



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA ALIMENTACIÓN DE TELÉFONO MÓVIL

TRABAJO FIN DE GRADO

**INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA**

AUTOR: LIDIA FABRA CUENCA

TUTOR: SALVADOR ORTS GRAU

COTUTOR: FERNANDO IBÁÑEZ ESCOBAR

ENERO DE 2022

RESUMEN

El principal objetivo del presente Trabajo fin de grado es el diseño de un alimentador que proporcione una tensión continua de 5 V para cargar teléfonos móviles a partir de la red de alterna monofásica.

En primer lugar, se ha estudiado la problemática de la alimentación de dispositivos de baja potencia. Para ello se han analizado las diferentes configuraciones del circuito de potencia y los modos de conducción. También se han comparado los tipos de control más empleados, en modo tensión y modo corriente, con sus ventajas e inconvenientes.

Como solución adoptada se ha seleccionado la configuración *Flyback* trabajando en modo de conducción discontinua (DCM), por ser la más adecuada para la aplicación propuesta. Se ha realizado el diseño de la etapa de potencia determinando las características del transformador y de los semiconductores a emplear.

El tipo de control elegido es en modo corriente de pico (CIC). Una vez determinadas las características y diseñado el convertidor, se ha obtenido un modelo linealizado del sistema y se ha diseñado el compensador adecuado.

La etapa de potencia y de control se han simulado en el programa Orcad Capture, para comprobar que la respuesta del modelo es estable y rápida frente a variaciones, tanto de la tensión de entrada como de la carga.

Palabras clave: alimentación de teléfonos móviles, convertidores electrónicos de potencia, configuración *Flyback*, modo conducción discontinua, control modo corriente de pico.

ABSTRACT

The main objective of this final degree project is the design of a power supply that provides a continuous voltage of 5 V to charge mobile phones from the single-phase alternating network.

First of all, the problem of feeding low-power devices has been studied. For this, the different configurations of the power circuit and the driving modes have been analysed. We have also compared the most used types of control, in voltage mode and current mode, with their advantages and disadvantages.

As the adopted solution, the *Flyback* configuration working in discontinuous driving mode (DCM) has been selected, as it is the most suitable for the proposed application. Then, the characteristics of the transformer and power semiconductors have been determined.

The type of control chosen is in peak current mode (CIC). Once the characteristics of the circuit have been determined, a linearized model of the system has been obtained and the appropriate compensator has been designed.

The power and control stage have been simulated in the Orcad Capture program, to verify that the response of the model is stable and fast in the face of variations, both in the input voltage and the load.

Key words: mobile phone power supply, electronic power converters, Flyback configuration, discontinuous conduction mode, peak current mode control.

ÍNDICE

DOCUMENTO 1: MEMORIA

1 Antecedentes.....	8
2 Objeto del proyecto	8
3 Introducción.....	9
3.1 Especificaciones	13
3.2 Requerimientos	13
4 Soluciones alternativas	14
4.1 Convertidores AC/DC	14
4.1 Convertidores DC/DC	16
4.2.1 Convertidor tipo BUCK o reductor:	17
4.2.2 Convertidor tipo BUCK-BOOST o reductor-elevador:.....	19
4.2.3 Convertidores con aislamiento:	20
4.2 Tipos de conducción.....	23
4.2.1 Conducción en modo continua (CCM).....	23
4.2.2 Conducción en modo discontinua (DCM).....	23
4.3 Tipos de control.....	24
4.3.1 Control modo tensión	24
4.3.2 Control modo de corriente de pico (CIC).....	25
4.3.3 Control modo de corriente media (ACC)	26
4.4 Justificación de la solución adoptada	27
5 Descripción detallada de la solución adoptada.....	28
5.1 Diseño rectificador	28
5.1.2 Condensador de filtrado	29
5.2 Diseño etapa de potencia	30
5.2.1 Inductancia mínima para DCM	30
5.2.2 Análisis DC y cálculo condensador del filtro	32
5.3 Diseño etapa de control	37
5.3.1 Funciones de transferencia	37
5.3.2 Diseño del compensador.....	40
5.3.3 Cálculo de los componentes del filtro del compensador	43

