. Las señales llegan a estos niveles por la misma razón descrita en el modo *Buck* pero considerando aquí que $V_{SW_1} \approx 12V$.

En la Figura 7.4(c) como así también en la ampliación de la Figura 7.4(d) se muestra como a partir de las señales de control $PWM2$ (CH2) y $\overline{PWM2}$ ($\overline{CH2}$) que llegan al *Driver B* se generan las señales $HD4$ (CH3) y $LD3$ (CH4) para comandar a S_4 y S_3 , respectivamente. Puede verse en la Figura 7.4(d) que las señales de comando de las llaves S_3 y S_4 conmutan durante un período ($\beta = 1$) para luego mantenerse S_3 apagada y S_4 encendida durante dos períodos ($\alpha = 2$). La señal $LD3$ (CH4) posee una amplitud de $\approx 12V$ mientras que la señal $HD4$ (CH3) posee una amplitud de $\approx 22V$. La razón por la cual las señales llegan a estos niveles es la misma que la descrita en el modo *Boost* para $V_{SW_2} \approx 9,6V$.

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

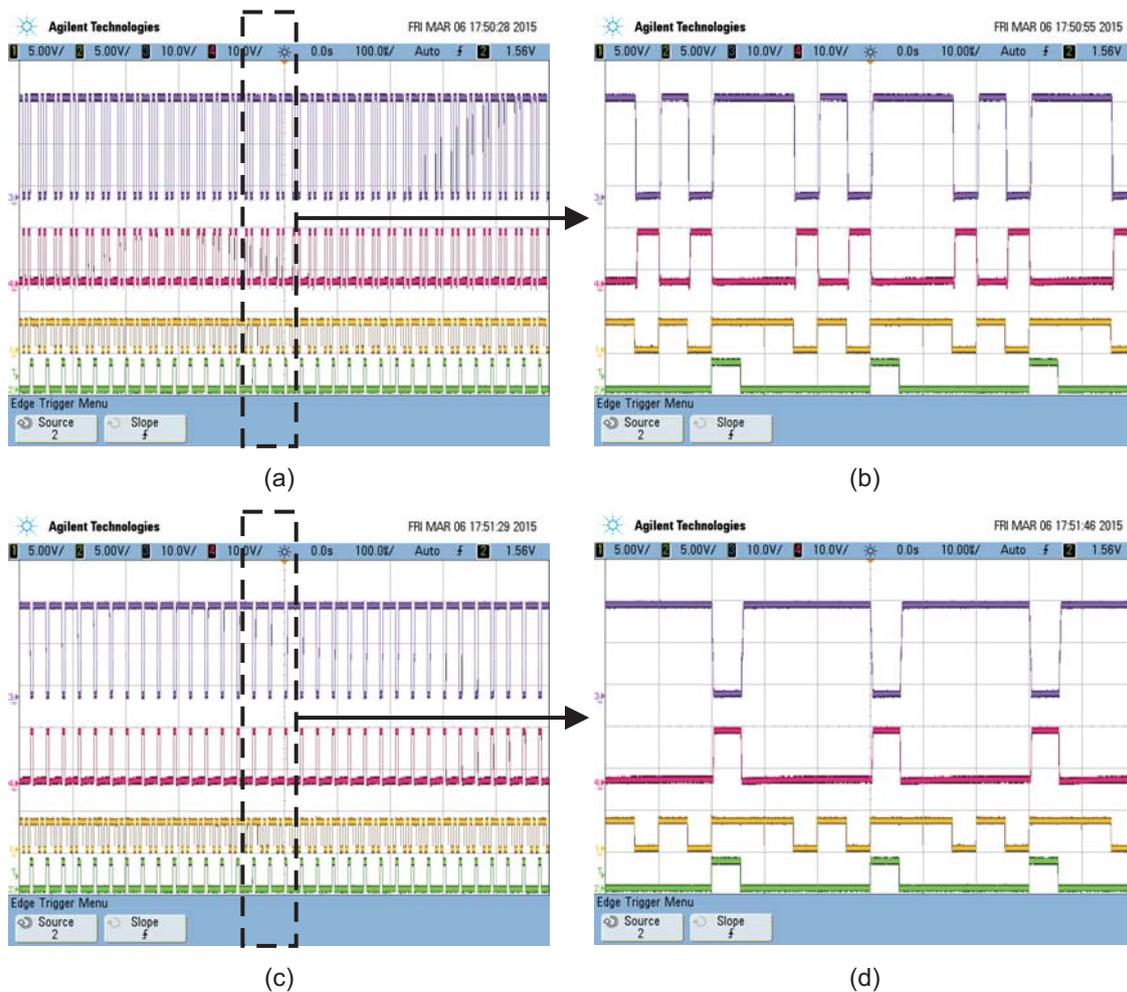


Figura 7.4: Modo *A* con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$. CH1: Señal *PWM1* (amarilla), CH2: Señal *PWM2* (verde). (a) Salidas del *Driver A*. CH3: *HD1* que maneja a S_1 (violeta); CH4: *LD2* que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del *Driver B*. CH3: *HD4* que maneja a S_4 (violeta); CH4: *LD3* que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).

7.1.5. Modo *B*

En este modo, el convertidor también combina α períodos operando como *Buck* y β períodos operando como *Boost* (Figura 3.10 de la Sección 3.2.4). Sin embargo, debe cumplirse que $\alpha < \beta$ para que el circuito se comporte como un elevador. En las Figuras 7.5(a)-(b) se muestran las mediciones de las señales de control de S_1 y S_2 mientras que en las Figuras 7.5(c)-(d) se presentan las mediciones de las señales de control para S_3 y S_4 . Las condiciones de funcionamiento son $V_{in} = 8V$, $d_1 = d_2 = 0,5$, $\alpha = 1$, $\beta = 2$ y $V_o \approx 10V$.

Como se desprende de las señales de comando de las Figuras 7.5(b) y (d), las llaves S_1 y S_2 conmutan en un solo período ($\alpha = 1$) y luego se mantiene S_1 encendida y S_2 apagada durante dos períodos ($\beta = 2$). Por el contrario, las llaves S_3 y S_4 conmutan durante dos períodos ($\beta = 2$) y luego S_3 se mantiene apagada y S_4 encendida durante un período ($\alpha = 1$). La señal *LD2* de manejo del MOSFET S_2 (CH4) posee una amplitud de $\approx 12V$ mientras que la señal *HD1* de manejo del MOSFET S_1 (CH3) posee una amplitud de $\approx 20V$. Dichos niveles tienen que ver con el modo *Buck* considerando $V_{SW1} \approx 8V$. La señal *LD3* de manejo de S_3 (CH4) posee una amplitud de $\approx 12V$ mientras que la señal *HD4* de manejo de S_4 (CH3) posee una amplitud de $\approx 22V$. Estos niveles se desprenden del modo *Boost* teniendo en cuenta que $V_{SW2} \approx 10V$.

7.2. Lazo de control *feedforward*

El lazo de control *feedforward* es el encargado de decidir, en base a umbrales de la tensión de entrada previamente definidos, en qué modo debe operar el convertidor. Además, a partir de la medición de la tensión de entrada y de la tensión de salida deseada ($V_{ref} = 10V$), este lazo calcula el ciclo de trabajo de estado estacionario en cada modo de operación. Se verifica a continuación el correcto funcionamiento del algoritmo implementado y se muestran los distintos transitorios que se presentan cuando se producen los cambios de modo.

7.2.1. Cambios de modo de operación

En la Sección 5.1.1 se presentaron los umbrales de cambio de modo para los cinco modos de operación propuestos (véase Tabla 5.1). Estos fueron calculados considerando

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

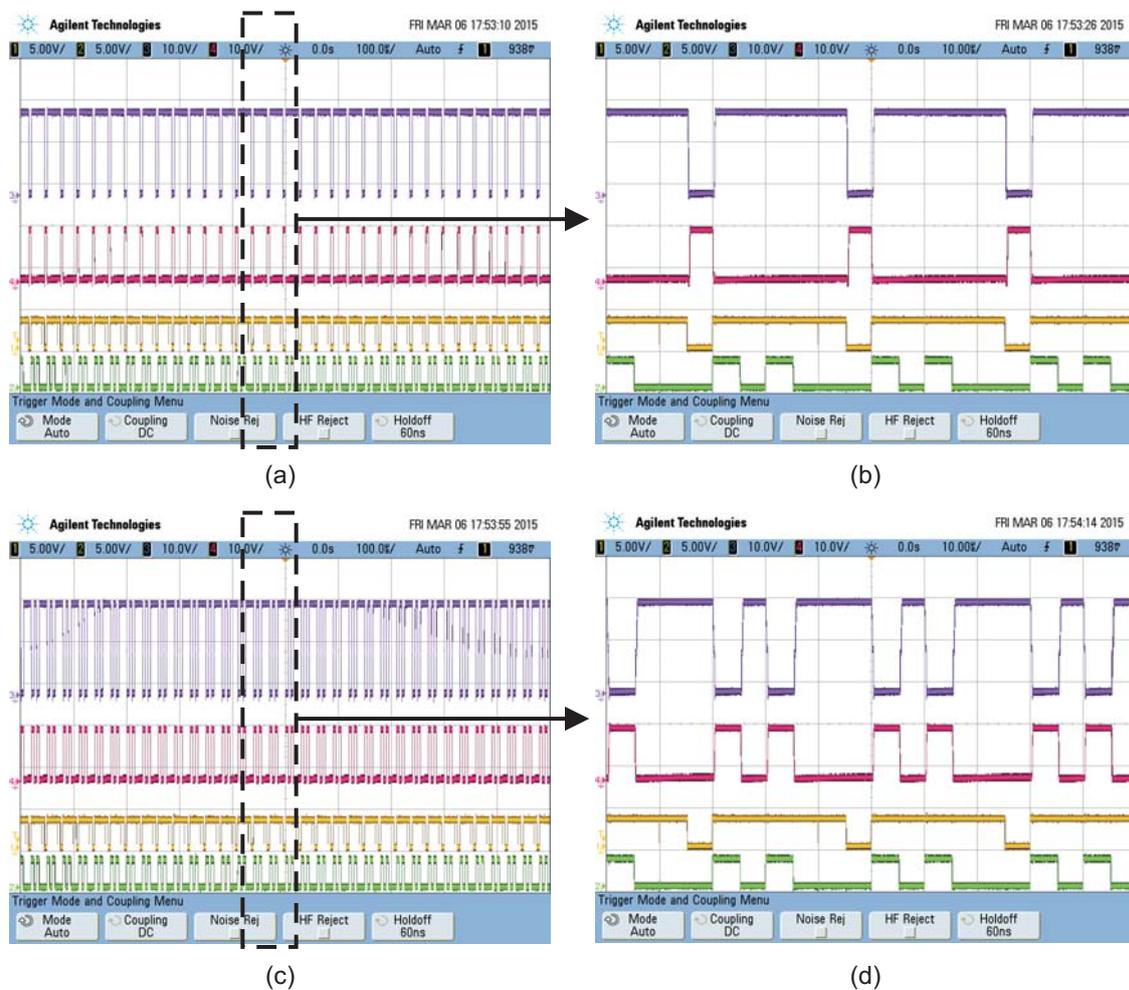


Figura 7.5: Modo B con $\alpha = 1$ y $\beta = 2$. CH1: Señal $PWM1$ (amarilla), CH2: Señal $PWM2$ (verde). (a) Salidas del *Driver A*. CH3: $HD1$ que maneja a S_1 (violeta); CH4: $LD2$ que maneja a S_2 (roja). (b) Ampliación de la zona marcada en (a). (c) Salidas del *Driver B*. CH3: $HD4$ que maneja a S_4 (violeta); CH4: $LD3$ que maneja a S_3 (roja). (d) Ampliación de la zona marcada en (c).

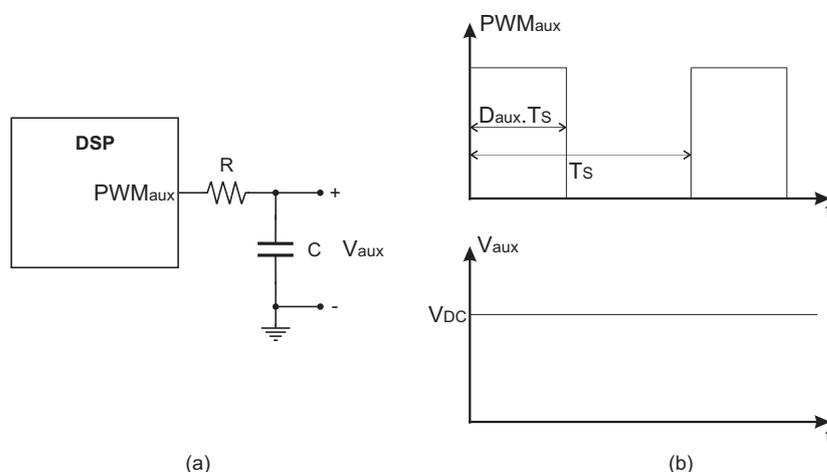


Figura 7.6: Esquema de indicación del modo de operación del convertidor construido.
 (a) Diagrama circuital; (b) Formas de onda del circuito.

que el convertidor trabaja con un rango de tensión de entrada $V_{in} = [5V, 15V]$ y una tensión de salida de $V_o = 10V$. Para poder observar si el algoritmo de cambio de modo funciona correctamente, en lugar de utilizar 3 salidas digitales que permitan identificar los 5 modos de operación, se utiliza una única salida PWM auxiliar de 100kHz (PWM_{aux}) independiente de las utilizadas para el comando de las llaves. La misma es programada para que varíe su ciclo de trabajo (D_{aux}) en función del modo en el que se encuentra operando el convertidor. Luego, esta salida es filtrada con un filtro pasa bajos sencillo tipo R-C, que permite obtener el valor medio (V_{DC}) de la señal PWM_{aux} . En la Figura 7.6 (a) se muestra el esquema de la implementación usando dicha salida PWM_{aux} y en la Figura 7.6 (b) las formas de onda típica del circuito.

De esta manera, es posible visualizar en el osciloscopio la variación de la tensión de entrada V_{in} junto con el cambio en el modo de conmutación que se encuentra ejecutando el algoritmo. Los ciclos de trabajo son elegidos en forma arbitraria teniendo en cuenta que el cambio en el valor de continua del PWM_{aux} sea significativo y fácilmente medible. En la Tabla 7.1 se muestran los ciclos de trabajo asignados a la señal PWM_{aux} que se utiliza para indicar el modo de conmutación como así también el valor de tensión continua de V_{aux} (V_{DC}) que se debería obtener después de pasada la señal PWM por el filtro R-C.

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Modo	Ciclo de Trabajo (D_{aux})	Valor de DC (V_{aux})
<i>Buck</i>	83 %	2,49V
<i>A</i>	66 %	2V
<i>Buck-Boost</i> no inversor	50 %	1,50V
<i>B</i>	33 %	1V
<i>Boost</i>	17 %	0,51V

Tabla 7.1: Niveles de tensión esperados de acuerdo al modo de funcionamiento.

