

Trabajo Fin de Grado Grado en Ingeniería Aeroespacial

Estudio y simulación de la topología de conversión de potencia Four-Switch Buck-Boost

Autor: Francisco Javier Prieto Gallego

Tutor: M^a Ángeles Martín Prats

**Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2023



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería Aeroespacial

Estudio y simulación de la topología de conversión de potencia Four-Switch Buck-Boost

Autor:

Francisco Javier Prieto Gallego

Tutor:

M^a Ángeles Martín Prats

Profesora Titular

Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2023

Trabajo Fin de Grado: Estudio y simulación de la topología de conversión de potencia
Four-Switch Buck-Boost

Autor: Francisco Javier Prieto Gallego

Tutor: M^a Ángeles Martín Prats

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Agradecimientos

A mi familia, por su apoyo incondicional durante estos cuatro años. A mi tutora María Ángeles, por estar siempre al pie del cañón. A Skylife Engineering y, en especial, a Edson por su incalculable ayuda. A toda la gente que me ha acompañado durante el grado.

Francisco Javier Prieto Gallego

Sevilla, 2023

Resumen

La evolución de la industria aeroespacial se dirige claramente a la electrificación de todos los equipos de a bordo posibles, sustituyendo así los convencionales sistemas hidráulicos y neumáticos por sistemas eléctricos. La viabilidad de esta evolución pasa sin duda por el desarrollo de una red de distribución eléctrica que pueda cumplir con los exigentes requisitos del ámbito aeroespacial, tanto en términos de seguridad como de eficiencia. Aquí entran en juego los dispositivos de acondicionamiento de potencia, piezas clave en los esquemas de distribución eléctrica.

Este proyecto se basará en el estudio de un convertidor DC/DC Four-Switch Buck-Boost, destinado al soporte de una red DC. Las conclusiones teóricas se compararán con simulaciones realizadas en el software *MATLAB Simulink*.

Abstract

The evolution of aerospace industry is clearly directed towards the electrification of all possible on-board equipment, in order to replace the conventional hydraulic and pneumatic systems with electrical systems. The viability of this evolution undoubtedly depends on the development of an electrical power distribution system which is able to meet the demanding requirements of the aerospace field, both in terms of safety and efficiency. This is where power conditioning devices come into play, key pieces in electrical distribution schemes.

This project will focus on the study of a DC/DC Four-Switch Buck-Boost converter, intended to support a DC grid. Theoretical results will be compared with simulations carried out on the software *MATLAB Simulink*.

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
1 Introducción	1
1.1 Estructura del proyecto	1
2 Estado del arte de convertidores DC/DC	3
2.1 Convertidores DC/DC unidireccionales	4
2.1.1 Sin aislamiento	4
2.1.2 Con aislamiento.	5
2.2 Convertidores DC/DC bidireccionales	6
3 Aplicación: Convertidor de apoyo a una red DC	9
4 Estudio de las topologías básicas de convertidores DC/DC	11
4.1 Convertidor reductor.	11
4.2 Convertidor elevador.	15
5 Estudio de la topología Four-Switch Buck-Boost	19
5.1 Topología y modos de funcionamiento.	19
5.2 Transición suave entre estados.	21
6 Simulaciones en MATLAB/Simulink	27
6.1 Bypass.	27
6.2 Saturación.	29
6.3 Buck-Boost.	29
6.4 Buck+Boost.	30
7 Conclusiones y líneas futuras	35
<i>Índice de Figuras</i>	37
<i>Índice de Tablas</i>	39
<i>Bibliografía</i>	41

1 Introducción

El camino de la industria aeronáutica hacia el avión más eléctrico (MEA, More Electric Aircraft), está suponiendo la eliminación progresiva de los tradicionales sistemas hidráulicos y neumáticos y su sustitución por sistemas eléctricos. Esto desemboca en una demanda de potencia eléctrica cada vez mayor. Es por ello que la red de distribución eléctrica cobra una importancia vital a la hora de diseñar la aeronave. Uno de los actores principales en esta distribución son los sistemas de acondicionamiento de potencia, encargados de proporcionar a los sistemas usuarios la energía en su forma adecuada.

Entre las tendencias actuales, destaca la distribución en HVDC (High Voltage Direct Current) a 270 V de continua. Esta forma de distribución presenta la ventaja de una menor intensidad de corriente, lo que supone una sección de cable necesaria también menor y el consiguiente ahorro de peso.

Para pasar del nivel de tensión que ofrecen las baterías (28 Vdc) a la tensión de distribución, y de esta última a la tensión de las cargas (28 Vdc, 12 Vdc, 5 Vdc), se hace imprescindible el uso de convertidores de potencia. Si bien es cierto que la actual generación de potencia eléctrica se realiza en corriente alterna y que también son importantes los rectificadores de corriente, este proyecto se centrará en el estudio de los convertidores DC/DC. En particular, se trabajará con una topología concreta, el Four-Switch Buck-Boost. En lo que sigue, se hará referencia a esta topología como 4SBB.

El convertidor en cuestión tiene la función de dar soporte a una red DC, recibiendo alimentación de fuentes como baterías o supercondensadores. Actualmente, su control está diseñado para funcionar en modo buck (reductor), es decir, absorbiendo intensidad de la red cuando se produce una sobretensión. El objetivo será completar el control para que pueda funcionar en modo boost, es decir, aportando intensidad a la red cuando se produce una caída de tensión. La clave en el control será la transición suave entre estados, para lo cual se presentarán diferentes técnicas.

La elección de esta topología radica en la necesidad de un convertidor bidireccional, en el cual la potencia pueda fluir en ambos sentidos. Sus cuatro transistores aportan una gran versatilidad, pudiendo operarse como elevador o reductor de tensión. Otra de los objetivos buscados con esta topología es la reducción de la distorsión armónica total (THD), lo cual supone la utilización de unos filtros más sencillos y ligeros, con la gran ventaja que supone ello en la industria aeroespacial.

1.1 Estructura del proyecto

Para comenzar con el proyecto, se realizará un breve estudio del estado del arte de los convertidores de potencia actuales (Capítulo 2), con el fin de poner en contexto la topología en estudio.

En el capítulo 3, se mostrarán algunas aplicaciones de los convertidores que dan apoyo a redes DC (*Grid Supporting Converters*).

A continuación, en el capítulo 4, se explicará de forma resumida el funcionamiento de las dos topologías básicas de convertidores DC/DC, el reductor (buck) y elevador (boost), pues están íntimamente ligadas al 4SBB. Una vez se ha construido la base, se pasará a explicar el funcionamiento del 4SBB en el capítulo 5, así como las diferentes técnicas empleadas para conseguir la transición suave entre estados.

Por último, dichas técnicas se analizarán, en el capítulo 6, mediante una serie de simulaciones en el programa de cálculo *MATLAB Simulink*.

2 Estado del arte de convertidores DC/DC

El estado del arte en convertidores DC/DC se encuentra en constante evolución debido a la creciente demanda de eficiencia energética y menor tamaño en los sistemas electrónicos. Algunas de las líneas de investigación más prometedoras en este campo son las siguientes:

- Estudio de nuevas topologías de convertidores: Se están desarrollando nuevas topologías de convertidores que tienen mejor eficiencia y menor tamaño en comparación con las topologías convencionales. Algunas de estas topologías incluyen los convertidores resonantes, los convertidores ZVS (Zero Voltage Switching) y los convertidores LLC.
- Desarrollo de nuevas técnicas de control y modulación: El buen funcionamiento de un convertidor no viene determinado únicamente por su topología o hardware, sino que la técnica de control de los interruptores es clave a la hora de potenciar las ventajas del circuito.
- Uso de materiales semiconductores avanzados: El uso de materiales semiconductores avanzados, como los dispositivos SiC (Carburo de Silicio) y GaN (Nitruro de Galio), permite la fabricación de convertidores más pequeños, eficientes y con mayores rangos de voltaje y frecuencia.

Estos estudios e investigaciones están dirigidos a la consecución de una serie de características deseables en un convertidor:

1. Alta relación de conversión: Este aspecto se hace imprescindible para sistemas de distribución HVDC, donde hay que pasar de niveles de tensión de 270 V a 28V y viceversa.
2. Flujo de potencia bidireccional: Aporta una mayor versatilidad al sistema y hace posible el frenado regenerativo. Esto permite la inversión del sentido de la corriente durante algunos momentos de la operación y la recarga de las baterías.
3. Alta densidad de potencia, en lo que concierne a peso y volumen. Este aspecto es vital en el ámbito aeroespacial, donde cualquier disminución de peso en los sistemas embarcados supondrá un gran ahorro de combustible a lo largo de la vida de la aeronave. Además, un volumen reducido contribuirá a una mayor facilidad a la hora de integrar el sistema.
4. Alta eficiencia: Es una de las características más importantes, pues un convertidor eficiente disipa menos energía en forma de calor, lo que conduce a un sistema de refrigeración más simple y ligero.
5. Fiabilidad: Se buscan convertidores poco propensos a fallos y que eviten la propagación de estos en caso de que se produzcan.

6. Baja interferencia electromagnética: Esta es causada por la conmutación de los interruptores de potencia y que produce el ruido en modo común. Hay algunas técnicas para mitigar este efecto, como la denominada conmutación suave (soft-switching).

En las próximas secciones se hará una clasificación de las topologías de convertidores DC/DC más relevantes actualmente y se comentarán a grandes rasgos las ventajas y defectos de cada una.

En cuanto a la clasificación, en la bibliografía se usan generalmente dos criterios: la direccionalidad del convertidor (unidireccional o bidireccional) y la inclusión de aislamiento galvánico. En la primera división se optará por el primer criterio y nos centraremos, en este estudio del arte, en los convertidores unidireccionales, pues los convertidores bidireccionales surgen de la modificación de estos para conseguir el flujo de potencia en ambas direcciones.

2.1 Convertidores DC/DC unidireccionales

Los convertidores unidireccionales permiten el flujo de potencia en un único sentido. Debido a que trabajan en una sola dirección, tienden a alcanzar eficiencias mayores que los bidireccionales, además de ser más sencillos y económicos.

Dentro de este tipo de convertidores, podemos diferenciar entre aquellos que cuentan con aislamiento galvánico y los que no. Se denominan aislados a aquellos convertidores que cuentan con un transformador que separa eléctricamente la entrada de la salida.

2.1.1 Sin aislamiento

Los convertidores que no cuentan con aislamiento tienen la ventaja de ser más simples, económicos, ligeros y pequeños, debido a la ausencia de transformador. Por lo general, son de aplicación cuando la seguridad del sistema no es un aspecto crítico, ya que el aislamiento evita que los fallos se propaguen "aguas abajo".

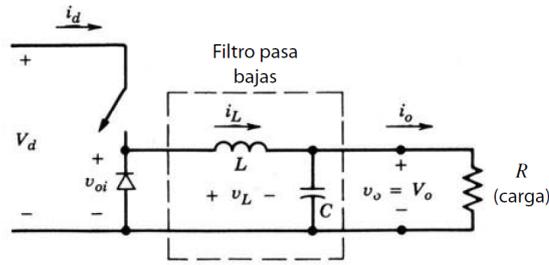
Aquí nos encontramos con las topologías básicas: el convertidor reductor ("buck" o "step-down") y el elevador ("boost" o "step-up"). Combinando estos dos, se obtienen los convertidores "Buck-Boost" y "Cuk".