6 Simulaciones.....	45
6.1 Circuito Buck-Boost.....	45
6.2 Circuito Flyback	47
6.2.1 Respuesta estacionaria.....	47
6.2.2 Respuesta transitoria.....	48
7 Conclusiones.....	51
8 Bibliografía.....	52

DOCUMENTO 2: PLANO

Plano 01: Circuito equivalente Buck Boost.....	55
Plano 02: Circuito completo convertidor Flyback.....	56

DOCUMENTO 3: PLIEGO DE CONDICIONES

1 Ejecución	58
1.1 Especificaciones de la ejecución	58
1.2 Control de la ejecución	59
2 Normativa	59

DOCUMENTO 4: PRESUPUESTO

1 Mano de obra.....	61
2 Licencias software	62
3 Materiales	62
4 Presupuesto total.....	63

Índice de figuras

Figura 1. Generaciones de teléfono móvil. [12].....	10
Figura 2. Esquema y señal de un rectificador de media onda.[16].....	15
Figura 3. Esquema de un rectificador de doble onda con filtro.	15
Figura 4. Señal de salida de un rectificador de doble onda con filtro.[6]	16
Figura 5. Circuito de un convertidor Buck o reductor	17
Figura 6: Esquema del funcionamiento de los estados ON y OFF del convertidor Buck.[14]	18
Figura 7: Corriente de la bobina del convertidor Buck en modo de conducción discontinua.[8]	18
Figura 8: Circuito de un convertidor Buck-Boost o reductor-elevador	19
Figura 9: Esquema del funcionamiento de los estados ON y OFF del convertidor Buck-Boost.[14]	20
Figura 10: Esquema del convertidor aislado tipo Flyback.....	21
Figura 11: Esquema del funcionamiento de los estados ON y OFF del convertidor Flyback.[17].....	22
Figura 12: Esquema del convertidor aislado tipo Forward.	22
Figura 13: Circuito de etapa de potencia y etapa de control en modo tensión.[9]	25
Figura 14: Diagrama de bloques de etapa de potencia y etapa de control en modo CIC.[10].....	26
Figura 15: Diagrama de bloques de control en modo corriente media.....	27
Figura 16. Esquema del rectificador y el convertidor Flyback.	28
Figura 17: Convertidor Buck-Boost.[8]	31
Figura 18: Gráfica de la corriente por la bobina.....	35
Figura 19: Diagrama de bode de la función de transferencia G_{vc}	40
Figura 20: Diagrama de bode de la función de transferencia T_v	42
Figura 21: Esquema de la etapa del compensador.....	43
Figura 22: Diagrama de bode de la función de transferencia T_v con valores normalizados.	44
Figura 23: Circuito de la etapa de potencia y control del convertidor Buck Boost.	45
Figura 24: Gráfica de la corriente en la bobina del convertidor Buck Boost.	46
Figura 25: Gráfica de la tensión a la salida del convertidor Buck Boost.	46
Figura 26: Circuito con el rectificador y la etapa de potencia y control del convertidor Flyback.	47
Figura 27: Gráfica de la corriente en el bobinado del transformador en comportamiento estacionario. 48	
Figura 28: Gráfica de la tensión de salida y la tensión media de salida en comportamiento estacionario.	48
Figura 29: Gráfica de la tensión en el condensador del rectificador.	49
Figura 30: Gráfica de las corrientes en el bobinado primario y secundario del transformador.	49
Figura 31: Gráfica del escalón de carga en la tensión de salida.	50
Figura 32: Gráfica de la variación de tensión de salida en el momento del escalón.	50
Figura 33: Gráfica de la tensión media y la tensión a la salida del convertidor.	51



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA ALIMENTACIÓN DE TELÉFONO MÓVIL