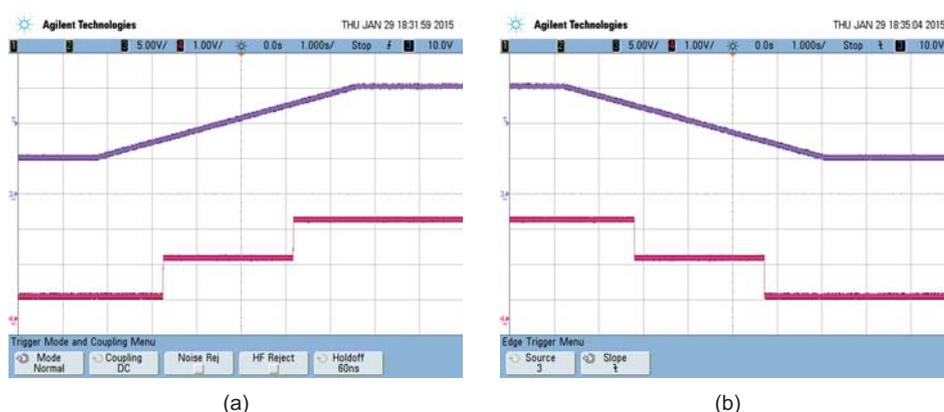


Figura 7.7: Niveles de V_{aux} indicando los cambios de operación (CH4: roja) (sin los modos combinados) de acuerdo a la tensión V_{in} (CH3: violeta). (a) Aumento de 5V a 15V; (b) disminución de 15V a 5V.

La verificación del algoritmo de cambio de modo se realiza en primera instancia considerando que el convertidor sólo funciona en los tres modos clásicos. Luego, se adicionan los modos combinados *A* y *B* y por último, se elimina el modo *Buck-Boost* no inversor. Como en el primer ensayo no se ejecutan los modos combinados *A* y *B*, los rangos de tensión asignados a estos modos en la Tabla 5.1 son absorbidos por el modo *Buck-Boost* no inversor. En las Figuras 7.7(a)-(b) se muestran los resultados de los cambios de modos del convertidor cuando la tensión de entrada aumenta de 5V a 15V y luego disminuye de 15V a 5V, respectivamente. En la Tabla 7.2 se resumen los valores de tensión de entrada para los cuales se producen los cambios de modo en la práctica y se comparan con los estipulados en el Capítulo 5.

En el segundo ensayo se agregan los modos combinados *A* y *B* de forma tal que el algoritmo de control combina los cinco modos de funcionamiento previstos en el orden: modo *Buck*, modo *A*, modo *Buck-Boost* no inversor, modo *B* y modo *Boost*. En

Variación de V_{in}	Cambio de Modo	$V_{in_esperado}$	V_{in_medido}
5V a 15V	<i>Boost</i> a <i>Buck-Boost</i> no inversor	7,7V	7,66V
	<i>Buck-Boost</i> no inversor a <i>Buck</i>	12,7V	12,8V
15V a 5V	<i>Buck</i> a <i>Buck-Boost</i> no inversor	12,3V	12,5V
	<i>Buck-Boost</i> no inversor a <i>Boost</i>	7,3V	7,34V

Tabla 7.2: Valores medidos de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios de modo. Ensayo realizado sin los modos combinados *A* y *B*.

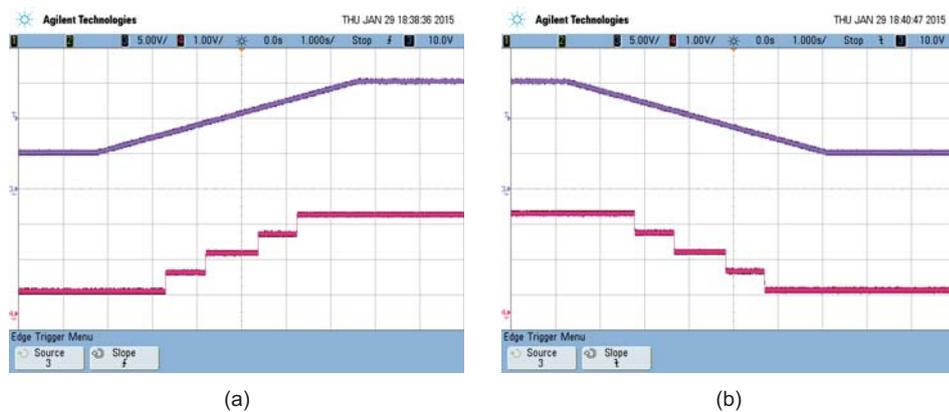


Figura 7.8: Niveles de V_{aux} indicando los cambios de los cinco modos (CH4: roja) ante la variación de la tensión V_{in} (CH3: violeta). (a) Aumento de 5V a 15V; (b) disminución de 15V a 5V.

las Figuras 7.8(a)-(b) se presentan los cambios de modos producidos en el convertidor cuando la tensión de entrada aumenta de 5V a 15V y luego disminuye de 15V a 5V, respectivamente. Los valores medidos de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios de modo en el prototipo se listan en la Tabla 7.3.

En la última prueba se elimina el modo intermedio *Buck-Boost* no inversor y entonces, el algoritmo de control combina los modos: *Buck*, *A*, *B* y *Boost*. Dado que no se ejecuta el modo *Buck-Boost* no inversor, el rango de tensión de entrada previsto en la Tabla 5.1 es absorbido por los modos *A* y *B*. La tensión donde se produce la transición del modo *A* al *B*, o viceversa, es $V_{in} = 10V$ con una histéresis de $\pm 200mV$. Los resultados obtenidos al aumentar la tensión de entrada de 5V a 15V y luego bajarla de 15V a 5V se presentan en las Figuras 7.9(a)-(b), respectivamente. En la Tabla 7.4 se resumen los valores medidos de tensión de entrada para los cuales se producen los

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

V_{in}	Cambio de Modo	$V_{in_esperado}$	V_{in_medido}
5V a 15V	<i>Boost a B</i>	7,7V	7,81V
	<i>B a Buck-Boost no inversor</i>	9,2V	9,38V
	<i>Buck-Boost no inversor a A</i>	11,2V	11,4V
	<i>A a Buck</i>	12,7V	12,8V
15V a 5V	<i>Buck a A</i>	12,3V	12,5V
	<i>A a Buck-Boost no inversor</i>	10,8V	11V
	<i>Buck-Boost no inversor a B</i>	8,8V	9V
	<i>B a Boost</i>	7,3V	7,5V

Tabla 7.3: Valores medidos de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios entre los cinco modos previstos.

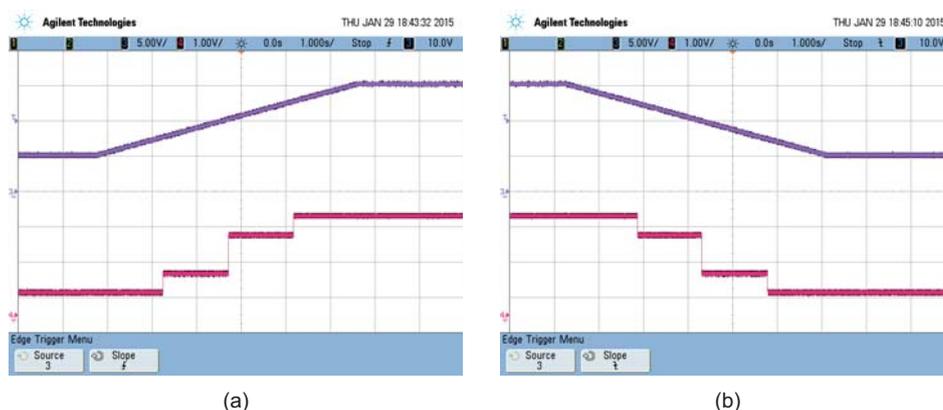


Figura 7.9: Niveles de V_{aux} indicando los cambios de operación (CH4: roja) sin el modo *Buck-Boost no inversor* ante la variación de la tensión V_{in} (CH3: violeta). (a) Aumento de 5V a 15V; (b) disminución de 15V a 5V.

cambios de modo respecto de los valores previstos en el Capítulo 5.

En todos los ensayos realizados se pudo verificar el buen funcionamiento del cambio de modo de operación contando con una histéresis para evitar el salto repetitivo de un modo a otro. Puede observarse que si bien existen diferencias entre el valores deseados y los medidos donde ocurren las transiciones, estas se deben a ruidos indeseados en la medición del conversor A/D del DSP.

V_{in}	Cambio de Modo	$V_{in_esperado}$	V_{in_medido}
5V a 15V	<i>Boost</i> a <i>B</i>	7,7V	7,66V
	<i>B</i> a <i>A</i>	10,2V	10,3V
	<i>A</i> a <i>Buck</i>	12,7V	12,8V
15V a 5V	<i>Buck</i> a <i>A</i>	12,3V	12,5V
	<i>A</i> a <i>B</i>	9,8V	10V
	<i>B</i> a <i>Boost</i>	7,3V	7,5V

Tabla 7.4: Valores de la tensión de entrada para los cuales se producen los cambios de modo. Ensayo sin el modo *Buck-Boost* no inversor

7.2.2. Respuesta dinámica ante los cambios de modos

En esta sección se presentan las respuestas dinámicas medidas sobre el prototipo de laboratorio al funcionar sólo con el lazo *feedforward*. Si bien en estos ensayos no existe una realimentación de la tensión de salida, el lazo sí realiza la corrección de los ciclos de trabajo d_1 y d_2 en estado estacionario de las señales que comandan las cuatro llaves. Los valores que adoptan estas variables dependen de los modos de funcionamiento, como se describe en el Capítulo 3. Para el caso de los modos clásicos existe un único ciclo de trabajo a actualizar. Para el caso de los modos *A* y *B* se analizaron distintas alternativas en el Capítulo 5 y se determinó que la opción más adecuada es $d_1 = d_2$. Teniendo en cuenta esta asignación, los valores de α y β que producen los menores sobrepicos ante los cambios de modos de operación son $\alpha = 1$ y $\beta = 1$ tanto para el modo *A* como para el modo *B*.

Para verificar el correcto funcionamiento del convertidor se ensayaron variaciones del tipo escalón en la tensión de entrada y se observó el comportamiento de la tensión de salida ante este tipo de variaciones. En las figuras extraídas de la pantalla del osciloscopio que se mostrarán a continuación, se puede observar la señal de control del par de llaves $S_1 - S_2$ (*PWM1*) en el canal 1 (CH1), la señal de control del par de llaves $S_3 - S_4$ (*PWM2*) en el canal 2 (CH2), la medición de la tensión de entrada V_{in} en el canal 3 (CH3) y la respuesta de la tensión de salida V_o en el canal 4 (CH4). Dado que la actualización del ciclo de trabajo de estado estacionario que realiza el lazo *feedforward* no tiene en cuenta las pérdidas, entonces la tensión de salida es menor que la esperada.

En la Figura 7.10(a) se muestra la respuesta del convertidor cuando se produce un escalón en la tensión de entrada de 12,5V a 11,5V. Esta disminución produce un

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

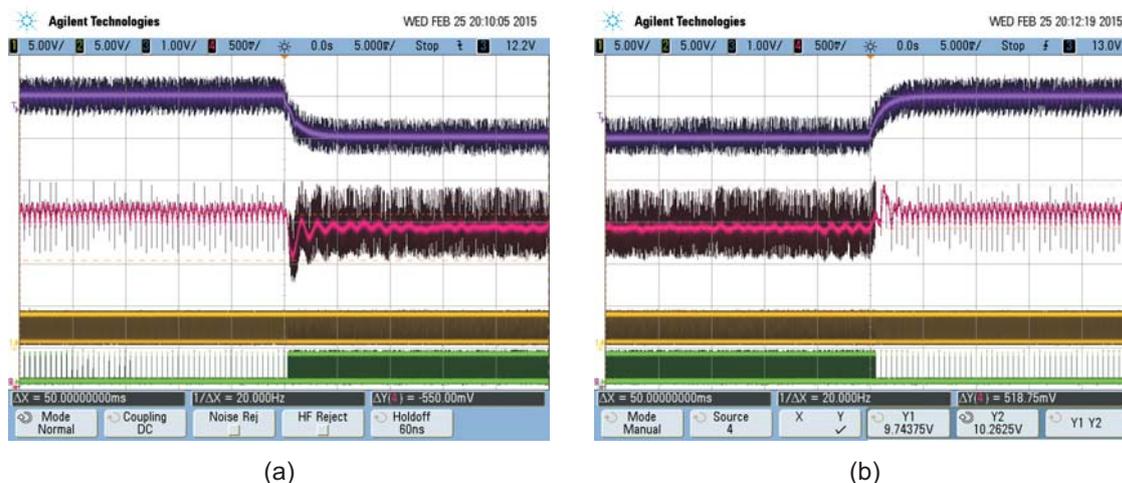


Figura 7.10: Respuesta del lazo *feedforward* para el convertidor cambiando entre el modo *Buck* y el modo *A*. (a) Escalón de V_{in} de 12,5V a 11,5V. (b) Escalón de V_{in} de 12,5V a 13,5V. CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

cambio de modo *Buck* a modo *A* (Tabla 7.3). Por otro lado, la respuesta del convertidor cuando se produce un escalón en la tensión de entrada de 12,5V a 13,5V se presenta en la Figura 7.10(b). Este aumento se corresponde con un cambio de modo *A* a *Buck*, como puede verse de la Tabla 7.3. El sobrepico en la tensión de salida debido al cambio de modo es de aproximadamente 550mV para el cambio de *Buck* a modo *A* y de 519mV para el cambio de modo *A* a *Buck*. En ambos casos, el valor de la tensión de salida en el modo *Buck* es mayor que para el modo *A*. Si bien la cantidad de llaves en conmutación y encendidas para cualquier de los dos modos es la misma, las corrientes que circulan por los elementos activos y pasivos no lo son. Por ejemplo, la corriente que circula por el inductor en los períodos como *Boost* del modo *A* es mayor que en el modo *Buck* con lo cual aumentan las pérdidas en los elementos.

Cuando el convertidor opera como *Buck* el control de la tensión de salida está gobernado por el *PWM1* y claramente se ve la conmutación del *PWM2* para mantener cargado el capacitor de *bootstrap* del *Driver B* que garantiza el encendido de la llave S_4 . Este comportamiento, descrito en la Sección 7.1.1, ocasiona una sobre-modulación en la tensión de salida cuya frecuencia se puede estimar utilizando (3.12) con $\alpha = 49$, $\beta = 1$ y $f_s = 100kHz$. Se tiene así que $f_{mod} = 2kHz$, valor corroborado en la medición

7.2 Lazo de control *feedforward*

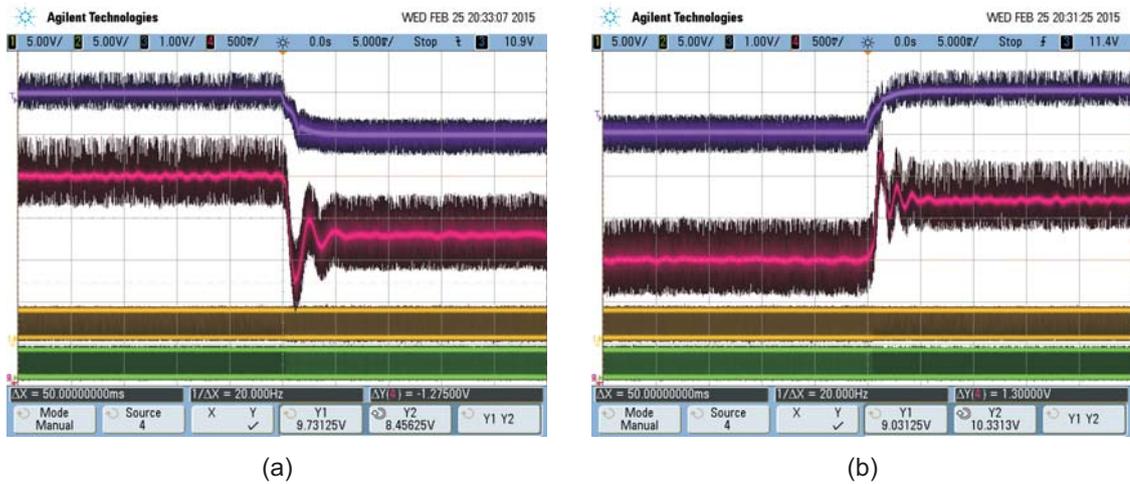


Figura 7.11: Respuesta del lazo *feedforward* para el convertidor cambiando entre el modo *A* y el *Buck-Boost* no inversor. (a) Escalón de V_{in} de 11V a 10V. (b) Escalón de V_{in} de 11V a 12V. CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

realizada en el laboratorio.