En la figura 2.1 se representan los esquemas eléctricos de los convertidores reductor y elevador. El funcionamiento de estos convertidores se basa en controlar el voltaje a la salida ajustando la relación de trabajo D del interruptor, manteniendo la frecuencia de conmutación constante. La relación de trabajo del interruptor es el cociente entre el tiempo en el que el interruptor está encendido entre el tiempo de conmutación, por lo que es un valor comprendido entre 0 y 1.

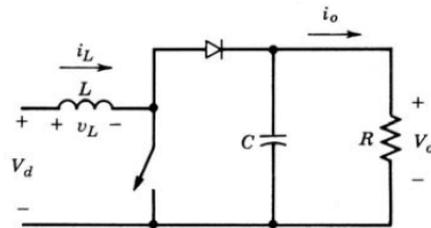
Estas tres topologías se estudiarán en detalle en la sección 4 como primer paso para entender el funcionamiento del Four-Switch Buck-Boost.

Por su parte, el convertidor reductor-elevador (figura 2.2) se basa en la idea de conectar en cascada los dos circuitos básicos expuestos anteriormente, por lo que se puede obtener a la salida un voltaje mayor o menor que la entrada, dependiendo de la relación de trabajo que se utilice.

Por último, el convertidor Cúk se muestra en la figura 2.3 Se trata de un convertidor similar al Buck-Boost. Al igual que los anteriores, el voltaje de salida queda regulado controlando la relación de trabajo del interruptor, con la particularidad de que este circuito proporciona un voltaje con polaridad negativa respecto de la entrada.



(a) Convertidor Buck



(b) Convertidor Boost

Figura 2.1 Topologías básicas de convertidores..

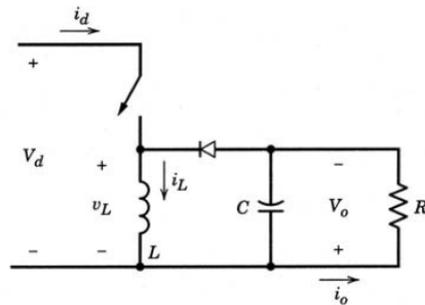


Figura 2.2 Convertidor buck-boost.

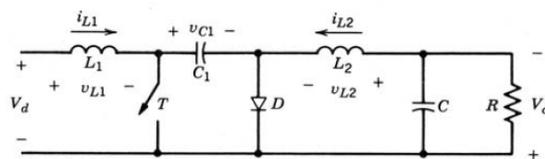


Figura 2.3 Convertidor Cúk.

El método de control de estos convertidores es, como veremos más adelante, la modulación por anchura de pulso (PWM, Pulse Width Modulation). Dicho método consiste en la comparación de una señal de control (generalmente el error amplificado del voltaje a la salida) con una forma de onda repetitiva. De esta comparación se obtiene la señal de control del interruptor.

2.1.2 Con aislamiento.

Los convertidores que se verán a continuación surgen de proporcionar aislamiento eléctrico a las topologías anteriores, Esto se consigue añadiendo un transformador que separa eléctricamente la

entrada de la salida, y cuya relación de vueltas es un parámetro a elegir dependiendo de la aplicación.

El primero de ellos es el convertidor *flyback*, el cual deriva del buck-boost. La diferencia entre ellos es la colocación de un segundo devanado al inductor del buck-boost, con lo que se consigue el aislamiento.

Su funcionamiento, a grandes rasgos, es el siguiente: Durante el período en el que el interruptor está activo, el diodo adquiere polarización inversa y la entrada alimenta al núcleo del transformador, el cual va almacenando energía. Cuando el interruptor se abre, el diodo empieza a conducir y el transformador cede la energía almacenada a la salida.

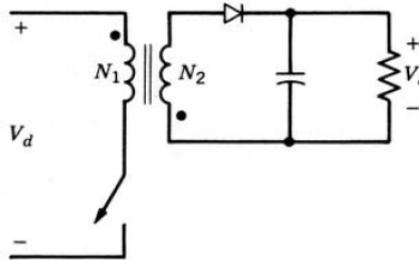


Figura 2.4 Convertidor flyback.

Una topología parecida al flyback es el convertidor directo o "forward", el cual se muestra en la figura 2.5. Normalmente tiene su utilidad en aplicaciones de más alta potencia que el flyback.

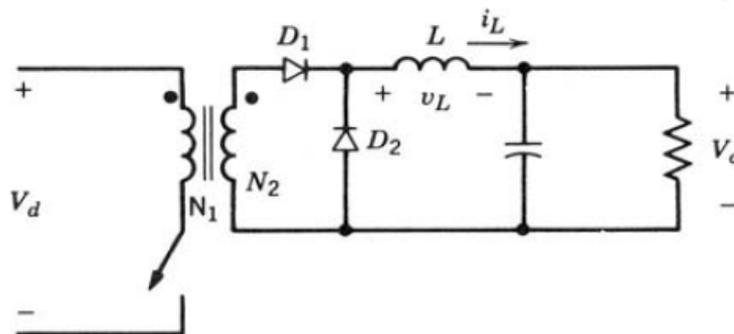


Figura 2.5 Convertidor directo.

Otras topologías más complejas y con mayor número de interruptores son el convertidor en contrafase (push-pull) o los convertidores de medio puente y puente completo (half-bridge y full-bridge). Estos se utilizan en aplicaciones de alta potencia y proporcionan un mayor control de la misma.

2.2 Convertidores DC/DC bidireccionales

Como se comentó anteriormente, los convertidores bidireccionales aportan una gran versatilidad al sistema donde se integran al permitir el flujo de potencia en ambos sentidos. Esto hace posible, como se verá en el caso del convertidor que ocupa este proyecto, la recuperación de energía para la recarga de baterías o supercondensadores.

Esta característica se consigue, entre otras cosas, incluyendo diodos en antiparalelo con los transistores, por lo que la corriente puede fluir también en la dirección contraria.

En la figura 2.6 aparece la clasificación que se realiza en [3] de los convertidores DC/DC bidireccionales. Como se puede apreciar, la variedad de topologías es tan amplia que es difícil recoger todas ellas en una clasificación.

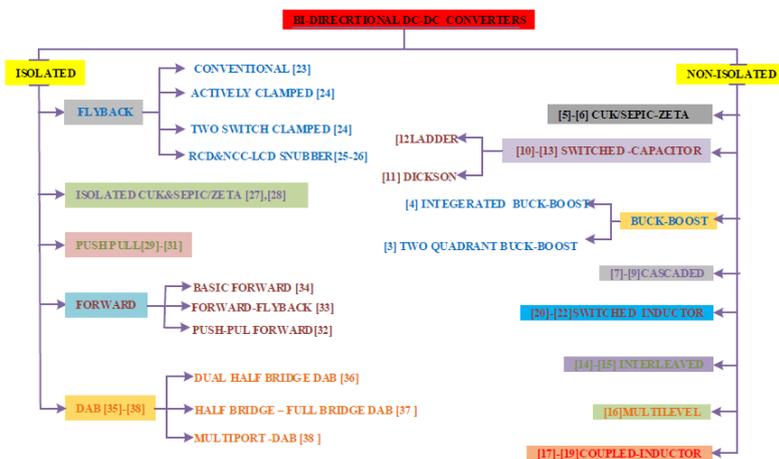


Figura 2.6 Clasificación de convertidores DC/DC bidireccionales.

3 Aplicación: Convertidor de apoyo a una red DC

Las redes de distribución DC se están convirtiendo en una de las opciones más utilizadas en la actualidad. Respecto a las redes AC, presentan ventajas en términos de coste y eficiencia ([1]), además de no ser necesario controlar variables como la frecuencia, la fase o la potencia reactiva. Son beneficiosas también en caso de tener cargas DC, como es el caso de los dispositivos electrónicos, y permiten recuperar el exceso de energía, como se verá en este capítulo.

Un aspecto importante a tratar es la estabilidad de dicha red, pues grandes oscilaciones del voltaje pueden resultar en daños en las cargas. Esta es la aplicación del convertidor en estudio: Convertidor que da soporte a una red DC. Este tipo de convertidores se sitúan entre la red DC y una fuente de alimentación de continua, como pueden ser baterías o supercondensadores. Su función es inyectar o absorber corriente de la red, en función de si se produce una caída o un exceso en el voltaje de la red.

En [5], se presenta un esquema de microrred (Figura 3.1). En él, energías renovables como la solar o la eólica asumen el rol de fuente principal, mientras que un convertidor bidireccional conectado a una batería proporciona la estabilidad requerida.

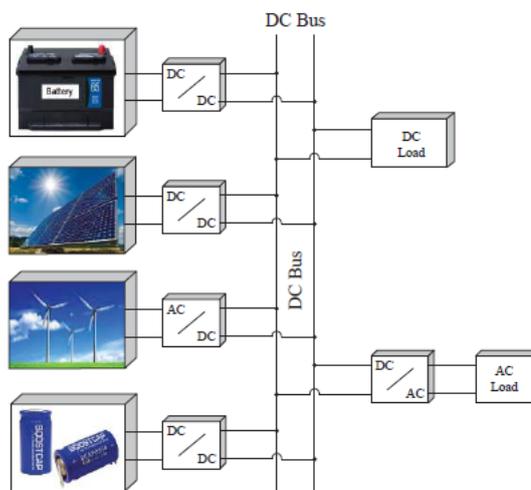


Figura 3.1 Esquema de microrred con convertidor de soporte.

La posible variación de voltaje en la red puede tener su causa en la naturaleza intermitente de las fuentes renovables, que no dan una potencia constante a lo largo del tiempo, o en la variabilidad de las cargas, las cuales no están necesariamente conectadas todo el tiempo.

En este artículo se utiliza una topología de convertidor parecida al 4SBB, denominado Buck-Boost cuadrático. Un aspecto fundamental es la bidireccionalidad del convertidor, pues debe permitir aliviar tanto las sobretensiones como la caída de ella. Esto permite la recuperación del exceso de energía, cargando las baterías o supercapacitores.

El funcionamiento del convertidor es el siguiente: En el caso en que se produzca una tensión en la red mayor que la nominal, el dispositivo activa el modo Buck, cargando las baterías o supercondensadores y liberando tensión de la red. De forma contraria, si la tensión cae por debajo de la nominal, el modo Boost entra en funcionamiento para que la fuente auxiliar aporte potencia a la red.

Una parte fundamental en el diseño del sistema es el controlador del voltaje, el cual comanda al convertidor en todo momento la cantidad de potencia que debe aportar o absorber. En [6] se expone la técnica usada en la mayor parte de los casos. Se trata de un controlador PI (Proporcional Integral), el cual tiene la ventaja de aportar una respuesta dinámica ante el cambio, además de reducir el error en régimen permanente. En la figura 3.2 se muestra un esquema del funcionamiento de este controlador.

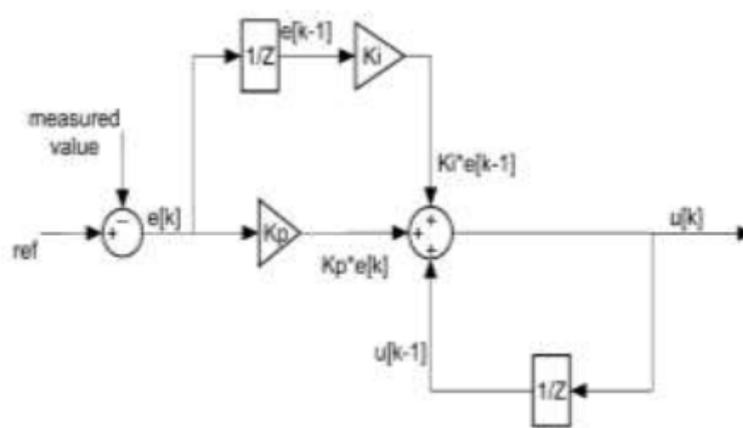


Figura 3.2 Esquema de controlador PI.