TRABAJO FIN DE GRADO

**INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA**

DOCUMENTO 1: MEMORIA

AUTOR: LIDIA FABRA CUENCA

TUTOR: SALVADOR ORTS GRAU

COTUTOR: FERNANDO IBÁÑEZ ESCOBAR

ENERO DE 2022

1 Antecedentes

La mayoría de los dispositivos eléctricos y electrónicos que se emplean, tanto en el ámbito doméstico como industrial, incluyen una fuente de alimentación conmutada. El estudio de los convertidores electrónicos de potencia es una de las materias que se imparten en el plan de estudios del grado en Electrónica Industrial y Automática. Entre otros, se estudian las fuentes de alimentación conmutadas (convertidores DC/DC) fundamentalmente en conducción continua. Uno de los principales objetivos en el diseño de este tipo de convertidores es que su eficiencia sea muy alta y, con este fin, se diseñan en muchas ocasiones para trabajar en conducción discontinua. Se ha elegido este tema de trabajo por el interés en profundizar en el conocimiento de los convertidores aplicados en dispositivos reales, mediante el diseño y simulación de uno de ellos, un cargador de teléfono móvil. Para completar además los estudios cursados en este tema, se pretende emplear un convertidor con topología aislada y diseñarlo para que trabaje en conducción discontinua, para aumentar la eficiencia del mismo.

2 Objeto del proyecto

El objetivo de este proyecto es el diseño teórico de un circuito para alimentación de teléfonos móviles basado en un convertidor de potencia DC/DC tipo *Flyback* en conducción discontinua y modo corriente de pico.

La alimentación del circuito es alterna monofásica de 230 V y 50 Hz, que debemos rectificar y filtrar. A partir de ella, el convertidor *Flyback* deberá conseguir una tensión continua de 5 V a la salida y ofrecer una corriente máxima de 3 A para la carga de la batería de un teléfono móvil.

Tras finalizar el planteamiento de las etapas de potencia y control que forman el circuito del convertidor *Flyback*, se simulará el circuito diseñado para comprobar que cumple las especificaciones establecidas.

Además, la realización de este trabajo permite profundizar en el manejo de softwares de ingeniería como Mathcad y Orcad que se han empleado para el diseño y la simulación de nuestro circuito.

3 Introducción

En la actualidad, el teléfono móvil forma parte de nuestro día a día y se ha convertido en un elemento esencial que siempre llevamos con nosotros. No vamos a ninguna parte sin él. Uno de los principales motivos es el hecho de que nos mantiene comunicados con el resto del mundo. Ya sea por redes sociales o por internet, podemos hablar con cualquier persona en cualquier momento, o estar informados de lo que pasa en el mundo con un simple clic. Además de esto, lo usamos también como sustituto a otros objetos como calculadora, calendario, reloj, cámara de fotos, etc.

La evolución de los teléfonos móviles ha avanzado exponencialmente durante la historia, y en la actualidad sigue creciendo a medida que avanza la tecnología.

Desde su invención a finales del siglo XIX, este dispositivo ha sido un descubrimiento esencial para la sociedad. En un principio, los teléfonos eran difíciles de transportar debido a su tamaño y peso, pero gracias al avance de la electrónica hemos sido capaces de mejorar las características de dichos dispositivos y así ir adaptándolos a nuestras necesidades a medida que avanza la humanidad. En un principio los teléfonos móviles solo se utilizaban para realizar llamadas, y poco a poco se fue actualizando con la incorporación de funciones multimedia y de entretenimiento. Además, inicialmente eran un instrumento de lujo y con un coste muy elevado y con el tiempo se han ido popularizando y abaratando, siendo hoy en día un elemento fundamental en nuestra vida. Y no solo el software fue renovado, sino también el aspecto de los teléfonos móviles, que fueron disminuyendo de tamaño y peso, y desaparecieron los botones para dar paso a la pantalla táctil como principal medio de interacción.

Podemos distinguir cinco etapas o generaciones de teléfonos móviles a lo largo de la historia, que son las que se observan en la *figura 1*:



Figura 1. Generaciones de teléfono móvil. [12]

Primera generación (1G): Fue muy importante ya que significó el inicio de la comunicación inalámbrica entre dos personas.

Segunda generación (2G): Caracterizada por la aparición del conocido Nokia. En esta generación se alcanza una mayor calidad de voz.

Tercera generación: (3G): La mejora de la seguridad de las comunicaciones, el aumento de la capacidad de recepción de datos y la posibilidad de la conexión a internet representan esta generación. El avance de este tipo de tecnología hizo posible la aparición del denominado *Universal Mobile Telecommunication System (UMTS)*.