En la Figura 7.11(a) se muestra la respuesta del convertidor cuando se produce un escalón en la tensión de entrada de 11V a 10V. La disminución en estos niveles de tensión, lleva al circuito a cambiar de modo *A* a *Buck-Boost* no inversor (Tabla 7.3). La respuesta al producirse un escalón en V_{in} de 11V a 12V se ve en la Figura 7.11(b). Este tipo de aumento en la tensión de entrada se corresponde con un cambio de *Buck-Boost* no inversor a modo *A*. El sobrepico en la tensión de salida debido a las transiciones es de aproximadamente 1,275V para el cambio de modo *A* a *Buck-Boost* no inversor y de 1,3V para el cambio de *Buck-Boost* no inversor a modo *A*. El valor de la tensión de salida durante la operación en el modo *A* es mayor que para el modo *Buck-Boost* no inversor debido a que las pérdidas son distintas en cada modo de funcionamiento. Como se explicó anteriormente, sólo conmuta un par de llaves por período de conmutación en el modo *A* ($\alpha = 1$, $\beta = 1$), mientras que se conmutan dos pares de llaves por período durante el funcionamiento como *Buck-Boost* no inversor. Por ello, las pérdidas por conmutación se ven incrementadas. Por otro lado, la implementación del modo *A* ocasiona en la tensión de salida una sobre-modulación. Dicho comportamiento es esperable y la frecuencia de la sobre-modulación se puede estimar a partir de (3.12)

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

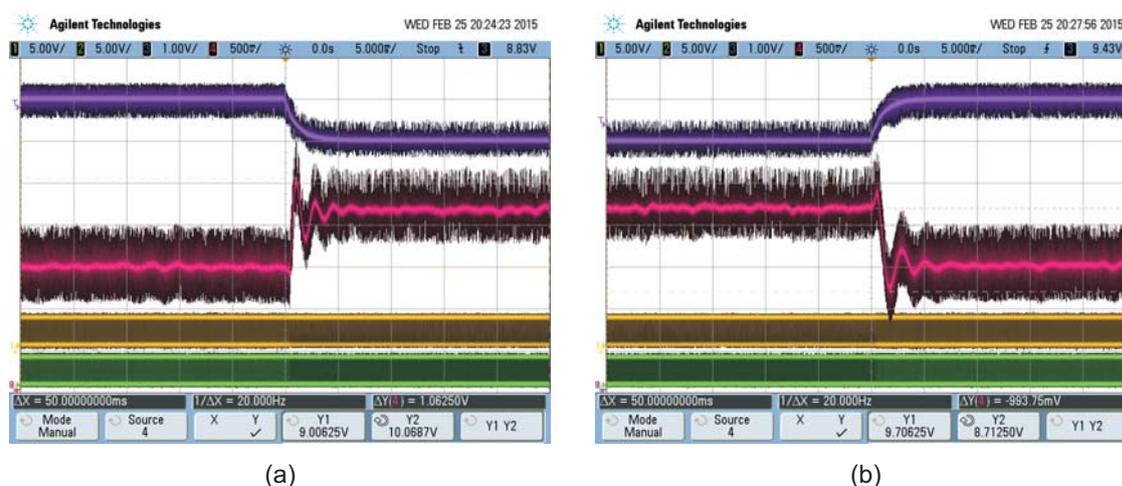


Figura 7.12: Respuesta del lazo *feedforward* para el convertidor cambiando entre el *Buck-Boost* no inversor y el modo *B*. (a) Escalón de V_{in} de 9V a 8V. (b) Escalón de V_{in} de 9V a 10V. CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

considerando $\alpha = 1$, $\beta = 1$ y $f_s = 100kHz$. Así, se tiene que $f_{mod} = 50kHz$, cantidad que resulta consistente con la medición realizada en el laboratorio.

El comportamiento del prototipo ante la transición del modo *Buck-Boost* no inversor al modo *B* y viceversa se ilustra en la Figura 7.12. En el primer caso se disminuye la tensión de entrada de 9V a 8V [Figura 7.12(a)] y en el segundo se aumenta de 9V a 10V [Figura 7.12(b)]. El sobrepico en la tensión de salida debido al cambio de modo es de aproximadamente 1,06V para el cambio de *Buck-Boost* no inversor a modo *B* y de 0,99V para el cambio de modo *B* a *Buck-Boost* no inversor.

Como para este caso particular la asignación de α y β es igual a la del modo *A*, el convertidor opera de la misma manera en ambos modos. Esto implica que el efecto de las pérdidas en los niveles de la tensión de salida sea el mismo que para el cambio de modo *A* a *Buck-Boost* no inversor y viceversa. Por ello, el valor de la tensión de salida en el modo *Buck-Boost* no inversor es nuevamente menor que en el modo *B*. Por la misma razón, el modo *B* ocasiona la misma sobre-modulación que el modo *A*. Esto es, $f_{mod} = 50kHz$ ($\alpha = 1$, $\beta = 1$), cuyo valor se pudo corroborar experimentalmente.

Finalmente, las respuestas del convertidor cuando se produce un escalón en la tensión de entrada de 7,5V a 6,5V y de 7,5V a 8,5V se muestran en las Figuras 7.13(a) y

7.2 Lazo de control *feedforward*

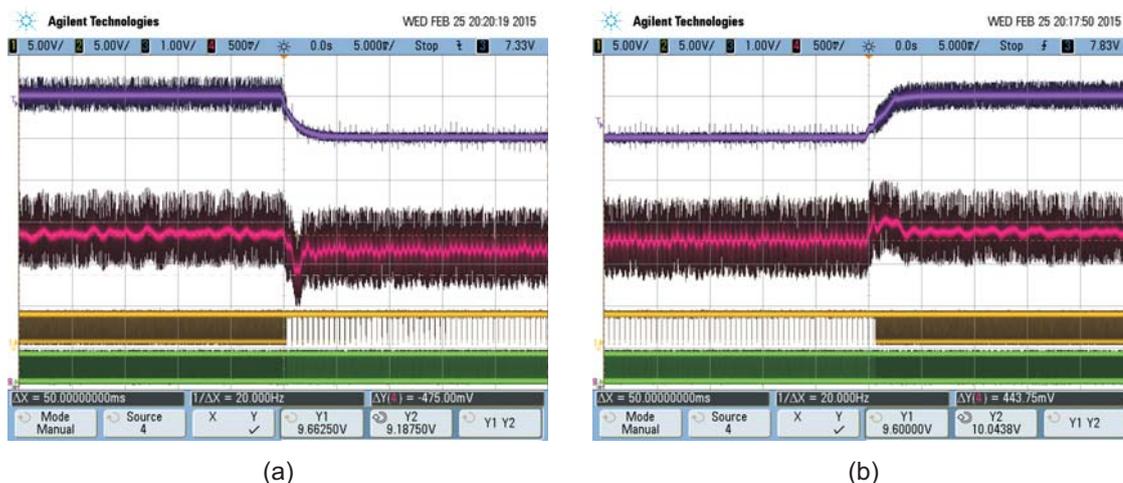


Figura 7.13: Respuesta del lazo *feedforward* para el convertidor cambiando entre el modo *B* y el *Boost*. (a) Escalón de V_{in} de 7,5V a 6,5V. (b) Escalón de V_{in} de 7,5V a 8,5V. CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

(b), respectivamente. De acuerdo a la Tabla 7.3, estas variaciones se corresponden con cambios del modo *B* al modo *Boost* y viceversa. El sobrepico en la tensión de salida debido a las transiciones es de alrededor de 475mV para el cambio de *Modo B* a *Boost* y de 443,75mV para el cambio de *Boost* a modo *B*. De la evolución de la tensión de salida puede observarse que el nivel alcanzado en el funcionamiento como *Boost* es menor que para el modo *B*. Si bien la cantidad de llaves en conmutación y encendidas para cualquier de los dos modos es la misma, las corrientes que circulan por los elementos activos y pasivos no lo son. Así, por ejemplo, la corriente por el inductor para los períodos operando como *Buck* en el modo *B* es menor que en el modo *Boost* y por ende, disminuyen las pérdidas en los elementos. Cuando el convertidor opera como *Boost* el control de la tensión de salida está gobernado por el *PWM2*. Claramente se ve en la figura que la señal *PWM1* sólo conmuta para mantener cargado el capacitor de *bootstrap* del *Driver A* que garantiza el encendido de la llave S_1 . Este comportamiento ocasiona una sobre-modulación en la tensión de salida cuya frecuencia es igual a la calculada en el modo *Buck* pues se mantiene la relación entre α y β ($\alpha = 1$, $\beta = 49$). De las mediciones realizadas sobre el prototipo se corrobora que $f_{mod} = 2kHz$.

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

7.3. Lazo de control *feedback*

Como se describe en la Sección 5.2 del Capítulo 5, el lazo de control *feedback* se ocupa de regular la tensión de salida V_o en el valor de referencia ($V_{ref} = 10V$) ante posibles desviaciones. La funcionalidad de regulación dada por el controlador PI diseñado previamente se agrega sobre el lazo de control *feedforward*. El comportamiento del sistema completo (convertidor + *feedforward* + *feedback*), se evalúa ante variaciones del tipo escalón en la tensión de entrada y en la carga. Para ello, se realizan dos tipos de ensayos: el primero corresponde a la respuesta del convertidor ante variaciones tipo escalón de la tensión V_{in} y de la carga R_L dentro de cada uno de los modos de funcionamiento; y el segundo consiste en evaluar el circuito conmutado ante una variación tipo rampa en V_{in} en todo el rango posible de tensión. Esto último permite observar los distintos cambios de modo en una sola experiencia, emulando el comportamiento de una batería en una aplicación real.

7.3.1. Respuesta del sistema operando dentro de cada modo

Se presentan a continuación las mediciones que se realizaron para comprobar el correcto funcionamiento de la realimentación dentro de cada uno de los modos de operación. Se plantearon escalones en V_{in} en niveles que no sobrepasan el rango de tensión establecido para cada modo considerando una carga de 10Ω , lo que implica un consumo de $I_o = 1A$. Respecto a las variaciones de carga, se implementaron siempre escalones de 10Ω a $6,66\Omega$, representando un cambio en el consumo de $1A$ a $1,5A$.

- Modo *Buck*: En la Figura 7.14(a) se puede ver la respuesta transitoria de la tensión de salida cuando se produce una variación tipo escalón en la tensión de entrada V_{in} de $13,5V$ a $14,5V$. Mientras que en la Figura 7.14(b) se presenta la tensión de salida ante la perturbación en la carga fijando una tensión de entrada $V_{in} = 14V$.
- Modo *A*: En la Figura 7.15(a) se puede ver la respuesta transitoria de la tensión de salida cuando se produce una variación tipo escalón en V_{in} de $11,3V$ a $12,3V$. Por otro lado, la tensión de salida ante una variación tipo escalón en la carga con una tensión de entrada $V_{in} = 12V$ se presenta en la Figura 7.15(b).

- Modo *Buck-Boost* no inversor: En la Figura 7.16(a) se puede ver la respuesta transitoria de la tensión de salida V_o cuando se produce una variación tipo escalón en la tensión de entrada de 9,5V a 10,5V. Mientras que en la Figura 7.16(b) se observa la evolución de la tensión de salida V_o ante la perturbación de carga fijando una tensión de entrada $V_{in} = 10V$.
- Modo *B*: En la Figura 7.17(a) se muestra la respuesta transitoria de la tensión de salida cuando se produce una variación en V_{in} de 7,8V a 8,8V. Por otro lado, en la Figura 7.17(b) se presenta la tensión de salida ante la variación de carga con una tensión de entrada $V_{in} = 8V$.
- Modo *Boost*: En la Figura 7.18(a) se puede ver la respuesta transitoria de la tensión de salida cuando se produce una variación tipo escalón en la tensión de entrada V_{in} de 5,5V a 6,5V. En la Figura 7.18(b) se muestra la misma variable ante una la perturbación en la carga para una tensión de entrada $V_{in} = 6V$.

Como puede observarse de los resultados obtenidos, el prototipo tiene una respuesta similar al circuito simulado. De hecho, el controlador PI logra regular la tensión de salida (curva roja de las figuras) en todos los modos tanto para variaciones de la tensión de entrada como de la resistencia de carga.

Las transitorios son similares a los simulados, teniendo en cuenta que el sistema real presenta un amortiguamiento mayor, probablemente debido a componentes parásitos no modelados. También es posible observar en las figuras sobrepicos de alta frecuencia producto de las conmutaciones del convertidor (sombras en las imágenes del osciloscopio) debido a que las mediciones se realizaron usando todo el ancho de banda del osciloscopio.