La variable e es la diferencia de voltaje de la red con el valor nominal o de referencia, mientras que u es la respuesta del controlador. Esta última viene dada según la expresión 3.1, la cual es función del error.

$$u[k] = u[k-1] + k_p * e[k] + k_i * e[k-1] \quad (3.1)$$

Este método se caracteriza por su robustez, simplicidad y su fácil implementación. No obstante, existen otros modos de control más sofisticados, como los que se presentan en [1]. Uno de ellos es el control por modo deslizante (Sliding Mode Control, SMC), el cual es un controlador no lineal, que exhibe una mejor respuesta dinámica que los controladores lineales.

Otro de los métodos que están cobrando más importancia son los controladores adaptados o *Self-tuning Controllers*, los cuales constan de unos estimadores que pueden variar los parámetros del circuito.

4 Estudio de las topologías básicas de convertidores DC/DC

En este capítulo se estudiará el funcionamiento de las dos topologías básicas de convertidores (reductor y elevador). El objetivo de este estudio será construir los cimientos para la comprensión del convertidor que ocupará el capítulo 5.

En el desarrollo teórico de los circuitos, se supondrán interruptores ideales. Esta hipótesis conlleva despreciar las pérdidas por conmutación, las cuales, a posteriori, serán muy importantes para determinar la eficiencia del convertidor. Por otro lado, se estudiará el régimen permanente de funcionamiento, por lo que no se tendrán en cuenta los transitorios.

Durante este capítulo se usarán gráficas y esquemas que aparecen en [4], pues aportan gran ayuda para el entendimiento de los conceptos explicados.

4.1 Convertidor reductor.

También conocido como "buck", el convertidor reductor, junto con el elevador, es la pieza básica de la conversión de potencia. Su función es proporcionar una salida de corriente continua regulada, con un valor de tensión de salida menor que a la entrada.

El fundamento de este convertidor es el circuito conmutador básico (Figura 4.1), compuesto únicamente por la fuente de tensión de entrada, un interruptor y la carga de salida.

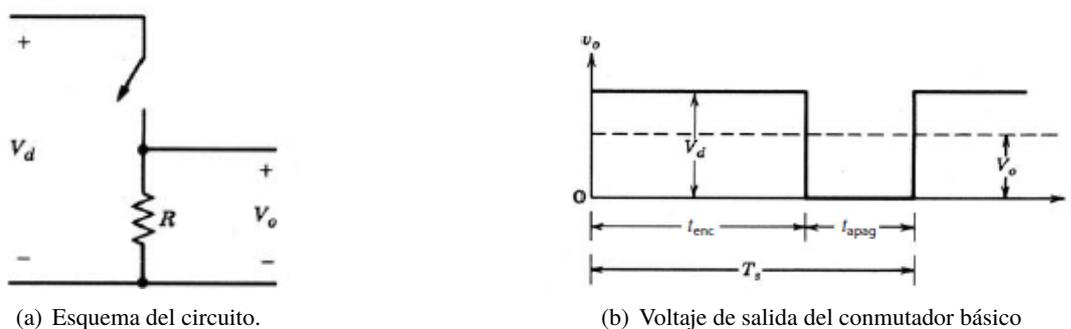


Figura 4.1 Circuito conmutador básico..

El voltaje a la salida varía entre 0 y V_d , siendo el valor medio de dicha función el voltaje V_o deseado. T_s es el período de conmutación, es decir, el tiempo que dura cada ciclo de encendido-apagado, mientras que, como se comentó en el capítulo 2, la relación de trabajo se define como la fracción de tiempo durante el cual el interruptor está encendido con respecto al período de conmutación.

$$D = \frac{t_{enc}}{T_s} \quad (4.1)$$

Así pues, el valor medio del voltaje a la salida, V_o , se puede determinar según la expresión 4.2. Como D es un valor que puede estar comprendido entre 0 y 1, el voltaje a la salida será siempre menor o igual que a la entrada.

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{enc}} V_d dt + \int_{t_{enc}}^{T_s} 0 dt \right] = DV_d \quad (4.2)$$

Sin embargo, el circuito anterior dista mucho de ofrecer una tensión de CC a la salida, ya que v_o tiene un rango de variación demasiado grande. Además, el interruptor tendría que disipar carga inductiva en este modelo, por lo que podría sufrir daños durante su funcionamiento. El primer problema se soluciona añadiendo un filtro paso bajo, el cual solo deja pasar la componente de continua, mientras que el segundo queda resuelto con la inclusión de un diodo. Como resultado, se obtiene el convertidor buck (Figura 4.2).

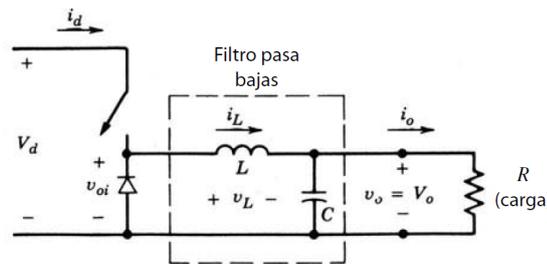


Figura 4.2 Convertidor Buck..

El funcionamiento del convertidor, según los estados del interruptor, es el siguiente:

- Cuando el interruptor está cerrado, el diodo adquiere una polarización inversa, y la entrada proporciona energía tanto al inductor como a la carga.
- Con el interruptor abierto, la entrada queda aislada del resto del circuito y el diodo comienza a conducir. El inductor, en este caso, es el encargado de transferir su energía almacenada a la carga.

En la figura 4.3 se puede observar un esquema del camino seguido por la corriente según el estado del conmutador.

El modo de control clásico de este convertidor es la modulación de ancho de pulso (PWM) con frecuencia de conmutación constante. Esta técnica se basa en la comparación de un voltaje de control (el error amplificado del voltaje a la salida) con una forma de onda repetitiva con una frecuencia igual a la frecuencia de conmutación deseada. Esta forma de onda, por lo general, tiene forma de dientes de sierra. Cuando el error es mayor que la onda repetitiva, se genera una señal de control que cierra el interruptor, mientras que cuando el error es menor que dicha onda, el interruptor se abre. Un esquema de esta técnica de control se aprecia en la figura 4.4.

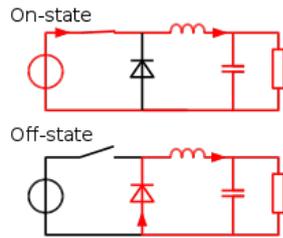


Figura 4.3 Distribución de la corriente del convertidor Buck..

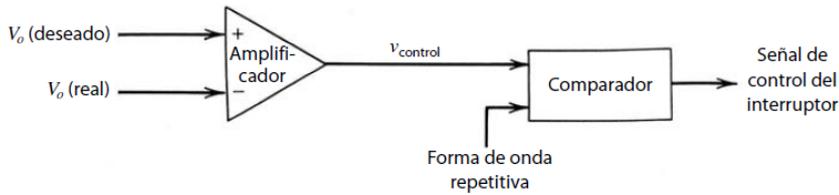


Figura 4.4 Control de convertidor reductor..

Para llevar a cabo el estudio del circuito, es necesario diferenciar entre dos modos de funcionamiento: modo de conducción continua o discontinua. El primero de ellos se da cuando la corriente i_L que circula por la inductancia se mantiene siempre por encima de cero. Por el contrario, si el modo de conducción es discontinuo, habrá un período de tiempo en el que dicha intensidad será nula.

El caso más sencillo de analizar es el primero de ellos. La figura 4.5 muestra cualitativamente las formas de onda de v_L e i_L . Con el interruptor cerrado, aplicando las leyes de Kirchhoff, v_L toma el valor de $(V_d - V_o)$, y con el interruptor abierto, $-V_o$. De la ecuación de la bobina, obtenemos la expresión 4.3, por lo que sabemos que la intensidad i_L aumenta linealmente hasta t_{enc} , cuando se cierra el interruptor y la intensidad vuelve a caer linealmente.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \tag{4.3}$$

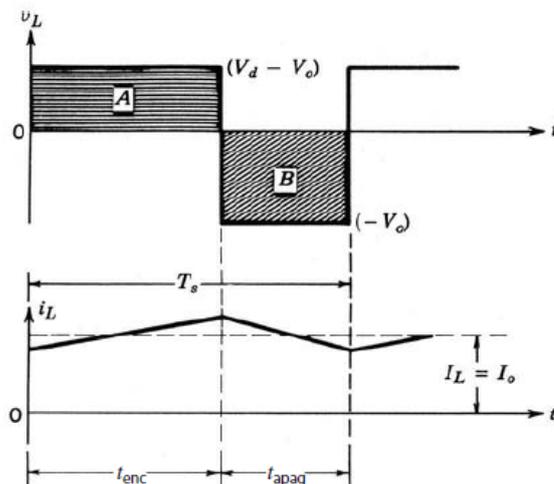


Figura 4.5 v_L e i_L en modo de conducción continua (buck)..

El valor medio de i_L , representado por I_L , tendrá el mismo valor que la intensidad en la carga (I_o), pues el valor medio de la intensidad que recorre la capacitancia durante cada ciclo es nulo. Como estamos suponiendo un comportamiento ideal del circuito, se puede establecer una relación entre la entrada y la salida del circuito, igualando ambas potencias.

$$V_d I_d = V_o I_o \quad (4.4)$$

Por otro lado, al ser v_L una función periódica, su integral en el tiempo a lo largo de un período es nula, lo que nos permite obtener la relación 4.5.

$$(V_d - V_o)t_{enc} = -V_o(T_s - t_{enc}) \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = D \quad (4.5)$$

El límite de este modo de funcionamiento se encuentra cuando la intensidad en la inductancia se va a cero justo al final del período de apagado del interruptor, es decir, en $t = T_s$.

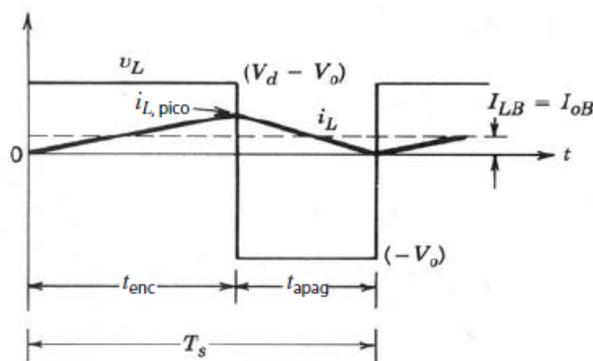


Figura 4.6 Límite de conducción continua..

En la figura 4.6 se observan las formas de onda para el límite de la conducción continua. Debido a que, como se comentó anteriormente, la intensidad media en la bobina es igual que la intensidad a la salida, se puede establecer una relación entre I_o y el resto de parámetro del circuito, donde el subíndice B representa el límite de conducción continua.

$$I_{oB} = \frac{1}{2} \frac{DT_s}{L} (V_d - V_o) \quad (4.6)$$

De esta forma, es posible determinar un valor mínimo de inductancia L_{mn} para que el convertidor se mantenga en conducción continua. En el momento en que la intensidad de salida cae por debajo del valor de I_{oB} , el modo de conducción se vuelve discontinuo. Esto hace que, como se observa en la figura 4.7, la intensidad que circula por la bobina sea nula durante un período de tiempo $\Delta_2 T_s > 0$.

Debido a que el Four-Switch Buck-Boost que será objeto de estudio en el capítulo 5 no operará en modo de conducción discontinua, se omitirá el estudio de este modo para los convertidores básicos.