Cuarta generación (4G): Sin duda la más revolucionaria de las etapas hasta la fecha, la tecnología 4G nos ofrece una alta velocidad en los servicios de estos dispositivos, con la posibilidad de usar internet de forma eficiente sin necesidad de conectarse a la red wifi.

Quinta generación (5G): Es la etapa en la que nos encontramos actualmente. Esta evolución surge de la necesidad de ampliar la conexión en zonas donde hay una cantidad elevada de dispositivos funcionando a la vez y de mejorar la latencia de las comunicaciones. En la actualidad se está estudiando cómo aumentar la velocidad, pero

sobre todo destaca la capacidad del usuario de poder conectarse con todo lo que le rodea, como automóviles, electrodomésticos o robots. Este hecho se denomina «el internet de las cosas» (conocido como IoT o *Internet of things* en su terminología anglosajona).

Pero no podemos hablar de la evolución de los teléfonos móviles sin comentar la parte más importante de estos dispositivos, que normalmente no se tiene muy en cuenta porque no se ve a simple vista y que es el objeto de estudio. La batería es un componente esencial cuando hablamos de la autonomía del teléfono móvil. La duración de dichos dispositivos depende de la batería. Si se descarga o se estropea el teléfono móvil no te sirve de nada.

A pesar de lo rápido que avanza la tecnología actualmente, la autonomía de los teléfonos móviles está condicionada por el tiempo de descarga de la batería. Aquí es donde entra en juego el cargador de móvil. Gracias a este dispositivo, podemos cargar la batería en un determinado tiempo, que depende de la capacidad de la batería y las características del cargador.

La primera llamada que se realizó con el teléfono móvil la hizo Martin Cooper, directivo de Motorola, a su mayor rival en el desarrollo de esta tecnología. En este prototipo de teléfono móvil la autonomía era de media hora y se tardaba alrededor de diez horas en cargar la batería, algo que hoy en día resulta imposible de asumir.

Para solucionar el problema de la autonomía en los teléfonos móviles se han hecho diferentes cambios respecto a las baterías. Uno de ellos ha sido el cambio de materiales que formaba parte de dicho componente. Las primeras baterías estaban hechas con Cadmio o Níquel, y debías esperar a que se descargara completamente para poder cargarla, debido a que podían formarse cristales en el material interior que reducían la vida útil de esta. Este hecho es conocido como el «efecto memoria». Por tanto, se produjo un cambio en los componentes y se empezó a usar el Litio. Dicho material aporta una mayor vida útil a la batería, dado que no produce el comentado efecto memoria, aporta mayor capacidad energética y es un material más ligero, por lo además ayuda en la reducción del peso del dispositivo.

Otro de los cambios que se hicieron respecto a las baterías fue la posibilidad de reemplazarlas. De esta manera, no hacía falta deshacerse del teléfono móvil cuando la

batería dejaba de funcionar. Simplemente debías quitar la parte de la carcasa donde se encontraba la batería extraíble y cambiarla por otra.

Pero como todo lo nuevo, existen ventajas, pero también inconvenientes. El hecho de utilizar el Litio hace que la batería no resista tan bien a las altas temperaturas. Si usas excesivamente ciertas aplicaciones como videojuegos, la batería se calienta y esto produce que se desgaste más rápido.

Junto a la mejora de las propias baterías de los móviles también es muy importante evolucionar con los cargadores de dichas baterías, ya que entre ambas mejoras se consigue una mayor autonomía. Por tanto, no solo hay que centrarse en mejorar la batería, sino también hay que estudiar cómo mejorar la carga de la misma.

Los cargadores proporcionan tensión y corriente continua a la batería para su carga. Para ello, se emplean normalmente fuentes de alimentación conmutadas, que son convertidores electrónicos de potencia tipo DC/DC que se conectan a la salida de un rectificador (convertidor AC/DC). Las fuentes conmutadas son dispositivos que mediante la conmutación de transistores transforman la energía eléctrica que reciben en un rango controlado de tensiones a la salida continuas.