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

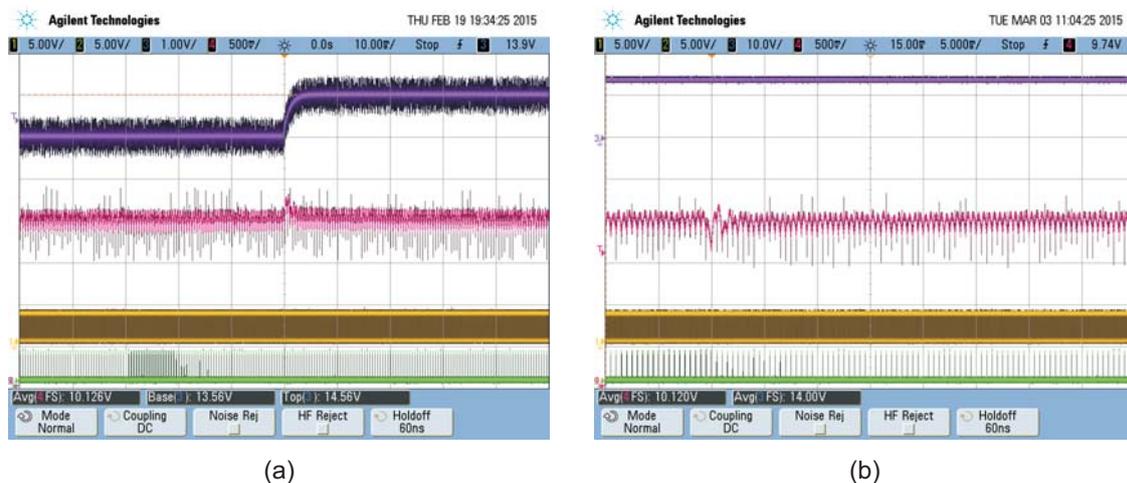


Figura 7.14: Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando como *Buck*. (a) Escalón en V_{in} de 13,5V a 14,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 14V$). CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

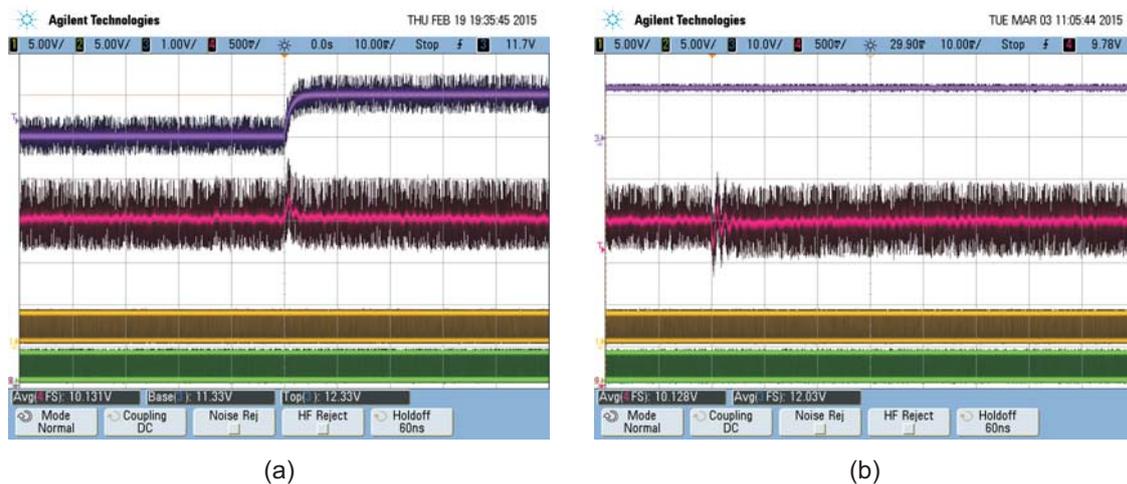


Figura 7.15: Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando en modo *A*. (a) Escalón en V_{in} de 11,3V a 12,3V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 12V$). CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

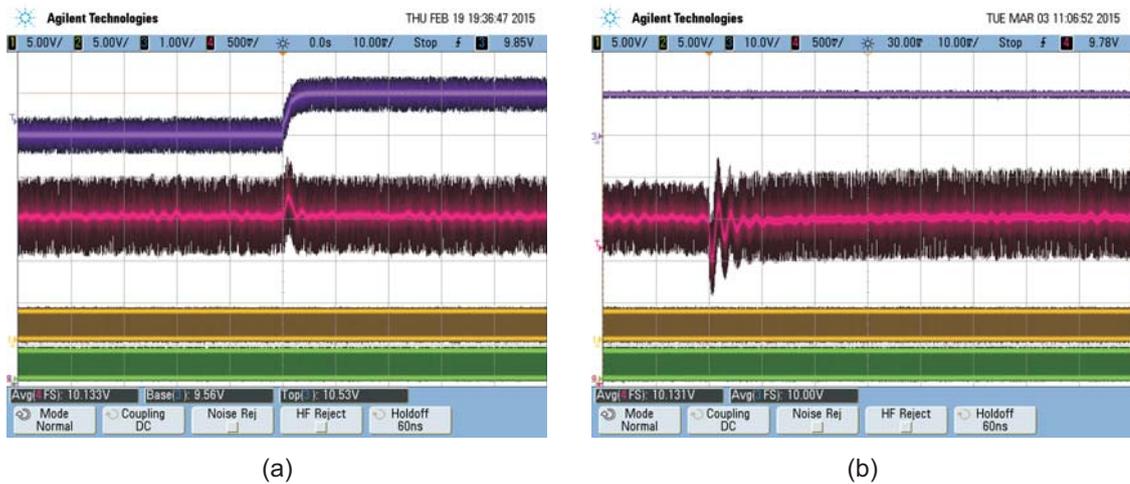


Figura 7.16: Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando como *Buck-Boost* no inversor. (a) Escalón en V_{in} de 9,5V a 10,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 10V$). CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

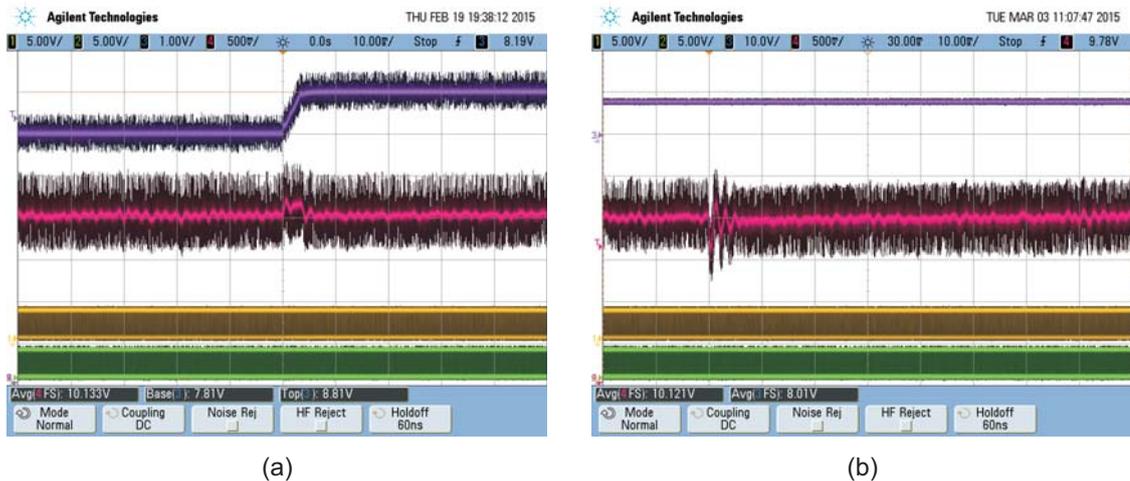


Figura 7.17: Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando en modo *B*. (a) Escalón en V_{in} de 7,8V a 8,8V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 8V$). CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES



Figura 7.18: Respuesta de la tensión de salida del convertidor funcionando como *Boost*. (a) Escalón en V_{in} de 5,5V a 6,5V ($R_L = 10\Omega$). (b) Escalón en R_L de 10Ω a $6,66\Omega$ ($V_{in} = 6V$). CH1: Señal de control *PWM1* (amarilla), CH2: Señal de control *PWM2* (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

7.3.2. Respuesta del convertidor operando en distintos modos.

Para verificar el funcionamiento del sistema real en forma completa, se plantea como experiencia sobre el prototipo variar la tensión de entrada con una pendiente constante (forma de rampa) ascendente y descendente entre 5V y 15V, simulando de una manera sencilla el comportamiento de una batería. Con la tensión de entrada creciendo/decreciendo de esa forma, el convertidor cambia sucesivamente de modo de acuerdo a los intervalos descritos en la Tabla 7.3.

En las Figuras 7.19(a)-(b) se presenta el comportamiento del convertidor pasando por los cinco modos de operación (*Buck*, *A*, *Buck-Boost* no inversor, *B* y *Boost*) cuando la tensión de entrada aumenta y disminuye entre 5V y 15V, respectivamente. Por otro lado, las Figuras 7.20(a)-(b) muestran el comportamiento del convertidor ante la misma experiencia pero eliminando el modo *Buck-Boost* no inversor para V_{in} cercano al nivel de salida de 10V (Tabla 7.4). En todas las pantallas del osciloscopio se observa la evolución de la tensión de entrada (CH1) con una pendiente de $\approx 3,33V/s$, la respuesta de la tensión de salida (CH4) y las señales de control *PWM1* y *PWM2* (CH1 y CH2).

7.3 Lazo de control *feedback*

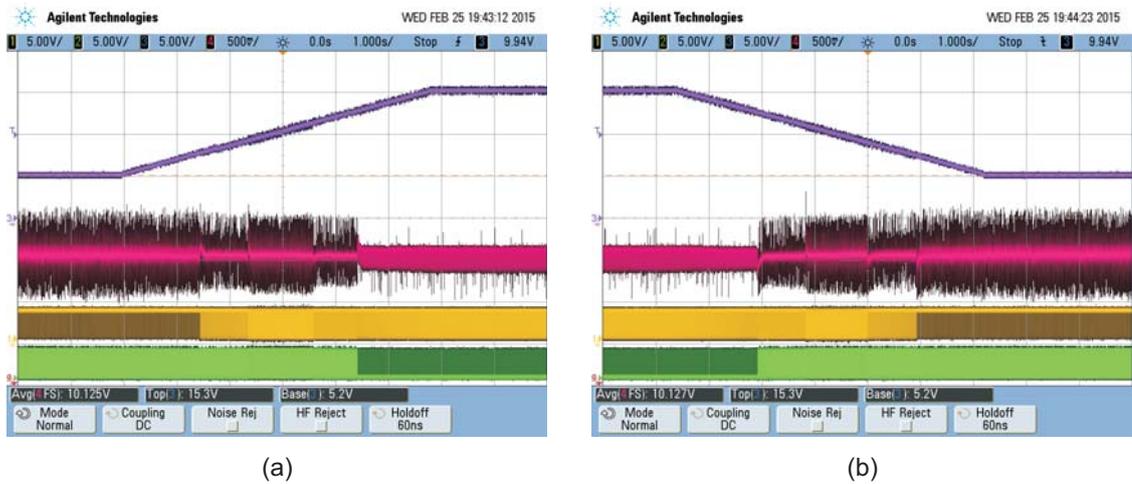


Figura 7.19: Respuesta del convertidor funcionando en los cinco modos de operación cuando V_{in} cambia como una rampa. (a) V_{in} aumentando de 5V a 15V. (b) V_{in} disminuyendo de 15V a 5V. CH1: Señal de control $PWM1$ (amarilla), CH2: Señal de control $PWM2$ (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

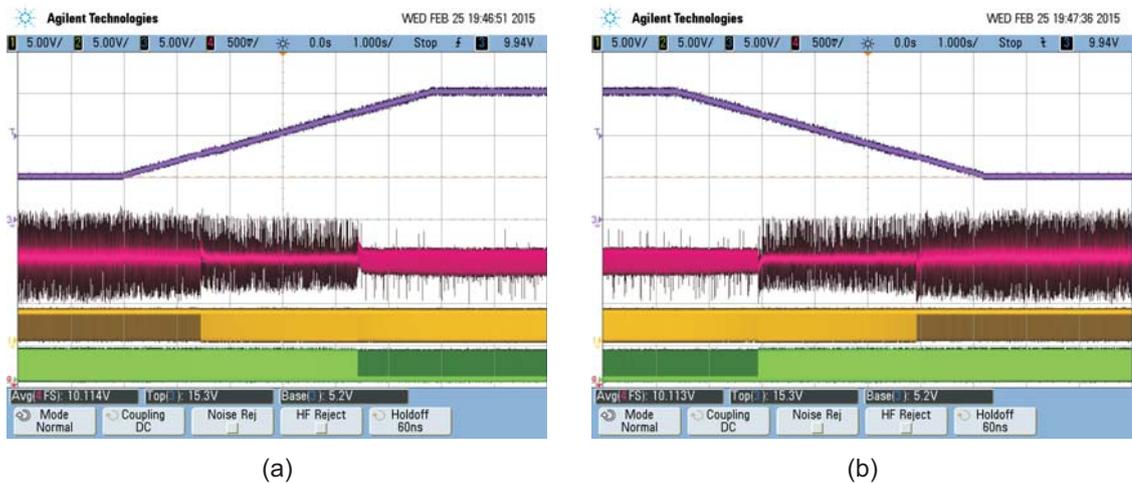


Figura 7.20: Respuesta del convertidor funcionando sin el modo *Buck-Boost* no inversor cuando V_{in} cambia como una rampa. (a) V_{in} aumentando de 5V a 15V. (b) V_{in} disminuyendo de 15V a 5V. CH1: Señal de control $PWM1$ (amarilla), CH2: Señal de control $PWM2$ (verde), CH3: Tensión de entrada (violeta), CH4: Tensión de salida (roja).

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En los cuatro ensayos se aprecian los transitorios asociados a los cambios de modo de operación del convertidor, que se encuentran dentro de los niveles esperados. Es posible observar que al quitar el modo *Buck-Boost* no inversor se eliminan los transitorios asociados a este modo. Incluso, al eliminar el modo *Buck-Boost* no inversor en la Figura 7.20 tampoco se genera transitorios en el entorno de $V_{in} = 10V$ al pasar de modo *A* a *B* (pues los valores de α y β son los mismos). En todos los casos, el lazo de control completo regula la tensión de salida en el nivel establecido, compensando las pérdidas y las variaciones continuas de V_{in} .

7.4. Eficiencia del sistema

Para completar el análisis, se elaboraron curvas de eficiencia del prototipo de laboratorio. Para ello, se adquirieron los datos de entrada (V_{in} e I_{in}) y de salida (V_o e I_o) y se calcularon las potencias correspondientes. Primeramente, se varió la tensión de entrada V_{in} en todo el rango posible fijando distintos valores de corriente de salida I_o . Luego, se varió la corriente de salida I_o fijando distintos valores de la tensión de entrada V_{in} . Como en las pruebas anteriores, la tensión de entrada V_{in} se encuentra en el rango de [5V - 15V]. La variación de la corriente de salida I_o está en el rango [0.1A a 3A]. En ambas situaciones, el controlador PI mantuvo la tensión de salida en 10V.

Los ensayos de eficiencia se realizaron utilizando el esquema que se muestra en la Figura 7.21. Utilizando el programa Matlab, se construyó un conjunto de líneas de comando para controlar tanto la carga electrónica como la fuente de tensión a través de un puerto GPIB y de esta forma, cambiar las condiciones de operación del convertidor (V_{in} e I_o) como fuese necesario. Luego, se adquirieron los datos que proveen los instrumentos por medio de comandos GPIB para cada punto de operación y así, se tuvo en el mismo ambiente las mediciones deseadas.