En general, se suele evitar este modo de funcionamiento, ya que su análisis es algo más complicado, además de incluir un ruido adicional debido a la discontinuidad de la corriente en el inductor. Otra de las desventajas es que presenta valores pico de intensidad más altos en la bobina, pues la inductancia en este modo es menor. No obstante, este modo discontinuo puede ser adecuado para algunas aplicaciones concretas.

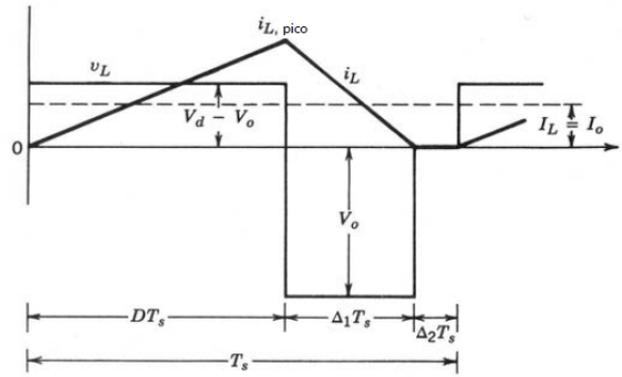


Figura 4.7 Modo de conducción discontinua..

4.2 Convertidor elevador.

Este convertidor cuenta con los mismos elementos que el reductor, pero con una disposición distinta, de manera que a la salida se obtiene un voltaje mayor que a la entrada. El esquema eléctrico de este convertidor se muestra en la figura 4.8.

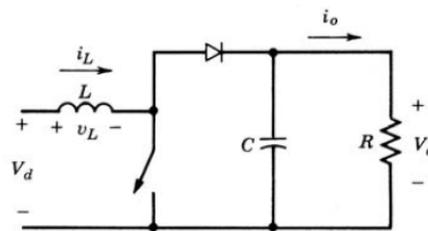


Figura 4.8 Convertidor boost..

Con el interruptor encendido, el diodo se vuelve de polarización inversa, por lo que la salida queda aislada de la entrada. Durante este intervalo de tiempo (t_{enc}), la entrada alimenta al inductor, que va almacenando energía. Una vez se abre el interruptor, el diodo comienza a conducir, recibiendo la salida energía tanto de la entrada como del inductor. En la figura 4.9 se muestra el camino seguido por la corriente en ambos casos.

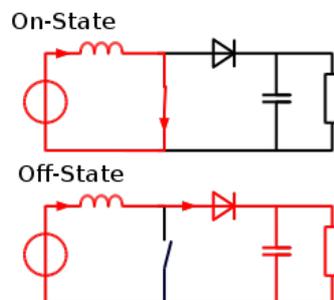


Figura 4.9 Distribución de la corriente del convertidor boost..

De forma análoga al convertidor reductor, se toman los valores de tensión e intensidad del inductor

para el estudio de su funcionamiento. En la figura 4.10 se muestra la forma de onda de estas variables para el modo de conducción continua. Cuando el interruptor está cerrado, v_L es igual a V_d , por lo que la intensidad i_L crece linealmente (con pendiente V_d/L). Cuando el interruptor se abre, v_L se vuelve negativo con valor $(V_d - V_o)$, por lo que la intensidad en el inductor volverá a caer.

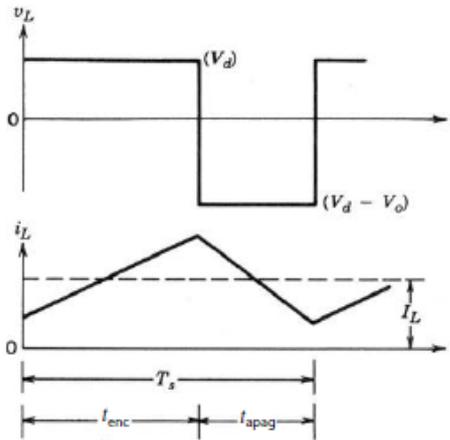


Figura 4.10 v_L e i_L en modo de conducción continua (boost)..

La integral de v_L a lo largo de un ciclo debe ser nula, por lo que se obtiene de esta forma la relación entre la ganancia y la relación de trabajo del interruptor (Ecuación 4.8).

$$V_d D T_s + (V_d - V_o)(1 - D) T_s = 0 \tag{4.7}$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D} \tag{4.8}$$

De forma análoga, el límite de la conducción continua de este convertidor se encuentra cuando la intensidad en la bobina cae a cero justo al final de cada ciclo, tal y como muestra la figura 4.11.

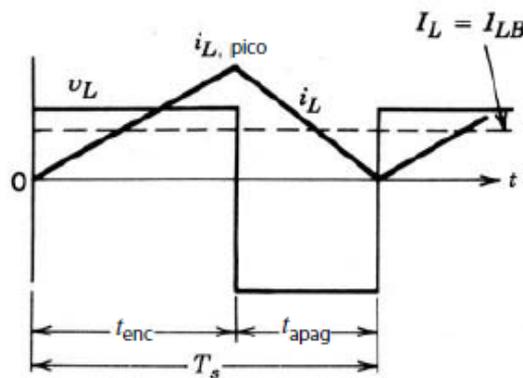


Figura 4.11 Límite del modo de conducción continua del convertidor elevador.

De la gráfica se puede deducir la intensidad I_{LB} que recorre la bobina en este límite. Esto significa que si la intensidad queda por debajo de este valor, el modo de conducción pasaría a ser discontinuo.

I_{LB} queda definido por la expresión 4.9.

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad (4.9)$$

Al igual que con el convertidor buck, se omitirá el estudio del modo de conducción discontinua, pues no será de aplicación en este caso.

5 Estudio de la topología Four-Switch Buck-Boost

En este capítulo se mostrará la topología del convertidor en estudio, su técnica de control y las diferentes formas de conseguir la transición suave entre los dos modos de funcionamiento: reductor y elevador. Se han tomado a lo largo de este capítulo algunos esquemas de [2].

5.1 Topología y modos de funcionamiento.

El esquema eléctrico del circuito se muestra en la figura 5.1. Se trata de un convertidor DC/DC bidireccional y sin aislamiento. Cuenta con cuatro transistores MOSFET, con sus respectivos diodos en antiparalelo, los cuales dotan al convertidor de la bidireccionalidad comentada, además de un inductor entre estos transistores. Adicionalmente, se colocan a la entrada y a la salida del convertidor unos filtros de condensadores para reducir el rizado de la señal de salida.

Para operar el sistema en modo reductor o buck, los transistores 3 y 4 quedan abierto y cerrado, respectivamente, mientras que los interruptores 1 y 2 son los que conmutan. Por el contrario, en modo elevador o Boost, el transistor 1 queda cerrado, el 2 abierto, y los transistores 3 y 4 realizan la conmutación.

En la figura 5.2 se muestran los estados de los interruptores en cada modo, así como las variables eléctricas (voltaje e intensidad) en el inductor, que nos permiten calcular, entre otras cosas, la ganancia de voltaje a la salida.

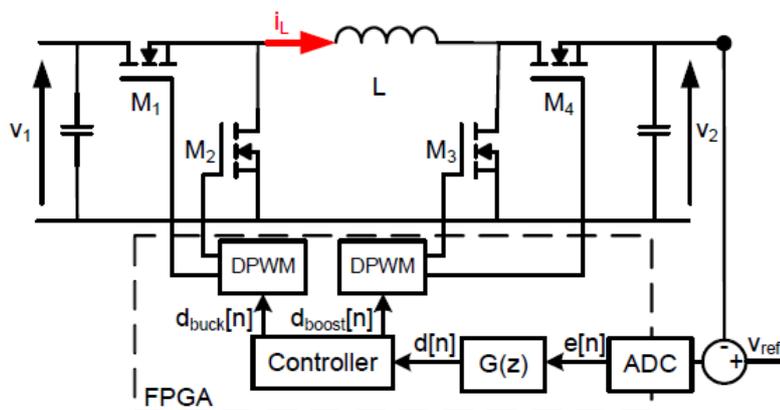


Figura 5.1 Esquema y control del Four-Switch Buck-Boost.

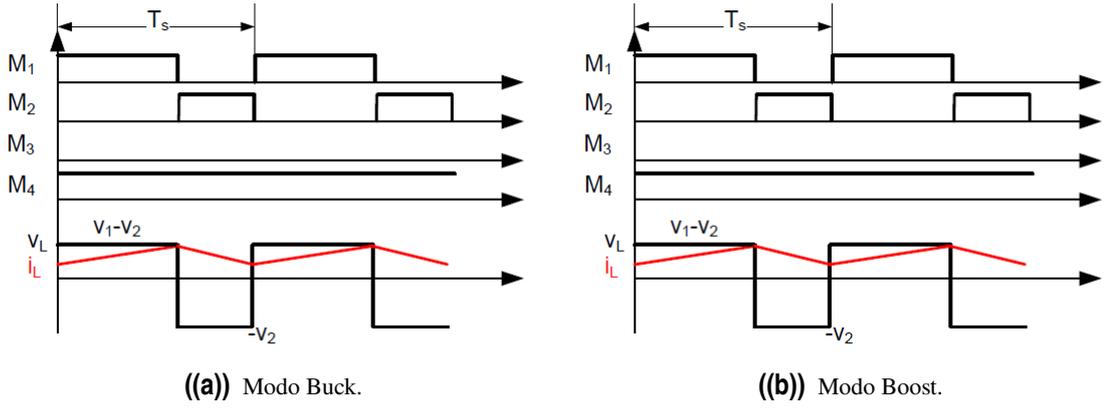


Figura 5.2 Formas de onda para modos de funcionamiento (a) Buck y (b) Boost.

- Modo buck:

$$(V_1 - V_2)d_{buck}[n]T_s - V_2(1 - d_{buck}[n])T_s = 0 \quad (5.1)$$

$$M_{buck} = d_{buck}[n] \quad (5.2)$$

- Modo boost:

$$-(V_1 - V_2)(1 - d_{boost}[n])T_s + V_1d_{boost}[n]T_s = 0 \quad (5.3)$$

$$M_{boost} = \frac{1}{1 - d_{boost}[n]} \quad (5.4)$$

Las expresiones 5.2 y 5.4 denotan la ganancia en ambos modos de funcionamiento, siendo $d_{buck}[n]$ y $d_{boost}[n]$ las relaciones de trabajo (*duty cycles*) de los transistores M1 y M3, respectivamente.

Se define la variable $d[n]$, la cual es la entrada al controlador, quien se encarga de proporcionar a los módulos PWM los valores de las relaciones de trabajo ($d_{buck}[n]$ y $d_{boost}[n]$). Las expresiones que determinan estas relaciones de trabajo son las siguientes:

$$\left. \begin{array}{l} d_{buck}[n] = d[n] \\ d_{boost}[n] = 0 \end{array} \right\} \Leftrightarrow d[n] < 1 \quad (5.5)$$

$$\left. \begin{array}{l} d_{buck}[n] = 1 \\ d_{boost}[n] = d[n] - 1 \end{array} \right\} \Leftrightarrow d[n] > 1 \quad (5.6)$$

Sin embargo, cuando $d[n]$ se aproxima a la unidad, es decir, para ganancias cercanas a 1, aparece una zona muerta en la que estas expresiones pierden su validez. Esto se debe a que existe un valor máximo del duty cycle para el modo buck ($d_{buck,max}$) y un valor mínimo para el modo boost ($d_{boost,min}$)

Se puede obtener así la relación ganancia- $d[n]$ para ambos modos de funcionamiento (figura 5.3).