En general, dependiendo del tipo de conversión de energía necesario, hay 4 tipos diferentes de convertidores de potencia.

- Convertidores AC/DC (rectificador): Convierte la corriente alterna de la entrada en una corriente continua mediante puentes de diodos, ya sea con puentes de media onda (1 diodo) o de onda completa (4 diodos).
- Convertidores DC/DC (troceador): Transforma la corriente continua a la entrada de un valor de tensión a otro.
- Convertidor DC/AC (inversor): A partir de una señal continua a la entrada, permite conseguir una tensión alterna senoidal a la salida del circuito.

- Convertidor AC/AC (regulador de alterna): Proporciona a la salida una tensión alterna con un voltaje y una frecuencia de diferente magnitud a la tensión alterna que hay en la entrada del circuito.

En este trabajo se plantea el diseño de las etapas de potencia y el control de un cargador para teléfonos móviles.

3.1 Especificaciones

A continuación, se detallan las especificaciones de partida para el diseño del sistema:

Tensión de entrada al sistema: Red eléctrica alterna monofásica 230 V/50 Hz.

Tensión de salida del convertidor: 5 V continua.

Rizado máximo admisible respecto tensión salida: 5%

Corriente de salida: 3 A.

Potencia salida: 15 W.

Frecuencia de conmutación: 50 kHz.

Rizado máximo en el bus de continua del rectificador de entrada: 20 V.

Resistencia de sensado primario: 0.033 Ω .

3.2 Requerimientos

A partir de las especificaciones, se deduce que se necesita diseñar un circuito electrónico de potencia que permita a partir de la red eléctrica, alimentar la batería de un teléfono móvil a 5 V y con una potencia máxima de 15 W. Deberá emplearse un rectificador (AC/AC) y un convertidor DC/DC que consiga reducir la tensión continua rectificadora al nivel de la tensión de salida requerida.

Se debe diseñar un sistema de control lo más robusto posible que asegure la tensión de salida respondiendo de forma rápida y estable a posibles perturbaciones.

Por último, se simulará el sistema con el fin de comprobar el correcto funcionamiento y prestaciones del diseño realizado.

4 Soluciones alternativas

El objetivo principal que debemos conseguir es transformar la tensión de la red eléctrica que tenemos a la entrada del circuito en una tensión continua de 5 V a la salida.

Lo primero que se debe estudiar son los tipos de convertidores que hay, sus características, y cómo funcionan dependiendo del tipo de conducción: conducción continua (CCM) o discontinua (DCM).

Tras esto se analiza la etapa de control, diferenciando entre modo tensión o modo corriente.

4.1 Convertidores AC/DC

Hay varias alternativas para la implementación del rectificador de la tensión de la red eléctrica que se pueden utilizar, siendo las siguientes las más comunes:

- **Media onda:** mediante un diodo se corrige la onda que le llega de manera que solo deja pasar un tipo de polaridad, o positiva o negativa, anulando la otra. En la *figura 2* se muestra el esquema del rectificador y las señales de entrada y salida.

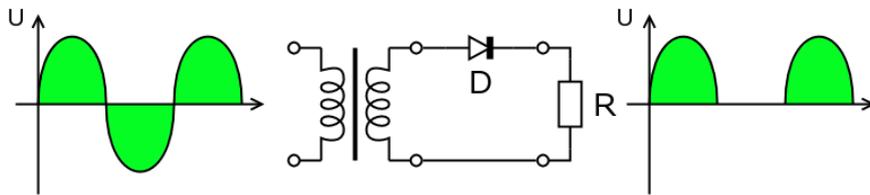


Figura 2. Esquema y señal de un rectificador de media onda.[16]

- Doble onda: corrige la onda cambiando uno de los semiciclos (positivo o negativo) en el otro, y dando así una tensión continua con una sola polaridad. Este tipo de rectificador está formado por un puente de 4 diodos. Véase el esquema en la *figura 3*.

En el semiciclo positivo pueden conducir los diodos D_1 y D_4 , mientras que D_2 y D_3 están polarizados inversamente.

En el semiciclo negativo son D_1 y D_4 los que están polarizados inversamente, por tanto pueden conducir D_2 y D_3 .