La variación en la tensión de alimentación V_{in} ocasiona que el convertidor cambie de modo de operación. Esto, a su vez, implica que cambien las pérdidas en el circuito pues, como se explica en el Capítulo 3, cada modo de funcionamiento implica un determinado número (mayor o menor) de llaves en conmutación o en conducción. En la Figura 7.22 se muestra la eficiencia del sistema completo considerando los cinco posibles modos de operación para una tensión de salida de 10V, la tensión de entrada V_{in} entre [5V - 15V] y distintas corrientes de salida I_o (0,1A; 0,5A; 1A; 2A y 3A). Como podría esperarse,

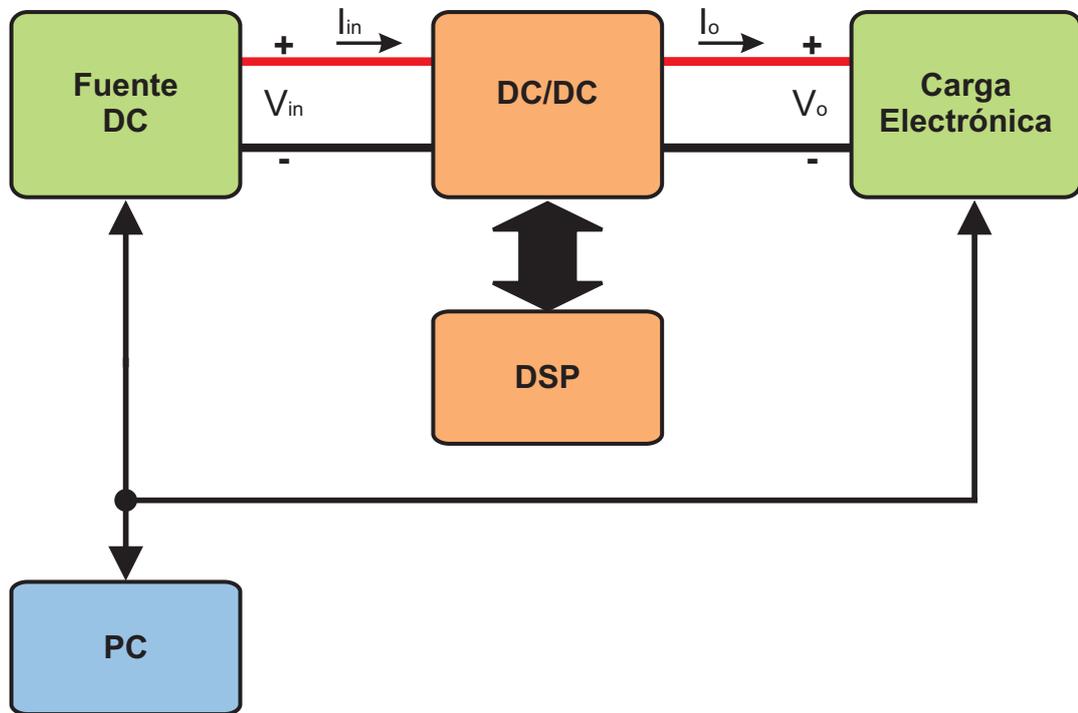


Figura 7.21: Esquema armado para los ensayos de eficiencia.

el modo de funcionamiento menos eficiente es el *Buck-Boost* no inversor. Esto se debe a que se tienen cuatro llaves conmutando mientras que en los modos restantes solo conmutan dos llaves por período.

Para verificar que es posible mejorar la eficiencia, se elimina el modo *Buck-Boost* no inversor, reemplazándolo por los modos combinados *A* y *B* y se repite el ensayo. Esto se lleva a cabo con la asignación de ciclos de trabajo $d_1 = d_2$ pues el convertidor puede operar para $V_{in} = V_o$ sin inconvenientes. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 7.23. Como puede observarse, el rango de tensión de entrada donde el convertidor operaba anteriormente como *Buck-Boost* no inversor ahora corresponde a los modos combinados, logrando así un incremento considerable de la eficiencia. En la Tabla 7.5 se muestra para el rango de V_{in} donde el convertidor operaba en el modo *Buck-Boost* no inversor, el incremento de la eficiencia cuando en su lugar se utilizan los modos combinados *A* y *B* para I_o (0,1A y 3A).

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

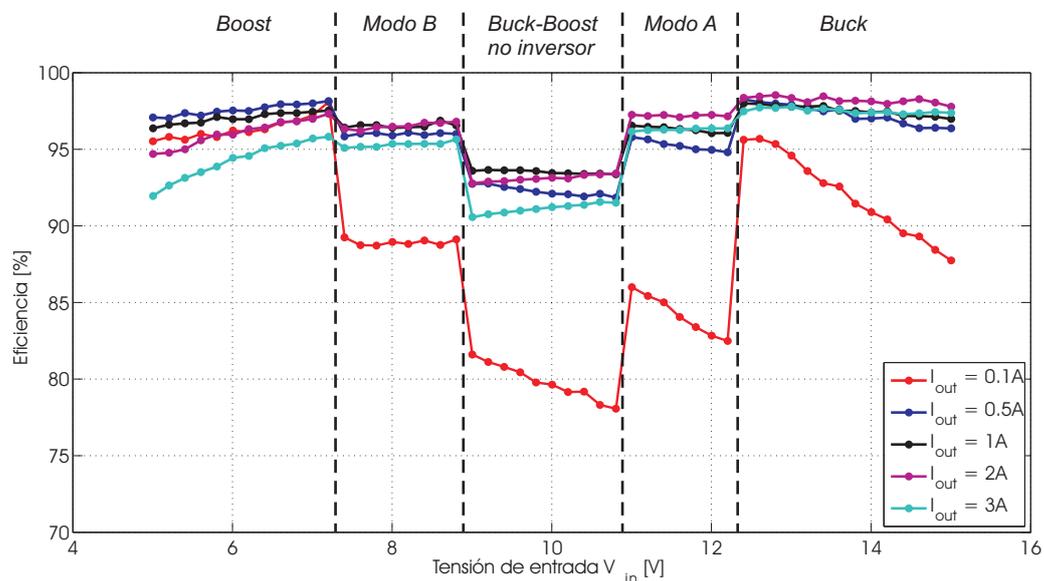


Figura 7.22: Eficiencia del convertidor variando la tensión de entrada V_{in} y fijando distintas corrientes de salida I_o . Modos de funcionamiento: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost no inversor*, *A* y *B*.

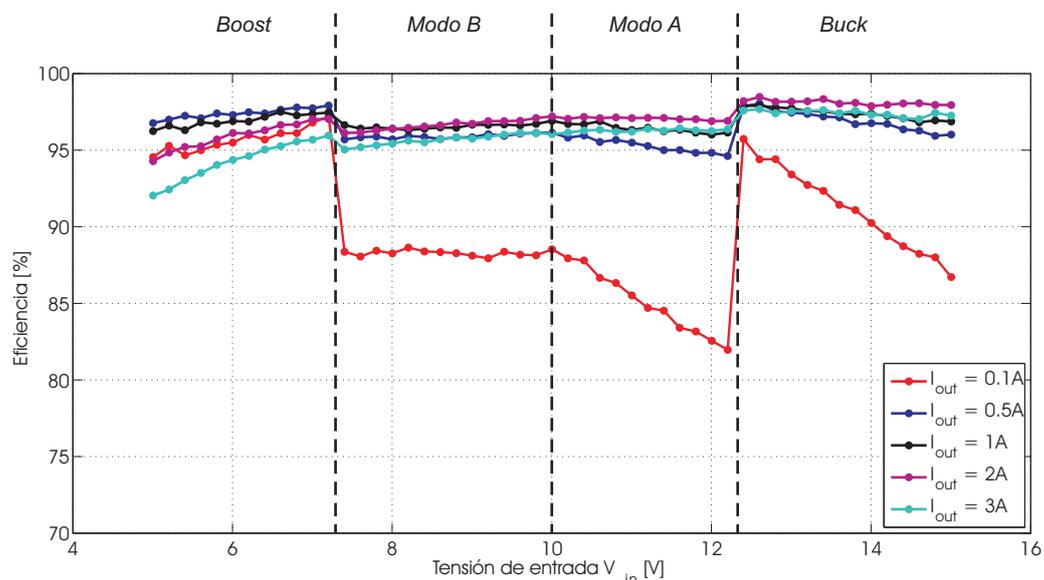


Figura 7.23: Eficiencia del convertidor variando la tensión de entrada V_{in} y fijando distintas corrientes de salida I_o . Modos de funcionamiento: *Buck*, *Boost*, *A* y *B*.

I_o	V_{in}	Con Modo <i>Buck-Boost</i> no inversor	Sin Modo <i>Buck-Boost</i> no inversor
0,1A	10,8V	78,07 %	86,33 %
0,1A	10V	79,64 %	88,53 %
0,1A	8,8V	81,6 %	88,34 %
3A	10,8V	91,5 %	96,20 %
3A	10V	91,22 %	96,04 %
3A	8,8V	90,57 %	95,70 %

Tabla 7.5: Comparación de la eficiencia del prototipo con y sin el modo *Buck-Boost* no inversor para $I_o = 0,1A$ y $3A$.

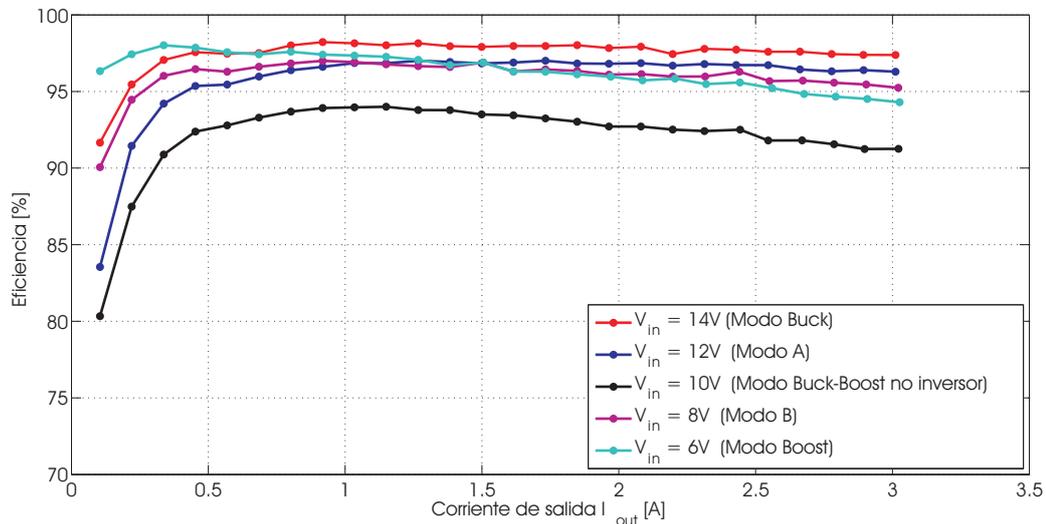


Figura 7.24: Eficiencia del convertidor variando la corriente (potencia) de salida I_o para distintas tensiones de entrada V_{in} .

Por otro lado, manteniendo una tensión de entrada fija (modo de operación constante) se produjo una variación en la potencia de salida (variación de I_o). Esto permite tener información de cómo se comportan las pérdidas del sistema para cada modo en relación a las corrientes involucradas en la conversión. En la Figura 7.24 se presenta la eficiencia del sistema cuando la corriente de salida I_o (resistencia de carga R_L) varía entre $[0,1A - 3A]$, considerando una tensión de salida de $10V$ y distintas tensiones de entrada ($14V$, $12V$, $10V$, $8V$ y $6V$). En esta figura, cada curva corresponde en realidad a un modo de operación distinto. Se aprecia claramente las diferencias de eficiencia entre ellos. Al igual que para variaciones en la tensión de entrada, el modo de funcionamiento

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

menos eficiente es el *Buck-Boost* no inversor.

En las tres figuras anteriores se mostró cómo varía la eficiencia cuando cambia el modo de operación del convertidor. En particular, estos cambios se ven más acentuados cuanto menor es la corriente (potencia) de salida. Esto se debe a que las pérdidas en los componentes del convertidor son más significativas y tienen un impacto mayor sobre la entrada a medida que disminuye la demanda de potencia en la salida. Como se evidencia en la Figura 7.24, la eficiencia cae significativamente en este prototipo para corrientes por debajo de 0,5A.

Capítulo 8

Conclusiones

En esta tesis se abordó el diseño y control de una fuente conmutada no aislada del tipo reductora-elevadora. El trabajo se orientó a lograr que el convertidor electrónico de potencia funcionara de manera adecuada en aplicaciones donde la tensión de alimentación varía en un amplio rango, como sucede en una batería, y que además presente una mejor eficiencia.

La topología estudiada tiene su origen en el convertidor clásico *Buck-Boost* no inversor. En su versión asincrónica, el circuito se compone de dos llaves (que controlan la transferencia de energía entrada-salida) y dos diodos (que transfieren dicha energía hacia la salida), produciendo pérdidas considerables que disminuyen la eficiencia del sistema. En su versión sincrónica, sin embargo, ambos diodos son reemplazados por transistores MOSFET y entonces, la eficiencia es naturalmente mayor pues las pérdidas en los MOSFET son menores que en los diodos. Este circuito permite además el manejo independiente de sus pares de transistores, dando lugar así al llamado *Buck-Boost* de cuatro llaves. Gracias a esta flexibilidad, pueden definirse distintos modos de operación que mejoran aún más la eficiencia del sistema. De hecho, el convertidor puede operar en los tres modos clásicos *Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor de acuerdo a la relación que existe entre la tensión de entrada y la de salida. Para suavizar los transitorios que se producen al cambiar de modo, se introducen dos modalidades de operación adicionales. Estos modos, identificados como *A* y *B*, surgen de combinar α períodos operando como *Buck* y β períodos operando como *Boost*.

El comportamiento dinámico del sistema es modelado mediante la técnica de variables de estado en tiempo discreto. Este enfoque es comunmente utilizado pues permite

8. CONCLUSIONES

conocer la dinámica del convertidor en los instantes de conmutación de manera precisa. Aplicando este procedimiento, se encontraron los modelos no lineales de tiempo discreto para cada uno de los modos de operación clásicos (*Buck*, *Boost* y *Buck-Boost* no inversor). Dichos modelos fueron utilizados no solo para definir cuál es la mejor secuencia de pulsos $\alpha - \beta$ a implementar durante los modos combinados *A* y *B* sino también para diseñar el controlador que regula la tensión de salida.

En base a los modelos de los modos *Buck* y *Boost*, se desarrolló un algoritmo para determinar numéricamente cual es la mejor combinación α y β de acuerdo a los parámetros de la fuente y a distintas asignaciones que pueden realizarse sobre los ciclos de trabajo de las llaves. Dicho algoritmo consiste en minimizar en forma iterativa el error medio cuadrático entre el valor de tensión de salida deseada y el estado estimado por el modelo matemático para distintas combinaciones de pulsos. Este cálculo puede implementarse fuera de línea (u *offline*) pues, una vez que se determinan los valores de α y β para los cuales el error es el menor posible, éstos se mantienen fijos durante toda la operación del convertidor. De acuerdo a los resultados obtenidos de las simulaciones, se encontró que la asignación donde los ciclos de trabajo son iguales ($d_1 = d_2$) acompañado de los valores $\alpha = \beta = 1$ resulta ser la manera más conveniente de implementar ambos modos combinados.

Como el convertidor funciona de distintas maneras, podría pensarse en diseñar un controlador para cada modo de funcionamiento. Para facilitar la estrategia de control, se decidió implementar un único controlador que pueda regular la tensión de salida en todas las situaciones. A partir de la linealización de los modelos discretos obtenidos para los tres modos clásicos, se diseñó y probó mediante simulaciones un controlador del tipo PI que permite estabilizar la tensión de salida en el valor deseado. Debido a las características resonantes del convertidor se priorizó poder estabilizar el sistema de lazo cerrado en todos sus modos de operación, incluyendo las transiciones, además de eliminar el error de estado estacionario ante perturbaciones. Por las limitaciones del controlador PI, las respuestas transitorias no pudieron ser mejoradas. Los valores de las ganancias se eligieron en base a la función transferencia correspondiente al modo de funcionamiento *Buck*. El controlador fue ensayado además mediante un modelo circuital del convertidor construido en el entorno gráfico de Simulink de Matlab.