La clave del proyecto será determinar las relaciones de $d_{buck}[n]$ y $d_{boost}[n]$ en función de $d[n]$ para la región de la zona muerta, es decir, para los valores de $d[n]$ comprendidos entre $d_{buck,max}$ y $d_{boost,min} + 1$, de tal forma que se consiga la continuidad entre la variable de control $d[n]$ y la ganancia del voltaje.

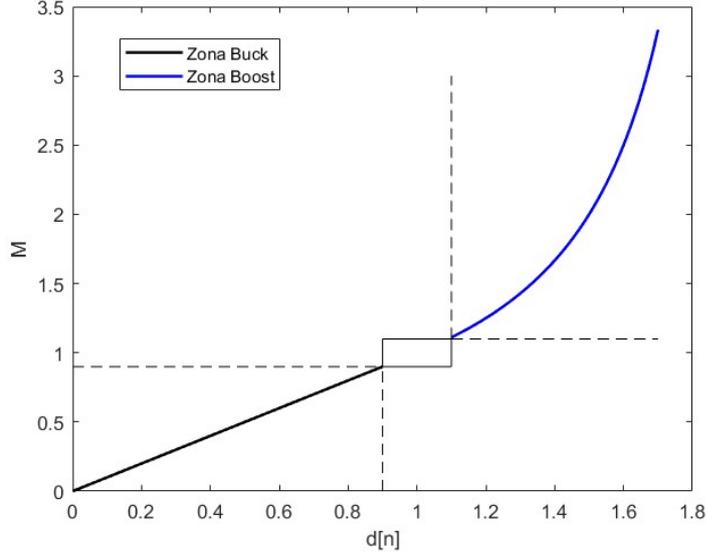


Figura 5.3 Ganancia de voltaje frente a $d[n]$.

5.2 Transición suave entre estados.

En esta sección se expondrán y valorarán las distintas técnicas propuestas en [2] para conseguir la transición suave buscada.

En primer lugar, se ofrecen dos soluciones muy simples: los modos *bypass* y saturación. El primero de ellos consiste en eliminar la conmutación de los transistores, de tal forma que el voltaje a la salida es igual que a la entrada. Esto se consigue con unos valores de $d_{buck}[n]$ y $d_{boost}[n]$ iguales a 1 y 0, respectivamente, es decir, los interruptores 1 y 4 se mantienen cerrados, y los otros dos abiertos.

Esta es la solución que minimiza las pérdidas por conmutación, pues ninguno de los transistores está conmutando. Sin embargo, el objetivo que se persigue queda lejos de ser cumplido, pues se pierde el control sobre la ganancia durante la zona muerta.

Por su parte, el modo de saturación consiste en usar los valores saturados de las relaciones de trabajo ($d_{buck,mx}$ y $d_{boost,mn}$) en la zona muerta. En concreto, dichas relaciones quedarían como sigue:

$$\left. \begin{array}{l} d_{buck}[n] = d_{buck,mx} \\ d_{boost}[n] = 0 \end{array} \right\} \Leftrightarrow d_{buck,mx} < d[n] < 1 \quad (5.7)$$

$$\left. \begin{array}{l} d_{buck}[n] = 1 \\ d_{boost}[n] = d_{boost,mn} \end{array} \right\} \Leftrightarrow 1 < d[n] < d_{boost,mn} + 1 \quad (5.8)$$

Al igual que en el modo *bypass*, el control sobre el voltaje se pierde por completo. En la figura 5.4 se muestran las ganancias en función de $d[n]$ para ambos casos.

El siguiente método de transición es la operación del convertidor en modo Buck-Boost, es decir, conmutando los 4 transistores al mismo tiempo, igualando las relaciones de trabajo de las dos parejas de transistores. La ganancia obtenida viene dada por la relación 5.9.

$$M_{buck-boost} = \frac{d_{buck}[n]}{1 - d_{buck}[n]} = \frac{d_{boost}[n]}{1 - d_{boost}[n]} \quad (5.9)$$

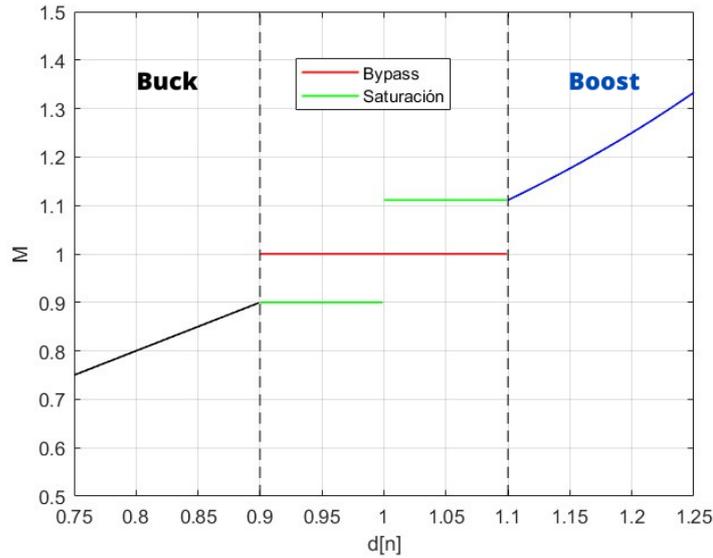


Figura 5.4 Ganancia teórica frente a $d[n]$ para los modos bypass y saturación.

La ganancia unidad se conseguiría asignando a ambas relaciones de trabajo el valor de $1/2$, por lo que una buena aproximación para la zona muerta viene dada por las expresiones 5.10.

$$\left. \begin{aligned} d_{buck}[n] &= d[n]/2 \\ d_{boost}[n] &= d[n]/2 \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow d_{buck, mx} < d[n] < d_{boost, mn} + 1 \quad (5.10)$$

En la figura 5.5 se muestra la curva teórica de la ganancia para este modo de funcionamiento. Con respecto a las técnicas anteriores, se tiene la ventaja del control del voltaje en la zona muerta. Sin embargo, en el límite con los modos buck y boost se producen discontinuidades de aproximadamente el 10% del voltaje de entrada.

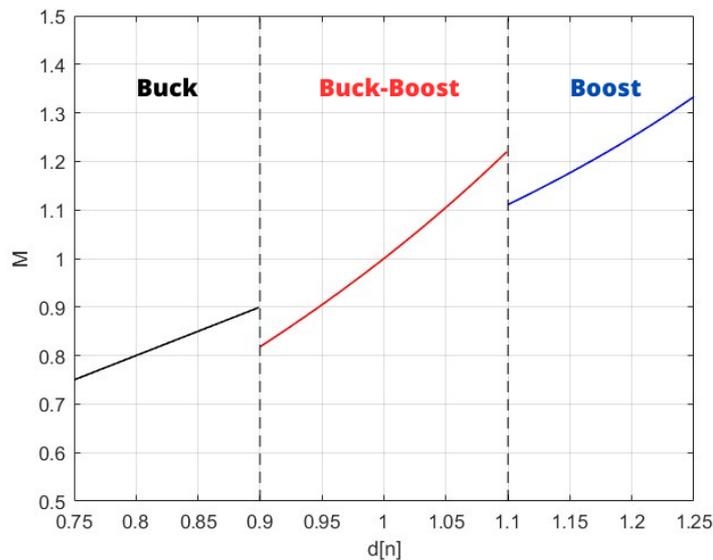


Figura 5.5 Ganancia en función de $d[n]$ para el modo Buck-Boost.

El método que se estudiará con más profundidad para conseguir la transición suave entre estados

es el funcionamiento como **Buck+Boost**. Se trata de conmutar las dos parejas de transistores al mismo tiempo. La primera de ellas con un *duty cycle* de valor $d_{buck}[n]$, y la segunda, con una relación $d_{boost}[n]$.

Observando las curvas de voltaje en el inductor (Figura 5.6), al igual que se hizo con las expresiones 5.1 y 5.3, se puede determinar la ganancia de voltaje obtenida con este modo de funcionamiento, la cual viene determinada por la relación 5.11.

$$M_{buck+boost} = \frac{d_{buck}[n]}{1 - d_{boost}[n]} \tag{5.11}$$

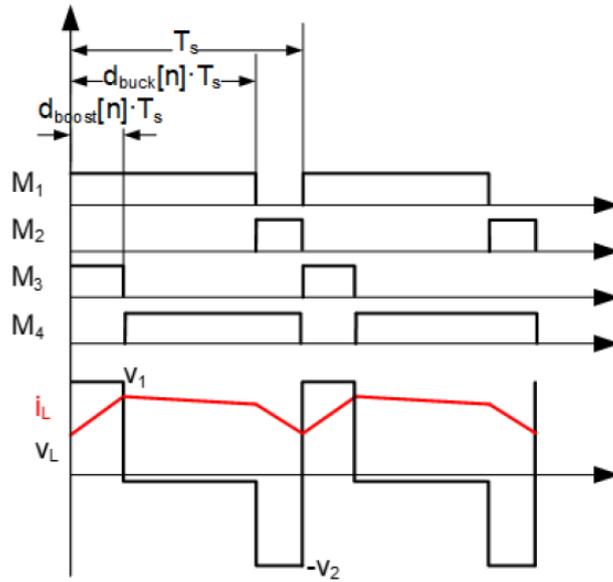


Figura 5.6 Curvas de funcionamiento del modo Buck+Boost.

La cuestión es encontrar las parejas de valores de $d_{buck}[n]$ y $d_{boost}[n]$ en función de $d[n]$ que permitan la continuidad del voltaje durante la zona muerta. Se propone en [2] realizar un mapeado bidimensional, cuyos ejes son los *duty cycles* mencionados. Se puede apreciar en la figura 5.7 las distintas zonas posibles: la zona muerta, la zona de funcionamiento Buck+Boost y los modos Buck y Boost. Estos últimos no son un área, si no que son los propios ejes.

Para realizar el salto entre estados (entre Buck y Buck+Boost, $A \Leftrightarrow B$, y entre Buck+Boost y Boost, $D \Leftrightarrow E$), se eligen los pares de relaciones de tal forma que la ganancia M se mantenga constante. La trayectoria $B \Leftrightarrow D$ se calculará a continuación. Por simplicidad se asumirá la relación 5.12. En el caso en que no se cumpliera, aparecería una ecuación más, no suponiendo un gran incremento en la dificultad del problema (los cálculos aparecen en [2]). Un esquema de la situación se representa en la figura 5.8.

$$d_{buck,max} = 1 - d_{boost,min} \tag{5.12}$$

Teniendo en cuenta la relación 5.11 y que en modo buck, $M = d[n]$, se puede concluir la expresión 5.13:

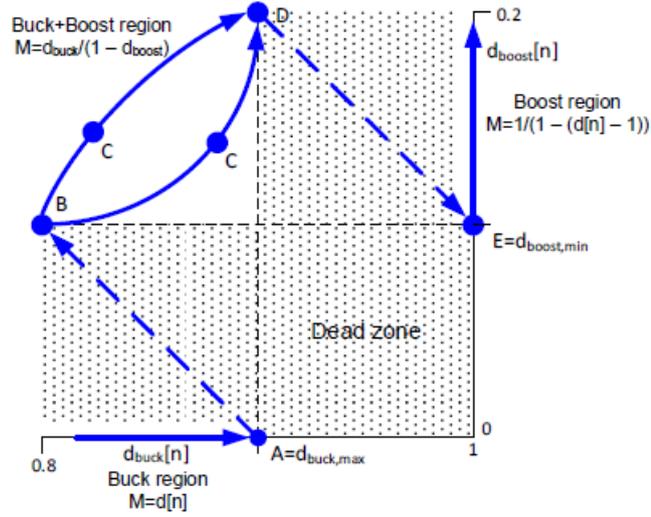


Figura 5.7 Plano con los posibles funcionamientos del convertidor.