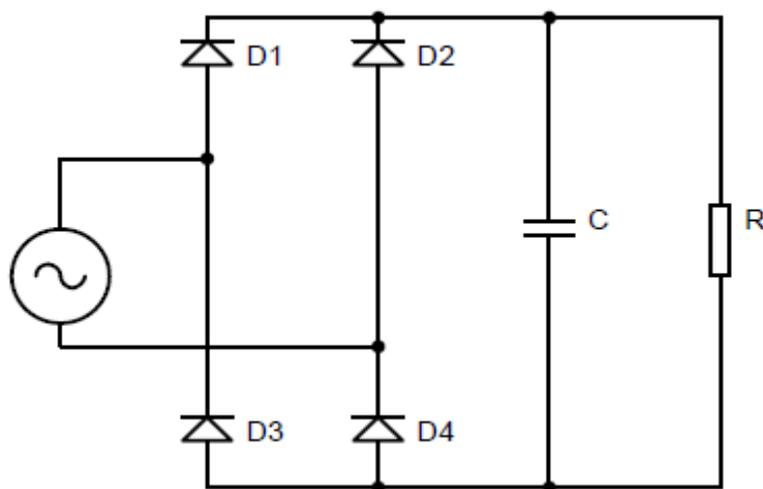


Figura 3. Esquema de un rectificador de doble onda con filtro.

En la *figura 4* se muestra como sería la forma de onda de la señal de salida.

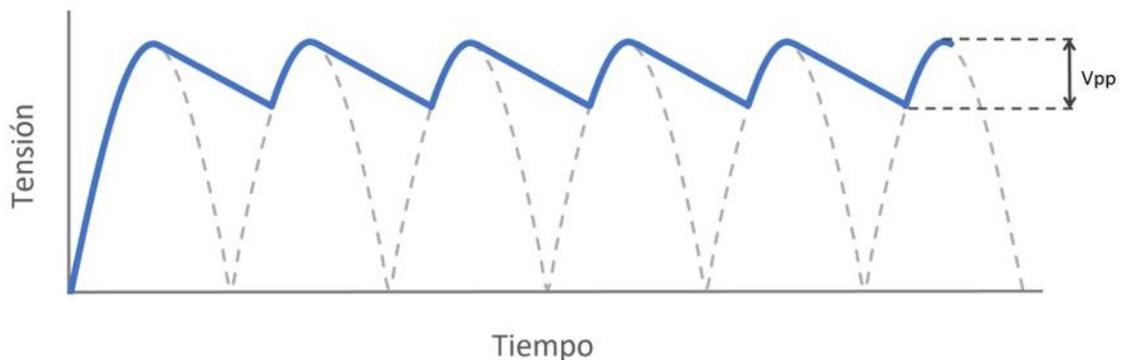


Figura 4. Señal de salida de un rectificador de doble onda con filtro.[6]

4.1 Convertidores DC/DC

El convertidor DC/DC es un dispositivo electrónico capaz de cambiar el valor de tensión que le llega a la entrada por otros valores, pudiendo reducir o aumentar dicha tensión dependiendo del tipo de convertidor.

Los semiconductores que forman parte del convertidor actúan como interruptores, abriendo y cerrando el circuito mediante señales controladas y así obtener a la salida los valores de tensión deseados.

Para poder explicar mejor las diferencias entre los tipos de convertidores que existen, antes debemos hablar de los modos de conducción.

- Modo de conducción continua (*continuous conduction mode* o CCM): La corriente que pasa por la bobina no se anula en ningún intervalo. La tensión de salida es independiente de la carga y las pérdidas por conducción son pequeñas.
- Modo de conducción discontinua (*discontinuous conduction mode* o DCM): La corriente que pasa por la bobina es nula en ciertos intervalos. Al contrario que en el caso anterior, la tensión a la salida depende de la carga y las pérdidas por conducción son elevadas.

Dependiendo del tipo de conducción que se utilice, el comportamiento del convertidor funciona de una manera u otra. Vamos a examinar dicho comportamiento en los tipos de convertidores más utilizados.