Como parte de los objetivos de la tesis, se procedió también a la construcción de un prototipo experimental de laboratorio. El diseño se realizó siguiendo la premisa

de que el convertidor además de ensayarse bajo la modalidad de la fuente reductora-elevadora estudiada pudiera utilizarse en futuros trabajos como un banco de prueba de cualquiera de sus modos posibles de funcionamiento en un rango de tensión aún mayor que el previsto y respetando siempre los requisitos impuestos sobre el *ripple* de tensión, el *ripple* de corriente, etc. Por ello, los componentes fueron elegidos bajo condiciones de operación más amplias. Esto implica que el diseño de la fuente en ciertos modos de funcionamiento cumple olgadamente con los requerimientos, impactando de alguna manera en la eficiencia del sistema.

Se realizaron distintos ensayos sobre la fuente construida de acuerdo a las especificaciones previstas y en todos los casos se pudo verificar que el convertidor funciona como era esperado. Se midieron las respuestas transitorias de la tensión de salida ante perturbaciones en la tensión de entrada y en la carga para cada modo. También se midió el comportamiento de la tensión de salida ante variaciones tipo rampa ascendente/descendente en la tensión de entrada para producir en el convertidor un cambio continuo en el modo de operación. Por último, se hicieron mediciones que permitieron confirmar la disminución de la eficiencia para el modo *Buck-Boost* no inversor frente a los otros modos. Los modos combinados *A* y *B* presentan una eficiencia levemente inferior en comparación con los modos *Buck* y *Boost*, pero mejoran el rendimiento frente al modo *Buck-Boost* no inversor. Por ello, se realizó una medición de eficiencia eliminando por completo el modo de operación intermedio (*Buck-Boost* no inversor). Los resultados obtenidos fueron satisfactorios logrando un incremento en la eficiencia global del sistema.

8.1. Trabajos futuros

El trabajo realizado a lo largo de la tesis dio lugar al diseño y elaboración de una fuente regulada que cumple con los objetivos propuestos. Aún así, existen una serie de cuestiones teóricas y prácticas por explorar que, quizás, podrían impactar en un mejor desempeño de la misma.

Respecto de los desarrollos analíticos, quedaría pendiente la obtención y posterior estudio de los modelos en tiempo discreto del convertidor operando en los modos combinados *A* y *B*. Estos modos se modelan numéricamente en el algoritmo que calcula los

8. CONCLUSIONES

valores de α y β al combinar los modelos discretos del *Buck* y del *Boost*. La formalización analítica de esas expresiones permitirían llevar a cabo un estudio más detallado de la dinámica que presenta el circuito durante las transiciones. Además, darían lugar a un mejor diseño del lazo de control *feedback*, al contemplarse todas las funciones de transferencia que surgen de los distintos modos de funcionamiento. En cuanto a la realimentación propiamente dicha, sería apropiado analizar la posibilidad de implementar otras estrategias teniendo en cuenta metodologías más complejas como, por ejemplo, el control robusto y que permitan obtener mejores respuestas dinámicas en todo el rango de variación de la tensión de entrada.

Respecto a las cuestiones prácticas, se mencionó a lo largo de la tesis que se utilizó un *DSP* para la ejecución de los lazos de control. Con el fin de reducir costos y consumos de la fuente, se plantea a futuro estudiar la posibilidad de programar las lógicas de control en un microcontrolador. Para esto, se deberá tener en cuenta que el *DSP* utilizado posee una frecuencia de trabajo relativamente alta y varias funcionalidades y flexibilidad para el manejo de las señales *PWM*. Esto podría complicarse al utilizar un dispositivo más sencillo y limitado en sus capacidades. Por otro lado, sería apropiado analizar la factibilidad de poder implementar un filtro de entrada que permita suavizar (en caso de que el modo lo requiera) la forma de onda de la corriente de entrada. Si bien esta etapa previa empeora la eficiencia del convertidor, se utiliza en aplicaciones comerciales para reducir las emisiones electromagnéticas producidas por las discontinuidades de la forma de onda de corriente producto de algunos de los modos de operación. En algunas partes del prototipo se utilizaron fuentes externas para la alimentación de las mismas. A futuro, sería conveniente además lograr que el sistema completo sea autosuficiente agregando electrónica analógica que permita generar las tensiones de funcionamiento de esas etapas hasta que el convertidor esté en régimen y pueda alimentar su electrónica como se hace en las fuentes comerciales.

Apéndice A

Formas de onda básicas y sus valores RMS

A continuación se presentan las formas de onda básicas con sus valores *rms* (del inglés *root mean square*) que se utilizaron a lo largo del desarrollo de esta tesis.

- Valor *rms* correspondiente a la Figura A.1.

$$I_{rms} = I_{DC} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_{DC}}\right)^2},$$

- Valor *rms* correspondiente a la Figura A.2.

$$I_{rms} = I_{DC} \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_{DC}}\right)^2}.$$

- Valor *rms* correspondiente a la Figura A.3.

$$I_{rms} = I_{DC} \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_{DC}}\right)^2},$$

- Valor *rms* correspondiente a la Figura A.4.

$$I_{rms} = \left(\frac{\Delta i_L}{I_{DC}}\right)^2,$$

- Valor *rms* correspondiente a la Figura A.5.

$$I_{rms} = I_{DC} \sqrt{1-d} \sqrt{d + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_{DC}}\right)^2}$$

A. FORMAS DE ONDA BÁSICAS Y SUS VALORES RMS

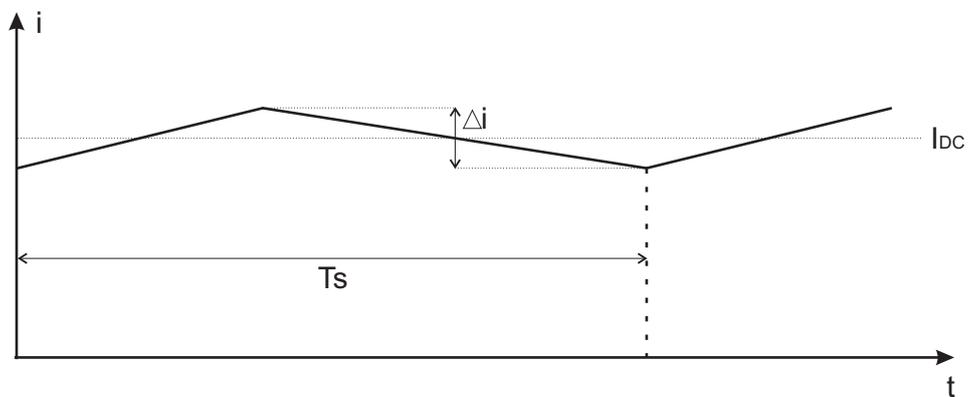


Figura A.1: Forma de onda continua más *ripple* lineal con valor medio.

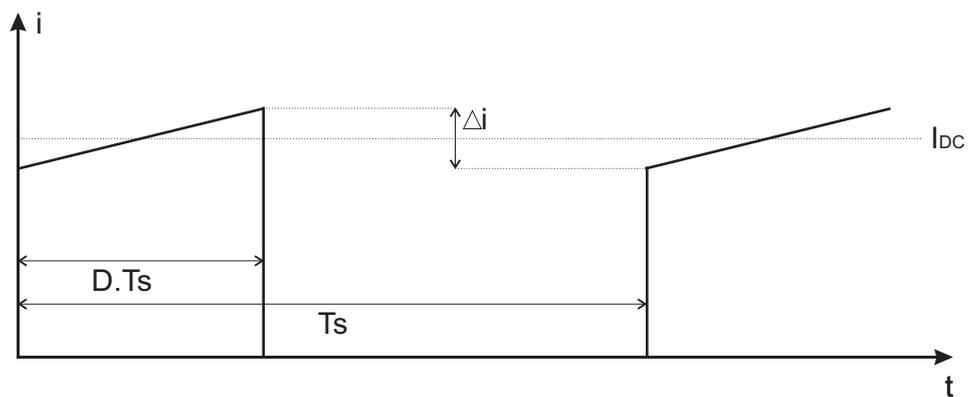


Figura A.2: Forma de onda pulsante con ciclo de trabajo D más *ripple* lineal con valor medio.

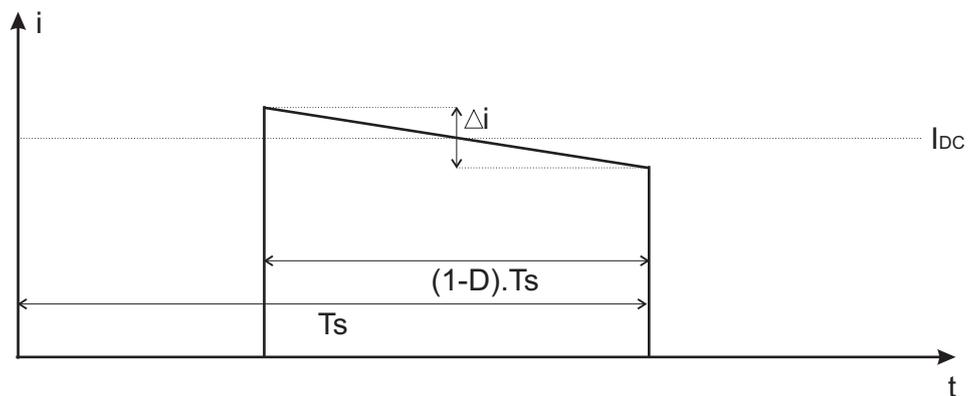


Figura A.3: Forma de onda pulsante con ciclo de trabajo $1-D$ más *ripple* lineal con valor medio.

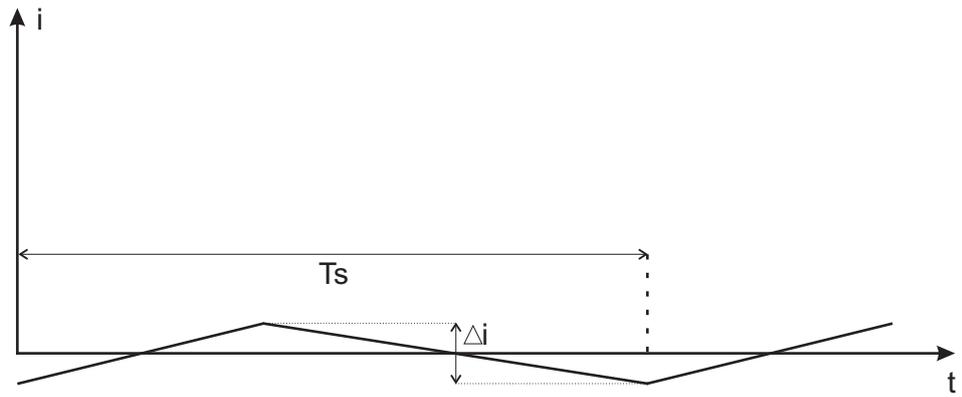


Figura A.4: Forma de onda *ripple* lineal sin valor medio.

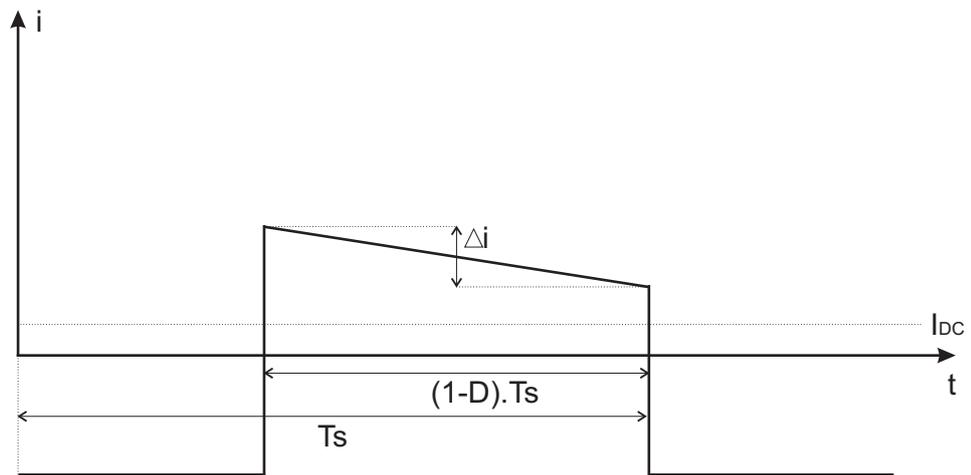


Figura A.5: Forma de onda pulsante con ciclo de trabajo $1-D$ más *ripple* lineal sin valor medio.

A. FORMAS DE ONDA BÁSICAS Y SUS VALORES RMS

Apéndice B

Modelo circuital del convertidor

En la Figura B.1 se muestra el modelo circuital armado en Simulink del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves a lazo abierto. El modelo circuital armado en Simulink del convertidor con el lazo *feedforward* se muestra en la Figura B.2. Por último, el modelo circuital armado en Simulink del convertidor con ambos lazos de control *feedforward* y *feedback* se presenta en la Figura B.3.

B. MODELO CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR

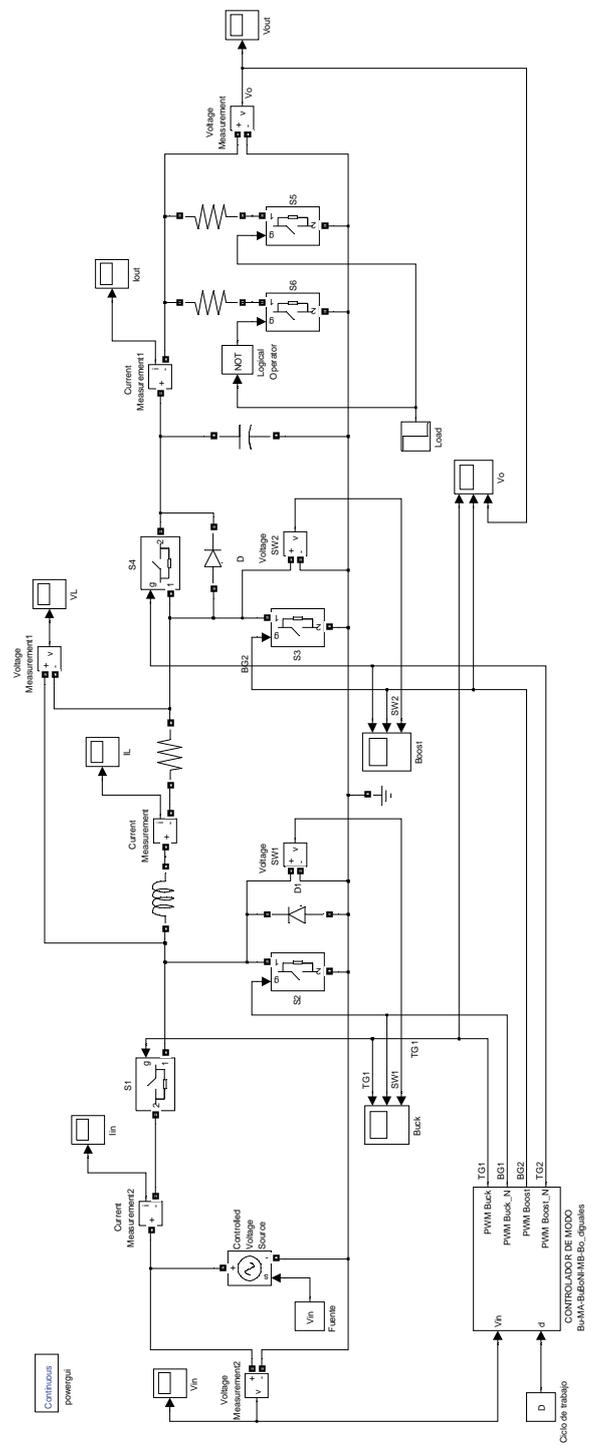


Figura B.1: Modelo circuital del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves a lazo abierto.