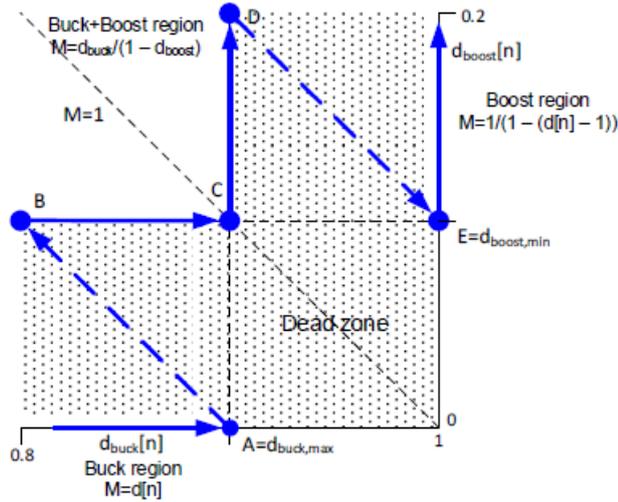


Figura 5.8 Trayectoria simplificada para la transición suave.

$$d_{buck}[n] = d[n](1 - d_{boost}[n]) \quad (5.13)$$

Una posibilidad, la cual es la que se muestra en el esquema 5.8, es fijar $d_{boost}[n]$ con el valor $d_{boost,min}$. Así pues estaría cubierta la trayectoria $B \Leftrightarrow C$, punto en el cual se alcanza $M = d[n] = 1$.

$$d_{buck}[n] = d[n](1 - d_{boost,min}) \quad (5.14)$$

Para la trayectoria $C \Leftrightarrow D$, se debe tener en cuenta la ganancia en función de $d[n]$ para el modo Boost (expresión 5.4) para asegurar la continuidad. Usando además la ganancia en modo Buck+Boost (ecuación 5.11), se puede obtener la relación que gobierna esta trayectoria:

$$d_{boost}[n] = 1 - (2 - d[n])d_{buck}[n] \quad (5.15)$$

De forma análoga a la trayectoria anterior, se fija $d_{buck}[n]$ con el valor $d_{buck,max}$. Así pues, se completa teóricamente la transición entre estados.

$$d_{boost}[n] = 1 - (2 - d[n])d_{buck,max} \quad (5.16)$$

Este método, según se verá en el capítulo 6, es el que proporciona unos resultados más precisos. La evolución teórica de la ganancia se muestra en la figura 5.9, donde se puede apreciar la continuidad en la transición entre estados. No obstante, se incurre en el inconveniente de involucrar un coste computacional mayor en el cálculo de los *duty cycles*. Es por ello que se aporta una solución simplificando las ecuaciones 5.14 y 5.16, a costa de introducir unas pequeñas discontinuidades, que se verán en el capítulo 6.

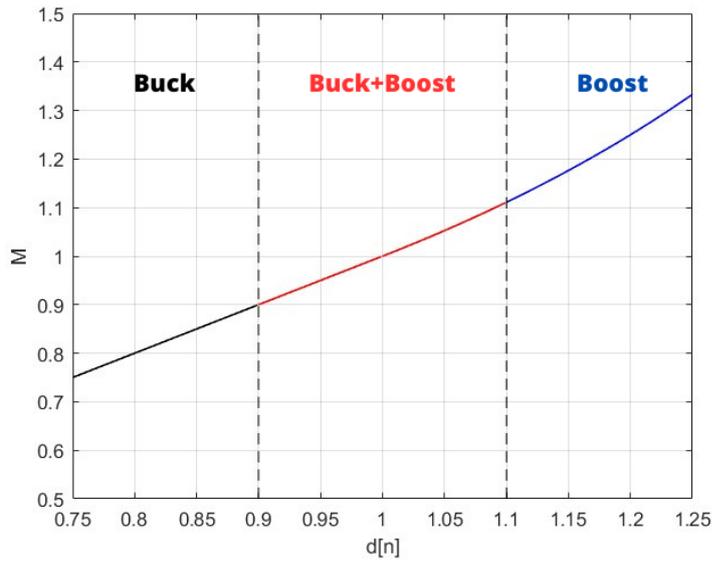


Figura 5.9 Ganancia teórica en función de $d[n]$ para el modo Buck+Boost.

La base de la simplificación es aproximar estas relaciones por sus series de Taylor, de tal forma que la ecuación 5.14 quedaría definida de la siguiente manera:

$$d_{buck}[n] = d_{buck}[n]|_B + \frac{\partial d_{buck}[n]}{\partial d[n]} (d[n]|_B - d[n]) \quad (5.17)$$

$$d_{buck}[n]|_B = d_{buck,B} = d[n](1 - d_{boost,min}) = d_{buck,max}(1 - d_{boost,min}) \quad (5.18)$$

Aproximando el valor de la derivada parcial $(1 - d_{boost,min})$ por 1, se tiene finalmente la ecuación simplificada que regiría la trayectoria B \Leftrightarrow C:

$$d_{buck}[n] \approx d_{buck,B} + d[n] - d_{buck,max} \quad (5.19)$$

Esta trayectoria finaliza en el punto C, donde $d_{buck}[n]$ alcanza el valor $d_{buck,max}$. Aquí comienza la trayectoria C \Leftrightarrow D, donde, de forma análoga, se sustituye $d_{boost}[n]$ por su serie de Taylor:

$$d_{boost}[n] = d_{boost}[n]|_C + \frac{\partial d_{boost}[n]}{\partial d[n]}(d[n]|_C - d[n]) \quad (5.20)$$

De la ecuación 5.19, se puede obtener el valor de $d[n]|_C$ y por tanto, de $d_{boost,C}$:

$$d[n]|_C = 2d_{buck,max} - d_{buck,max}(1 - d_{boost,min}) \quad (5.21)$$

$$d_{boost,C} = d_{boost,min} \quad (5.22)$$

De forma similar a lo realizado anteriormente, se aproxima ahora $d_{buck,max}$ por la unidad, de forma que la ecuación final queda según 5.23.

$$d_{boost}[n] = d_{boost,min} + d[n] - 2d_{buck,max} + d_{buck_B} \quad (5.23)$$

6 Simulaciones en MATLAB/Simulink

En este capítulo se mostrarán y analizarán los resultados obtenidos de la simulación del 4SBB en el programa de cálculo MATLAB/Simulink. Los valores de los parámetros del circuito y de la simulación aparecen en la tabla 6.1.

Tabla 6.1 Datos del circuito y de las simulaciones.

Frecuencia de conmutación	100 kHz
Voltaje de entrada	12 V
Voltaje a la salida	9V-16V
Capacitancia de entrada	80 μ F
Bloque de capacitancias a la entrada	25 μ F - 220 nF
Bloque de capacitancias a la salida	20 μ F - 220 nF
Inductancia	330 μ H
Carga de salida	50 Ω
dbuck,max	0.9
dboost,min	0.1
Tiempo de simulación	0.12 s

Para realizar las simulaciones, se han introducido unos valores $d[n]$ en función del tiempo, como muestra la figura 6.1. El primer tramo, en el que $d[n]$ toma valores entre 0 y 0.75, tiene la finalidad de que el circuito se acerque a la zona muerta en régimen permanente, para así evitar transitorios de encendido justo en la zona donde nos interesa la simulación. Una vez $d[n]$ llega a 0.75, este aumenta linealmente hasta 1.25, atravesando la zona muerta ([0.9-1.1]). Así pues, en la simulación se ven las tres zonas de funcionamiento: buck, zona muerta o de transición (marcada por las líneas rojas discontinuas) y boost.

A continuación, los resultados de las distintas técnicas de transición serán analizados, se detallarán las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas y se compararán dichos resultados con los predichos por la teoría.

6.1 Bypass.

Como se explicó en el capítulo 5, es la técnica más simple que se puede implementar, pues ninguno de los cuatro transistores conmutan durante esta transición. Sin embargo, esto derivaba en la pérdida total del control sobre la ganancia de voltaje.

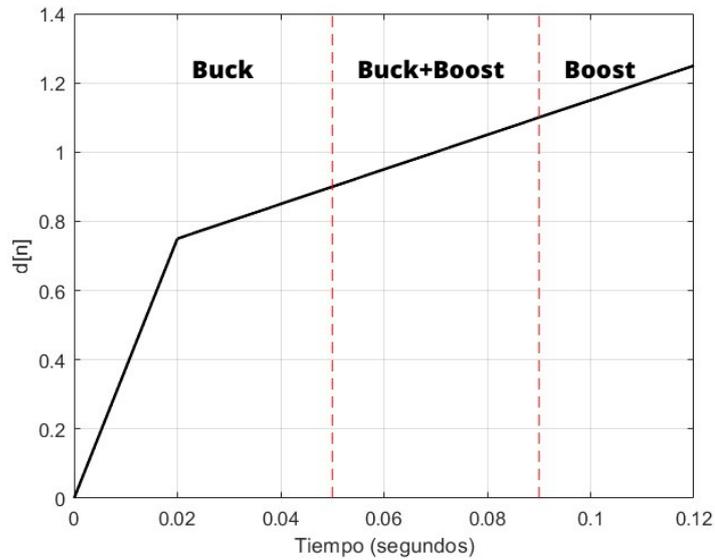


Figura 6.1 Valores de $d[n]$ en el tiempo.

En la figura 6.2 se muestra el resultado de la simulación. En concreto, se representa la ganancia en función de $d[n]$ para el tramo $d[n] \in [0.75, 1.25]$. Superpuesto a ella, aparece además el resultado teórico, el cual ayuda a su comparación.

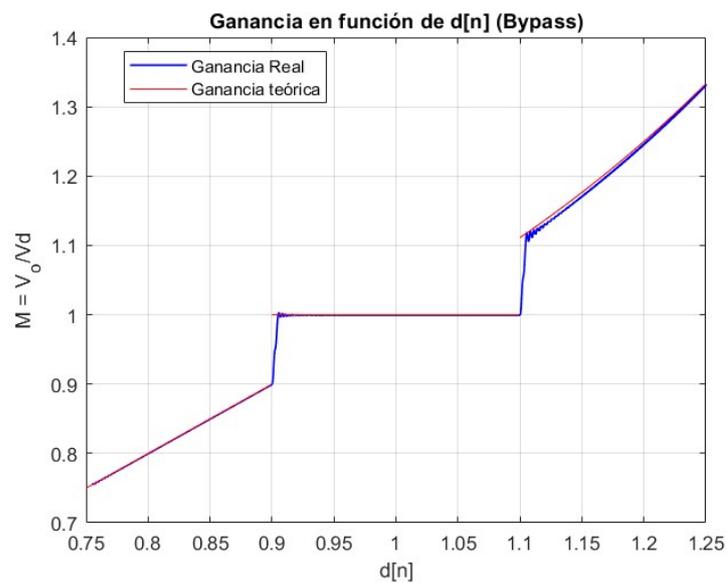


Figura 6.2 Simulación: Ganancia en función de $d[n]$ para modo bypass..

La correlación con la teoría es muy precisa, salvo por un pequeño transitorio al entrar en la región Boost, debido al cambio instantáneo en la conmutación de los transistores.

Efectivamente, hay un rango de ganancias no accesibles mediante este método, aproximadamente entre 0.9 y 1.1, además de sufrir grandes discontinuidades en el cambio de estados, lo cual induce a desechar esta técnica de transición.