4.2.1 Convertidor tipo BUCK o reductor:

Este convertidor DC/DC proporciona a la salida una tensión de menor magnitud que la tensión en la entrada.

El diseño del circuito está basado en un filtro paso bajo (formado por una bobina y un condensador), además de un interruptor que trocea la tensión de entrada. La carga del circuito es la resistencia conectada a la salida del filtro. El diodo permite la descarga de la energía de la bobina en los tramos de no conducción del interruptor. (*figura 5*)

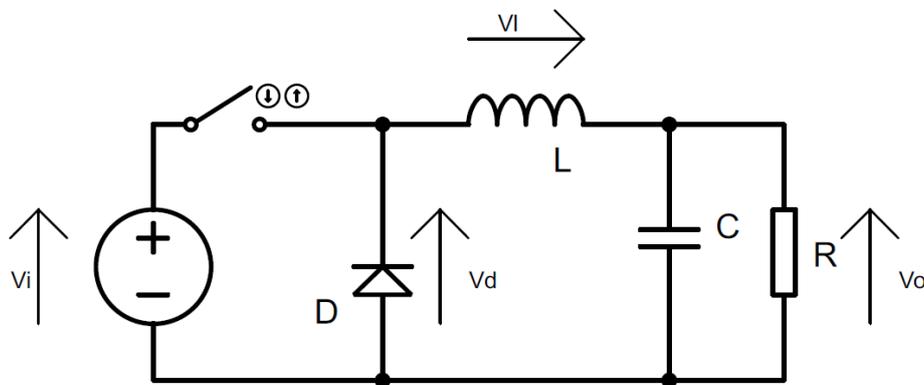


Figura 5. Circuito de un convertidor Buck o reductor

Para estudiar el comportamiento del convertidor vamos a suponer que el interruptor es ideal. Primero vamos a analizar el funcionamiento en corriente continua. Para ello tenemos que diferenciar dos etapas o estados (*figura 6*):

Estado ON ($0 < t < DT$): el interruptor está cerrado y el diodo está polarizado inversamente, de modo que la corriente no circula por él. De este modo la corriente I_L pasa por la bobina y aparece una tensión positiva V_L .

Estado OFF ($DT < t < T$): Ahora el interruptor está abierto y no pasa corriente. La corriente almacenada en la bobina, en forma de campo magnético, se descarga y pasa por el diodo, ahora polarizado de forma directa.

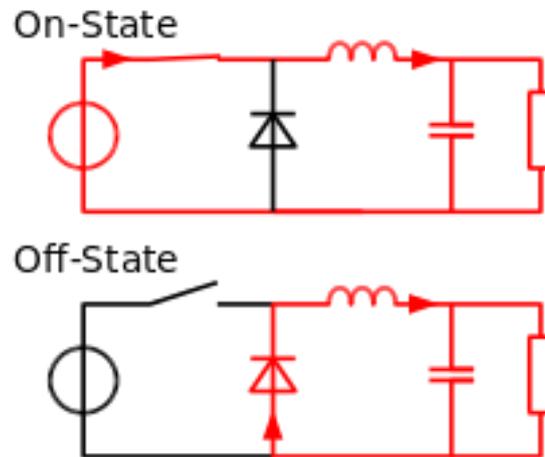


Figura 6: Esquema del funcionamiento de los estados ON y OFF del convertidor Buck.[14]

En conducción continua la corriente por la bobina nunca se anula. Sin embargo, cuando la corriente de la bobina I_L llega a tener un valor nulo durante el intervalo de no conducción del interruptor, se considera funcionamiento en conducción discontinua, tal y como se muestra en la **figura 7**. Esto se debe a que cuando el interruptor está abierto (estado OFF) la bobina se descarga hasta tener valor de 0.