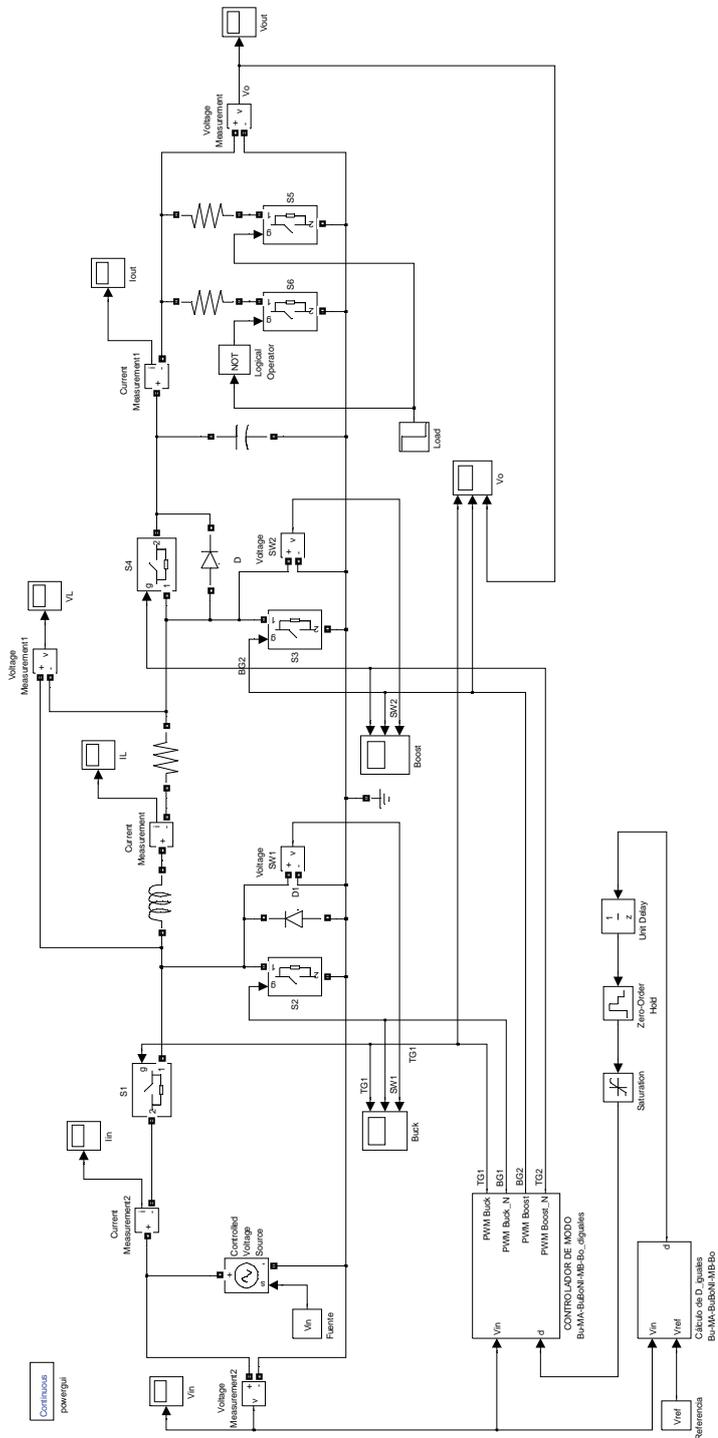


Figura B.2: Modelo circuital del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves con el lazo *feedforward*.

B. MODELO CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR

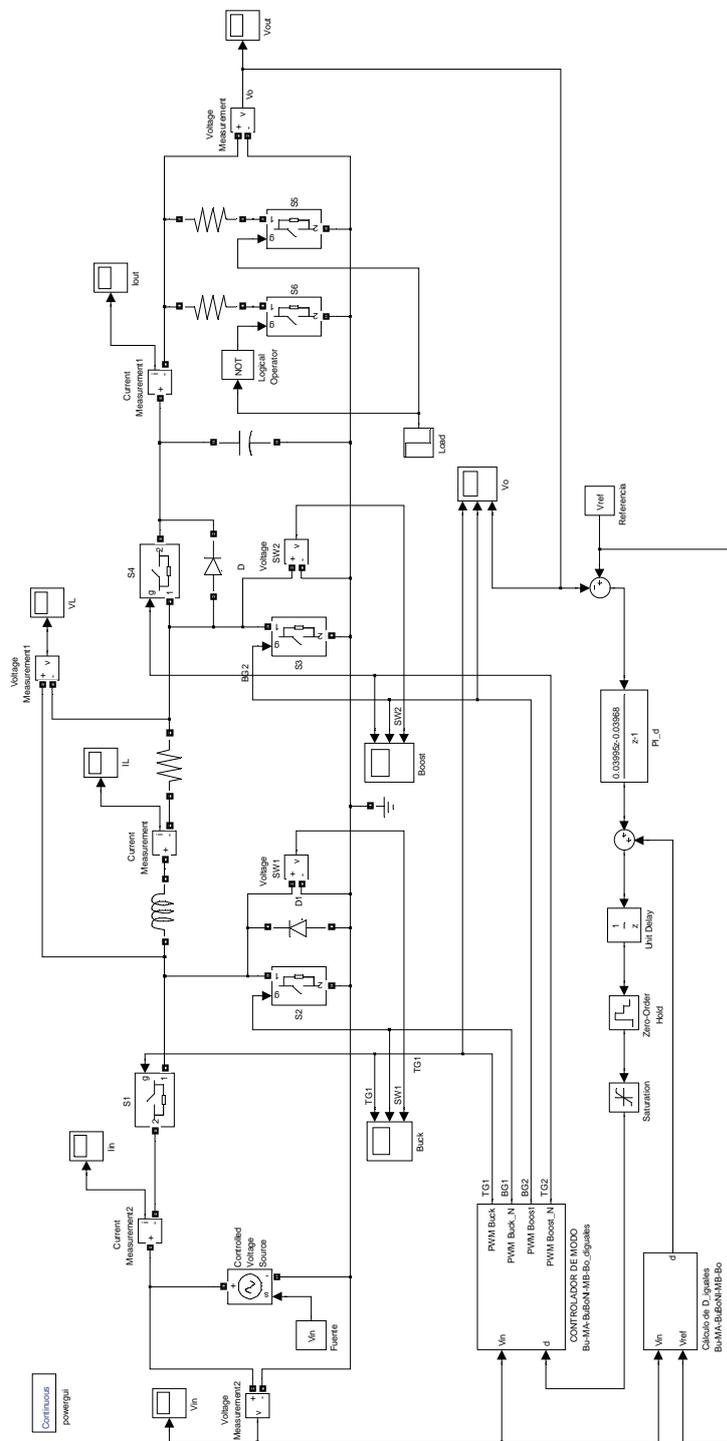


Figura B.3: Modelo circuital del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves con el lazo *feedforward* y el lazo *feedback*.

Apéndice C

Esquemáticos eléctricos del prototipo

A continuación se muestran los esquemáticos eléctricos y el *Layout* del prototipo implementado en la práctica.

C. ESQUEMÁTICOS ELÉCTRICOS DEL PROTOTIPO

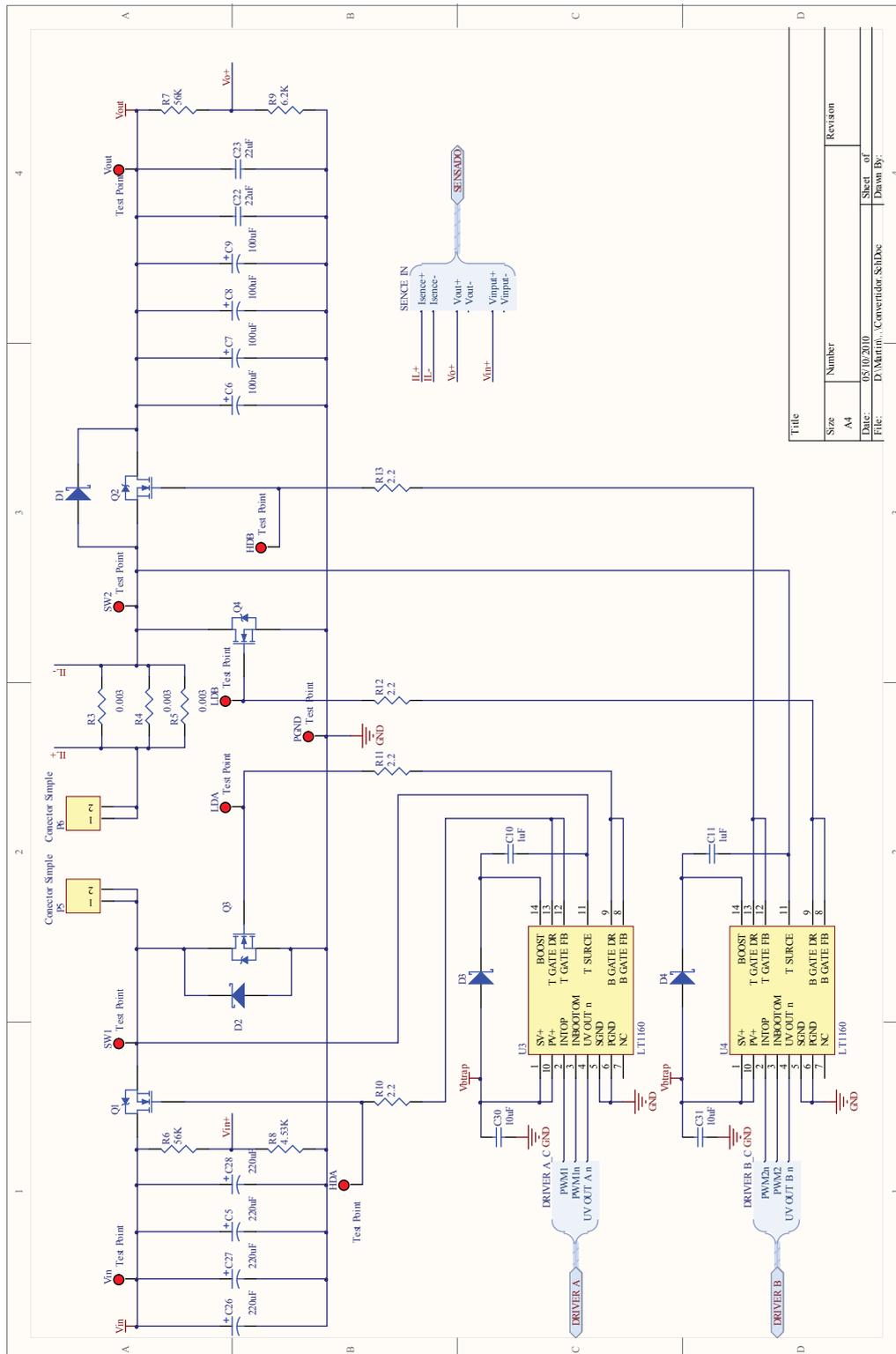


Figura C.1: Esquemático del convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves.

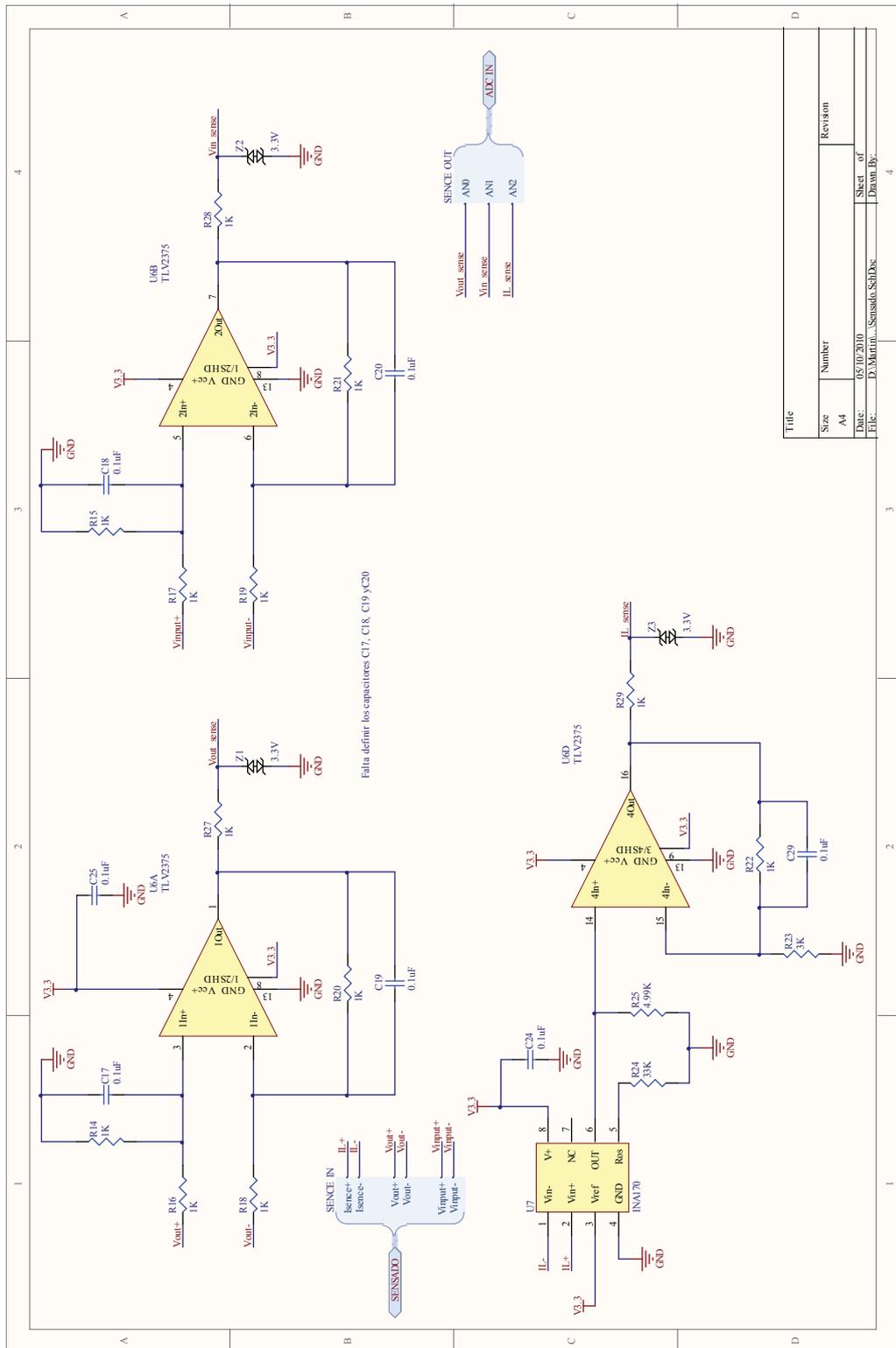


Figura C.2: Esquemático de la etapa de sensado de tensión de entrada y de salida.