6.2 Saturación.

Tras el *bypass*, se trata de la técnica más sencilla de implementar, la cual utiliza los valores saturados de los *duty cycles* durante la transición. En la figura 6.3 se representan los resultados de la simulación.

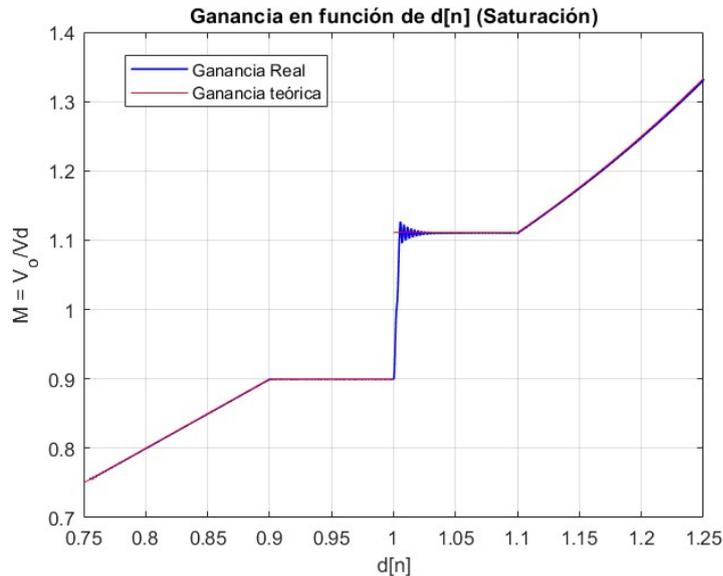


Figura 6.3 Simulación: Ganancia frente a $d[n]$ para modo de saturación.

Como se puede observar, el transitorio producido con esta técnica es incluso mayor que con la técnica del *bypass*, además de volver a perder todo el control sobre la ganancia en la zona muerta. Así pues, esta técnica no ofrece ninguna ventaja nueva sobre la anterior, por lo que tampoco será llevada a la práctica.

6.3 Buck-Boost.

Este método, a diferencia de los dos anteriores, sí que ofrece la ventaja de tener control sobre el circuito durante la zona muerta. Sin embargo, como se vio en el capítulo 5, la continuidad entre estados no se cumple. Esto se ratifica con la simulación realizada (figura 6.4).

La discontinuidad para la simulación realizada (entrada de 12 V) es de 1.3 V en el paso de Buck a Buck-Boost, y de casi 2 V en el paso de Buck-Boost a Boost (10% y 17%, respectivamente). Este porcentaje es algo mayor de lo predicho por la teoría, al no haberse tenido en cuenta los transitorios de cambio de modo.

Otro de los problemas que acarrea este método es un aumento en el rizado de corriente del inductor durante la zona muerta (figura 6.5). Teóricamente, el máximo rizado de corriente durante el modo Buck viene dado por la expresión 6.1, mientras que para el modo Buck-Boost, se determina mediante 6.2.

$$\max\{\Delta i_L\}_{buck} = \frac{V_{in} T_s}{4L} \quad (6.1)$$

$$\max\{\Delta i_L\}_{buck-boost} = \frac{V_{in} T_s}{2L} \quad (6.2)$$

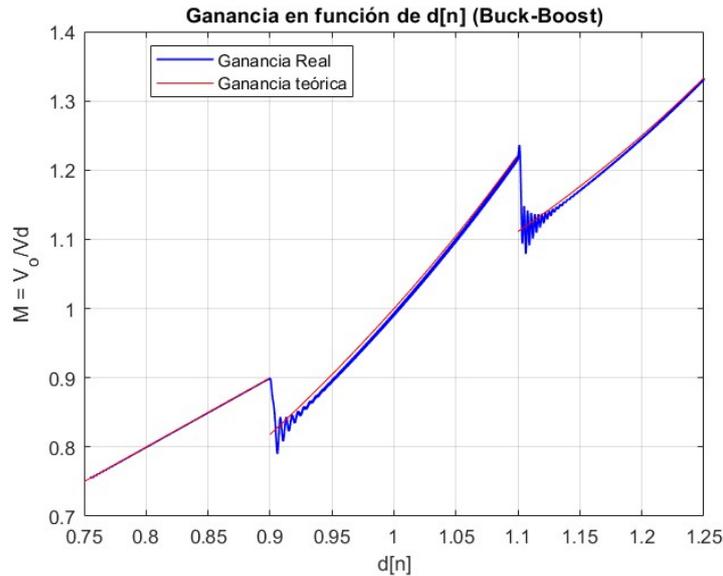


Figura 6.4 Simulación: Ganancia en función de $d[n]$ para modo Buck-Boost.

Esto es, por tanto, el doble de rizado durante la transición, lo cual perjudica la vida útil del convertidor. Según la simulación, se obtiene un rizado máximo de unos 80 mA durante el modo Buck, y de unos 180 mA durante el modo Buck-Boost, por lo que se confirma este problema de estrés en el inductor.

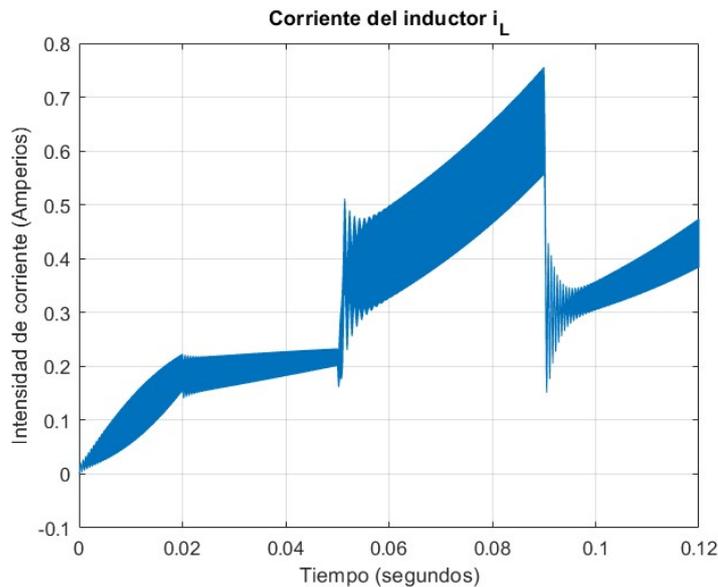


Figura 6.5 Rizado de la corriente en la bobina para el modo Buck-Boost.

6.4 Buck+Boost.

Este método, desde el punto de vista teórico, es el más prometedor para realizar la transición entre estados. A priori, es el único que, además de permitir el control del voltaje en la zona muerta, consigue transicionar entre estados de forma continua. En la figura 6.6 se muestra el voltaje de salida en función del tiempo que se obtiene de la simulación.

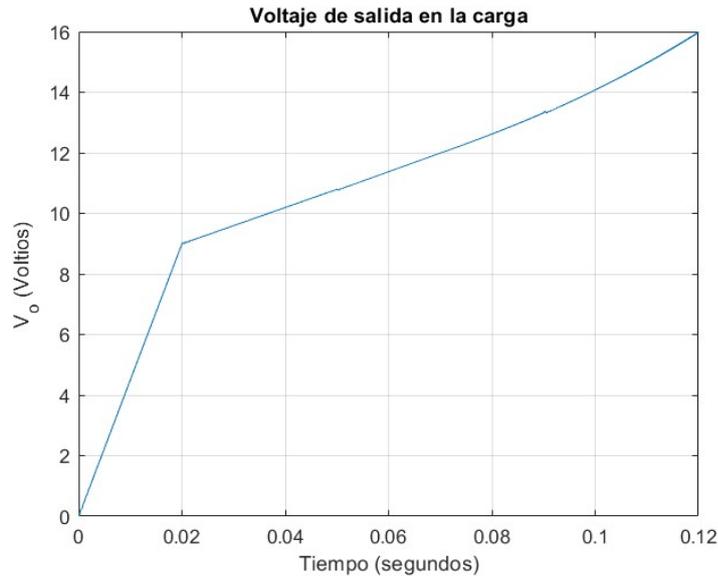


Figura 6.6 Simulación: Voltaje a la salida para modo Buck+Boost (ideal).

La salida se puede asumir prácticamente continua: los transitorios originan unos pequeños saltos, de 30 mV y 70 mV, respectivamente. En lo que concierne a la bobina, el rizado de corriente es considerablemente menor que para el método anterior, según se muestra en la figura 6.7. Además, el valor medio de esta corriente no aumenta con el cambio al modo Buck+Boost, como sí lo hacía notablemente el modo Buck-Boost, por lo que la reducción en el estrés de la bobina es una gran ventaja de este método.

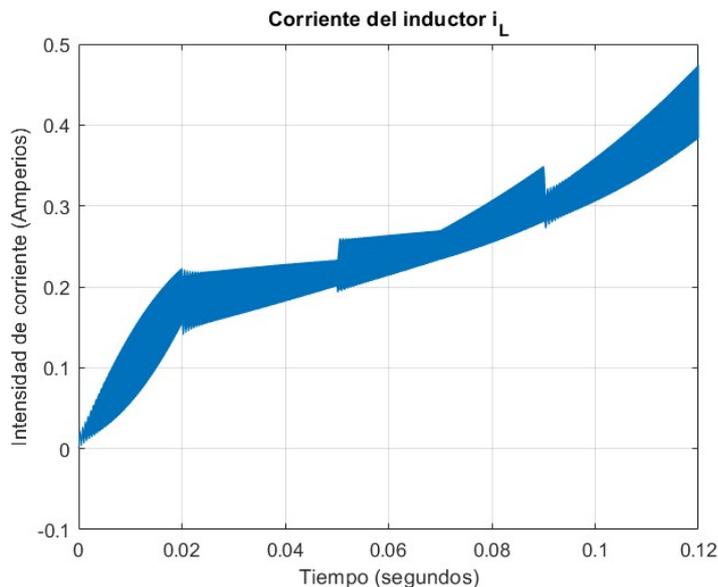


Figura 6.7 Simulación: Rizado de corriente en el inductor para método Buck+Boost (ideal).

Uno de los inconvenientes que presenta este método es un elevado coste computacional en el cálculo de los *duty cycles*, lo cual lleva a buscar la simplificación explicada en el capítulo 5. En la figura 6.8 se representa el voltaje de salida frente al tiempo. Al introducir esta simplificación, se produce una discontinuidad en el paso de zona de transición a zona Boost, de unos 420 mV (3.5%).

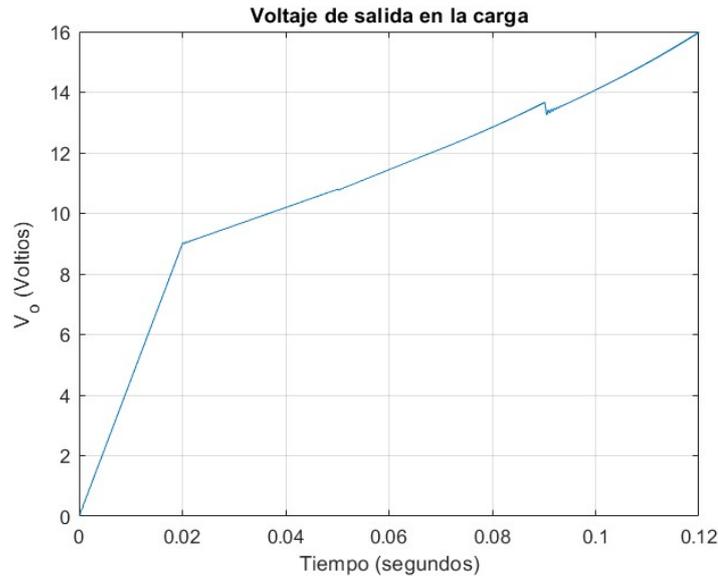


Figura 6.8 Simulación: Voltaje frente al tiempo para transición en modo Buck+Boost (linealizado).