C. ESQUEMÁTICOS ELÉCTRICOS DEL PROTOTIPO

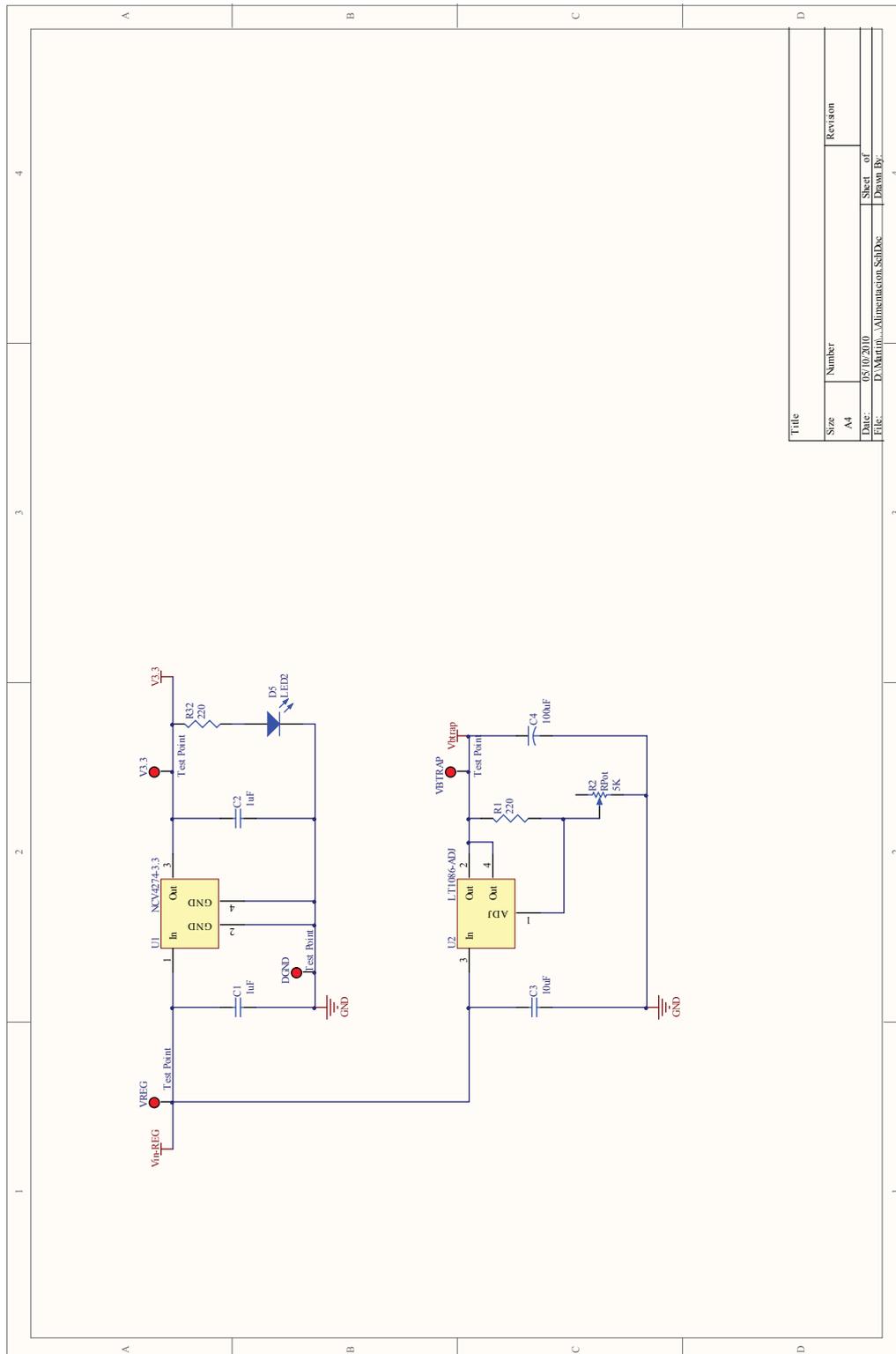


Figura C.3: Esquemático de las fuentes auxiliares necesarias para alimentar los amplificadores de sensado y los *drivers* de los MOSFET.

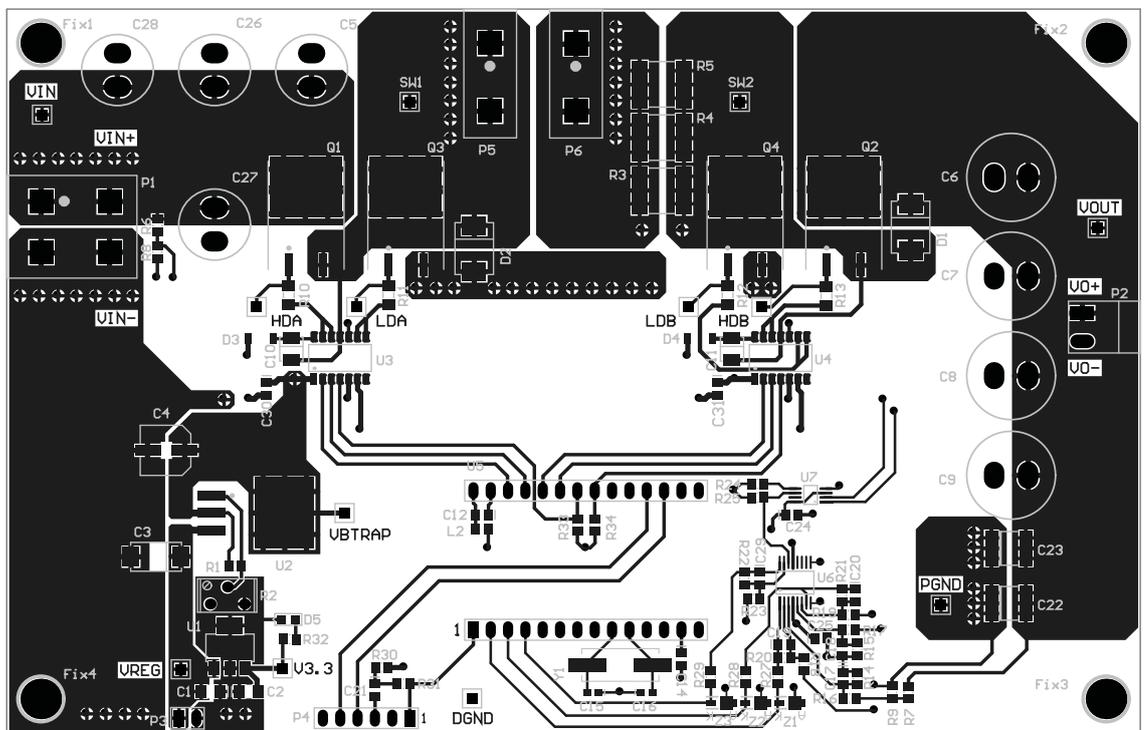


Figura C.4: *Layout* del prototipo construido.

C. ESQUEMÁTICOS ELÉCTRICOS DEL PROTOTIPO

Referencias

- [1] S. S. Ang y A. R. Oliva. *Power Switching Converters*. CRC Press, New York, 2nd edition, 2005.
- [2] A. El Aroudi, M. Debbat, R. Giral, G. Olivar, L. Benadero, y E. Toribio. Bifurcations in dc-dc switching converters: Review of methods and applications. *Int. J. of Bifurcation and Chaos*, 15(5):1549–1578, Mayo 2005.
- [3] A. A. Boora, F. Zare, G. Ledwich, y A. Ghosh. A general approach to control a positive buck-boost converter to achieve robustness against input voltage fluctuations and load changes. In *Anales del IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 2011–2017, Rodas (Grecia), 2008.
- [4] S. Buso y P. Mattavelli. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan y Claypool Publishers, 1ra edition, 2006.
- [5] M. F. Ceci y M. B. D’Amico. Combinación de convertidores tipo buck y boost en fuentes reductoras-elevadoras. In *Anales del XXII Congreso Argentino de Control Automático*, page 6, Buenos Aires (Argentina), Agosto/Septiembre 2010.
- [6] M. F. Ceci y M. B. D’Amico. An alternative strategy for reducing mode transitions in a four-switch buck-boost converter. In *Anales del IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2011)*, pages 1920–1923, Río de Janeiro (Brasil), Mayo 2011.
- [7] M. F. Ceci, M. B. D’Amico, y G. Revel. Efecto del momento de conmutación sobre la dinámica de un convertidor buck. In *Anales del II Congreso de Matemática Aplicada, Computacional e Industrial*, pages 455–458, Rosario (Argentina), 2009.

REFERENCIAS

- [8] A. Chakraborty, A. Khaligh, y A. Emadi. Combination of buck and boost modes to minimize transients in the output of a positive buck-boost converter. In *Anales del IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics (IECON 2006)*, pages 2372–2377, Paris (Francia), Noviembre 2006.
- [9] A. Chakraborty, A. Khaligh, y A. Emadi. Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter. In *Anales del IEEE 37th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC 2006)*, pages 1–6, Jeju (Corea), Junio 2006.
- [10] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, F. M. L. L. De Belie, A. P. Van den Bossche, y J. A. Melkebeek. Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 21(2):470–478, Febrero 2006.
- [11] M. di Bernardo y F. Vasca. Discrete-time maps for the analysis of bifurcations and chaos in DC/DC converters. *IEEE Trans. on Circuits and Syst.–I*, 47(2):130–142, Febrero 2000.
- [12] Y. Duan y H. Jin. Digital controller design for switchmode power converters. In *Anales del 14th Annual Applied Power Electronics Conference*, pages 967–963, Dallas (Estados Unidos), 1999.
- [13] A. Emadi, A. Khaligh, Z. Nie, y Y. L. Lee. *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control*. CRC Press, 2009.
- [14] R. W. Erickson y D. Maksimović. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Science+Business Media, 2da edición, 2007.
- [15] Fairchild. Design and application guide of bootstrap circuit for high-voltage gate-drive ic. Disponible en: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6076.pdf>.
- [16] L. Gou. Implementation of digital PID controllers for dc-dc converters using digital signal processors. In *Anales del IEEE Int. Conference on Electro/Information Technology*, pages 306–311, Chicago (Estados Unidos), 2007.

- [17] R. T. Howe y C. G. Sodini. *Microelectronics: An Integrated Approach*. Prentice Hall, 1996.
- [18] Infineon Technology. HV floating MOS-Gate drivers. Disponible en: <http://www.infineon.com/dgdl/an-978.pdf?fileId=5546d462533600a40153559f7cf21200>.
- [19] Infineon Technology. IGBT or MOSFET: Choose wisely. Disponible en: <http://www.infineon.com/dgdl/choosewisely.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc>.
- [20] Infineon Technology. IRF1018, HEXFET power MOSFET. Disponible en: <http://www.infineon.com/dgdl/irf1018epbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355da854e1891>.
- [21] M. K. Kazimierczuk. *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley & Sons, 1ra edition, 2008.
- [22] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass, y B. C. Lesieutre. On the use of averaging for the analysis of power electronic systems. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 5(2):182–190, Febrero 1990.
- [23] S. Krishnaveni y M. Rasu. Analysis of four switch positive buck boost converter based on mode selection circuit for portable battery applications. In *Anales del 2nd Int. Conf. on Innovations in Information Embedded and Communication Systems*, pages 1–6, Coimbatore (India), Marzo 2015.
- [24] Y. Lee, A. Khaligh, y A. Emadi. A compensation technique for smooth transitions in a noninverting buck-boost converter. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 24(4):1002–1016, Abril 2009.
- [25] Y. Lee, A. Khaligh, A. Emadi, y A. Chakraborty. Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter and improve the output transients. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 24(5):1267–1279, Mayo 2009.
- [26] Linear Technology. LT1160, half-/full-bridge n-channel power mosfet drivers. Disponible en: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/11602fb.pdf>.

REFERENCIAS

- [27] Linear Technology. LT3791-1, 60v 4-switch synchronous buck-boost controller. Disponible en: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/37911fa.pdf>.
- [28] Linear Technology. LTC3780, High Efficiency, Synchronous, 4-Switch Buck-Boost Controller. Disponible en: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3780ff.pdf>.
- [29] Linear Technology. LTC3810-5, 60v current mode synchronous switching regulator controller. Disponible en: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/38105fd.pdf>.
- [30] D. Maksimović y R. Zane. Small-signal discrete-time modeling of digitally controlled pwm converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 22(6):2552–2556, Junio 2007.
- [31] D. Maksimović, R. Zane, y R. Erickson. Impact of digital control in power electronics. In *Anales del IEEE Int. Symposium Power Semiconductors Devices and ICs*, pages 13–22, Kitakyushu (Japón), 2004.
- [32] R. D. Middlebrook y S. Cuk. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In *Anales del IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pages 18–34, Cleveland (Estados Unidos), 1976.
- [33] N. Mohan y T. M. Undeland. *Power electronics: converters, applications and design*. John Wiley & Sons, 3ra edición, 2007.
- [34] B. J. Patella, A. Prodić, A. Zirger, y D. Maksimović. High-frequency digital PWM controller IC for dc-dc converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 18(1):438–446, Enero 2003.
- [35] H. Peng, A. Prodić, E. Alarcón, y D. Maksimović. Modelling of quantization effects in digitally controlled dc-dc converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 22(1):208–215, 2007.
- [36] A. I. Pressman, K. Billings, y T. Morey. *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, 3ra edición, 2009.
- [37] STMicroelectronics. STPS5L60, power schottky rectifier. Disponible en: <http://www.st.com/en/diodes-and-rectifiers/stps5l60.html>.

- [38] Texas Instruments. LM27403, synchronous buck controller with temperature-compensated, inductor-dcr-based overcurrent protection and programmable thermal shutdown. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm27403.pdf>.
- [39] Texas Instruments. LM5175, 42-v wide vin synchronous 4-switch buck-boost controller. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5175.pdf>.
- [40] Texas Instruments. TLV237x, 3-mhz rail-to-rail input and output operational amplifiers with shutdown. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2375.pdf>.
- [41] Texas Instruments. TMS320f2812, digital signal processors. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2812.pdf>.
- [42] Texas Instruments. UCD9224, digital pwm system controller. Disponible en: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/ucd9224.pdf>.
- [43] Ch. K Tse. *Complex Behavior of Switching Power Converters*. CRC Press, Boca Raton, 2004.
- [44] R. J. Vaccaro. *Digital Control: A State Space Approach*. McGraw-Hill, Massachusetts, 1995.

REFERENCIAS

Certifico que fueron incluidos todos los cambios y correcciones sugeridas por los jurados.

Firma del Director
Dra. MARIA BELEN D'AMICO.