De igual forma, se muestra también la curva de ganancia en función del parámetro $d[n]$ (Figura 6.9), donde también se puede apreciar el pequeño escalón al pasar al modo Boost.

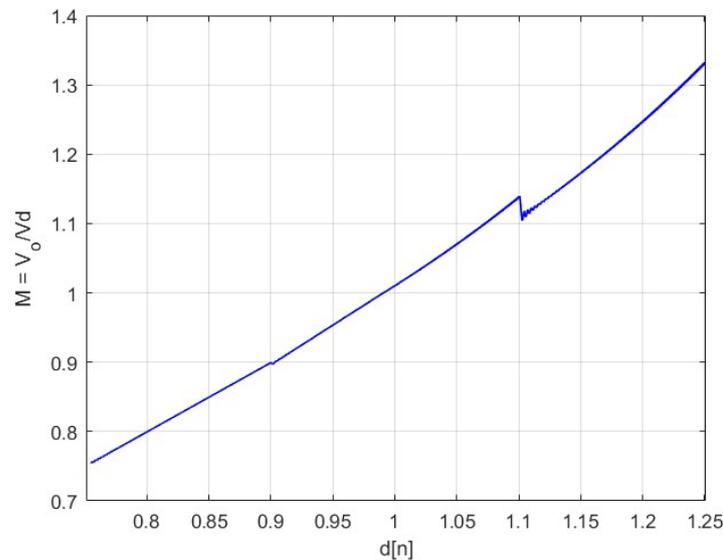


Figura 6.9 Simulación: Ganancia frente a $d[n]$ para modo Buck+Boost (linealizado).

Por lo que respecta a la intensidad en el inductor (figura 6.10), la forma de onda es muy similar, salvo en el momento de cambio al modo Boost, donde se produce una discontinuidad más brusca que en el caso sin linealizar. Concretamente, esta discontinuidad es un 62% mayor.

En [2] se propone un método para repartir la discontinuidad del voltaje entre los dos cambios de modo: de Buck a Buck+Boost y de Buck+Boost a Boost. Dicho método consiste en calcular la diferencia de ganancia en el momento de cambio de zona de transición a zona Boost, y restarle la mitad de esta cantidad a $d_{buck,B}$.

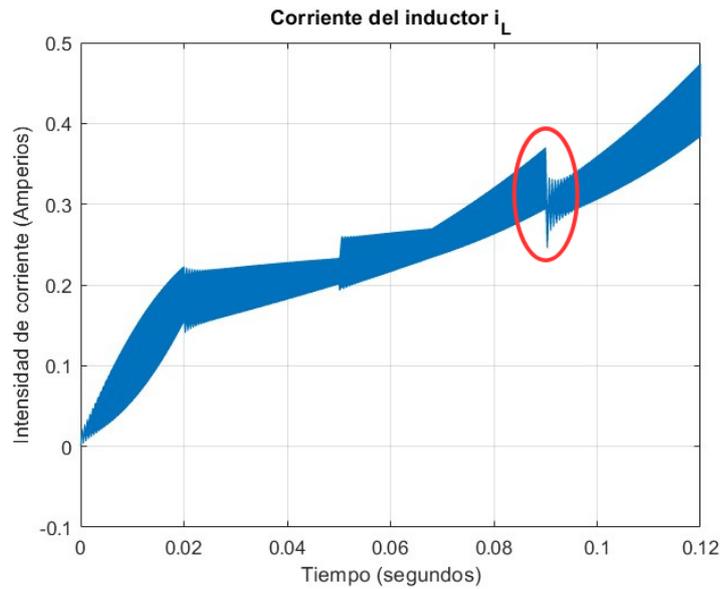


Figura 6.10 Simulación: Rizado de corriente para el modo Buck+Boost (linealizado).

$$d_{buck,B2} = d_{buck,B} - \Delta M/2 \quad (6.3)$$

donde

$$\Delta M = M_{buck+boost}|_D - M_{boost}|_E \quad (6.4)$$

siendo los puntos D y E los marcados en el esquema de la figura 5.8.

Los resultados de esta técnica aparecen en la figura 6.11. Las discontinuidades en el cambio entre estados pasan a ser de 212 mV y 161 mV, respectivamente, es decir, de un 1.75% y un 1.35%, frente al 3.5% que se tenía antes de realizar este reparto.

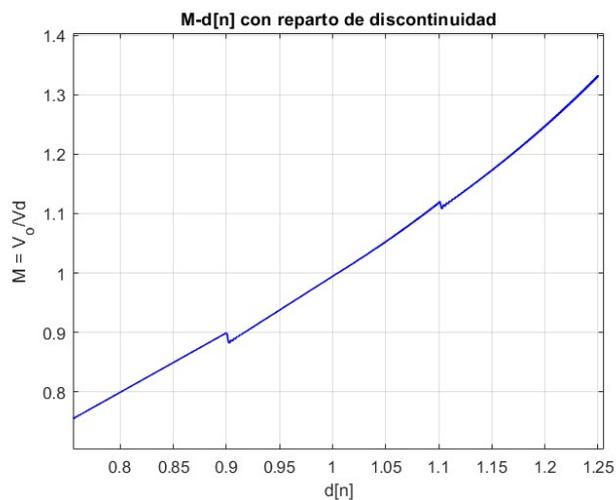


Figura 6.11 Simulación: Ganancia en función de $d[n]$ cuando se aplica un reparto de la discontinuidad..

Tabla 6.2 Comparación de discontinuidades en el voltaje para distintos métodos de transición.

Método de transición	Buck \Rightarrow Transición	Transición \Rightarrow Boost
Buck-Boost	10 %	17 %
Buck+Boost (ideal)	0.25 %	0.6 %
Buck+Boost (simplificado)	0.25 %	3.5 %
Buck+Boost (simplif. con reparto de discontinuidad)	1.75 %	1.35 %

En la tabla 6.2 se realiza una comparación de la continuidad que resulta de cada método estudiado en el cambio entre estados. Si bien es cierto el método Buck+Boost ideal obtiene los resultados más precisos, su alta carga computacional puede llevar a la decisión de optar por su variante simplificada con reparto de discontinuidad, pues esta última ofrece un compromiso entre coste de cálculo y precisión en los resultados.

7 Conclusiones y líneas futuras

El análisis que se ha realizado en este documento permite obtener una visión global del funcionamiento la topología 4SBB, demostrando ser altamente versátil para su aplicación como convertidor de apoyo a una red DC.

Las simulaciones han servido para valorar cualitativa y cuantitativamente las ventajas y desventajas de cada técnica de transición suave, demostrando ser la técnica Buck+Boost la más efectiva para conseguir una regulación precisa del voltaje a la salida.

Las líneas futuras de este proyecto serían el diseño del control del convertidor y la validación experimental de la teoría expuesta. Dicho control se realiza en el lenguaje de programación VHDL (Very High Speed Hardware Description Language), específico para aplicaciones electrónicas.

Con esto, sería posible la operación del convertidor en todos los modos de funcionamiento. Sería de gran interés obtener la respuesta real del dispositivo ante las distintas técnicas analizadas, pudiéndose medir de alguna forma el coste computacional que involucra cada una de ellas. También sería interesante poder medir las pérdidas asociadas a la conmutación en el convertidor real, pues de ello dependerá el tamaño del sistema de refrigeración asociado.

La optimización de cada detalle en la distribución de potencia eléctrica pone de manifiesto los exigentes requisitos de la certificación aeronáutica en cuanto a eficiencia, peso, tamaño y fiabilidad, lo cual supone un incremento en la complejidad del problema.

Índice de Figuras

2.1	Topologías básicas de convertidores.	5
2.2	Convertidor buck-boost	5
2.3	Convertidor Cúk	5
2.4	Convertidor flyback	6
2.5	Convertidor directo	6
2.6	Clasificación de convertidores DC/DC bidireccionales	7
3.1	Esquema de microrred con convertidor de soporte	9
3.2	Esquema de controlador PI	10
4.1	Circuito conmutador básico.	11
4.2	Convertidor Buck.	12
4.3	Distribución de la corriente del convertidor Buck.	13
4.4	Control de convertidor reductor.	13
4.5	v_L e i_L en modo de conducción continua (buck).	13
4.6	Límite de conducción continua.	14
4.7	Modo de conducción discontinua.	15
4.8	Convertidor boost.	15
4.9	Distribución de la corriente del convertidor boost.	15
4.10	v_L e i_L en modo de conducción continua (boost).	16
4.11	Límite del modo de conducción continua del convertidor elevador	16
5.1	Esquema y control del Four-Switch Buck-Boost	19
5.2	Formas de onda para modos de funcionamiento (a) Buck y (b) Boost	20
5.3	Ganancia de voltaje frente a $d[n]$	21
5.4	Ganancia teórica frente a $d[n]$ para los modos bypass y saturación	22
5.5	Ganancia en función de $d[n]$ para el modo Buck-Boost	22
5.6	Curvas de funcionamiento del modo Buck+Boost	23
5.7	Plano con los posibles funcionamientos del convertidor	24
5.8	Trayectoria simplificada para la transición suave	24
5.9	Ganancia teórica en función de $d[n]$ para el modo Buck+Boost	25
6.1	Valores de $d[n]$ en el tiempo	28
6.2	Simulación: Ganancia en función de $d[n]$ para modo bypass.	28
6.3	Simulación: Ganancia frente a $d[n]$ para modo de saturación	29
6.4	Simulación: Ganancia en función de $d[n]$ para modo Buck-Boost	30
6.5	Rizado de la corriente en la bobina para el modo Buck-Boost	30

6.6	Simulación: Voltaje a la salida para modo Buck+Boost (ideal)	31
6.7	Simulación: Rizado de corriente en el inductor para método Buck+Boost (ideal)	31
6.8	Simulación: Voltaje frente al tiempo para transición en modo Buck+Boost (linealizado)	32
6.9	Simulación: Ganancia frente a $d[n]$ para modo Buck+Boost (linealizado)	32
6.10	Simulación: Rizado de corriente para el modo Buck+Boost (linealizado)	33
6.11	Simulación: Ganancia en función de $d[n]$ cuando se aplica un reparto de la discontinuidad.	33

Índice de Tablas

6.1	Datos del circuito y de las simulaciones	27
6.2	Comparación de discontinuidades en el voltaje para distintos métodos de transición	34

Bibliografía

- [1] Suzanne Emanuelle Tavares et al., *Bidirectional power converter with adaptive controller applied in direct-current microgrid voltage regulation*, Institute of Electrical and Electronic Engineers (2017).
- [2] Miguel Fernández et al., *Smooth-transition simple digital pwm modulator for four-switch buck-boost converters*, electronics (2021).
- [3] Gottapu Lithesh et al., *Review and comparative study of bi-directional converters*, International Power and Renewable Energy Conference (2021).
- [4] Ned Mohan, *Electrónica de potencia*, 3 ed., McGraw Hill, 2009.
- [5] V. Fernão Pires et al., *Control of bidirectional quadratic dc-dc converters for storage support of dc power grids*, International Conference on Renewable Energy Research and Applications (2018).
- [6] Bharath K R et al., *Control of bidirectional dc-dc converter in renewable based dc microgrid with improved voltage stability*, International Journal of Renewable Energy Research (2018).