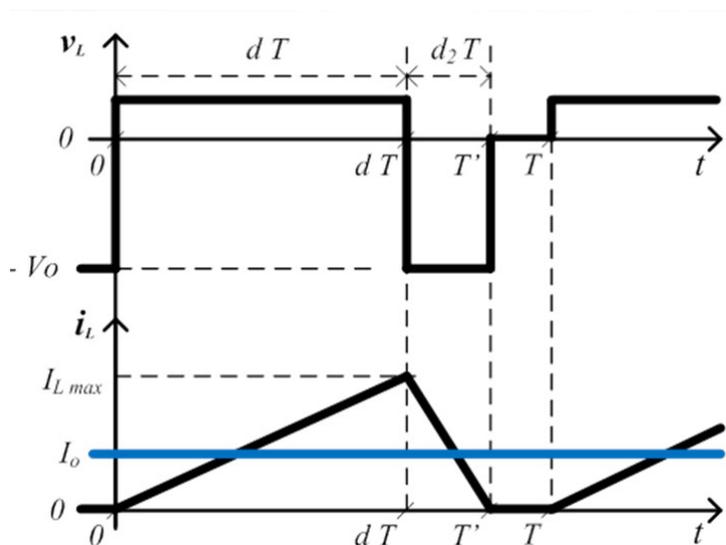


Figura 7: Corriente de la bobina del convertidor Buck en modo de conducción discontinua.[8]

De este modo aparece una nueva etapa en el funcionamiento del circuito, en la que la bobina no tiene ya energía, y la única corriente que circula por el circuito es la aportada por el condensador a la carga.

En cualquier caso, el ciclo de trabajo D permite controlar la tensión de salida a un valor inferior al de entrada.

4.2.2 Convertidor tipo BUCK-BOOST o reductor-elevador:

Este tipo de convertidor actúa como reductor o elevador dependiendo del valor del ciclo de trabajo D .

Si $D > 0.5$ la tensión de salida es mayor que la entrada, actúa como elevador.

Si $D = 0.5$ la tensión de entrada y salida son iguales en módulo.

Si $D < 0.5$ la tensión de salida es menor que la entrada, actúa como reductor.

Una de las características de este tipo de convertidor es que la tensión de salida tiene signo contrario a la tensión de entrada. Los componentes que forman el circuito son los mismos que en el convertidor *Buck* anterior, pero posicionados de la forma que se observa en la *figura 8*.

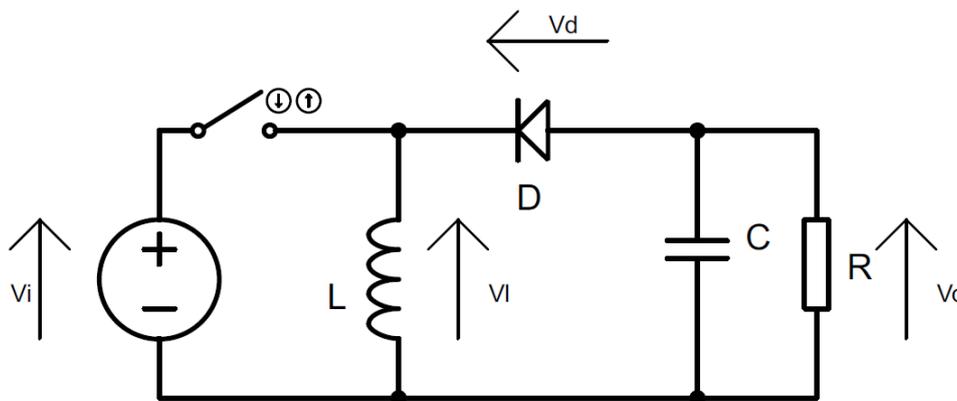


Figura 8: Circuito de un convertidor Buck-Boost o reductor-elevador

Una vez más, analizamos primero el comportamiento en conducción continua, que consta de dos estados, mostrados en la *figura 9*.

Estado ON ($0 < t < DT$): El interruptor está cerrado y el diodo polarizado inversamente. De modo que la corriente sale de la fuente de tensión de entrada y circula por el camino de la bobina, donde aparece una tensión V_d . El condensador es el que se encarga de que le llegue corriente a la resistencia de carga en este intervalo.

Estado OFF ($DT < t < T$): Cuando el interruptor está cerrado, funciona de manera similar al estado Off de un convertidor *Buck*. La energía almacenada en la bobina en el estado anterior proporciona corriente que va hacia el condensador y la resistencia de carga, y de ahí pasa por el diodo que está polarizado de forma directa.

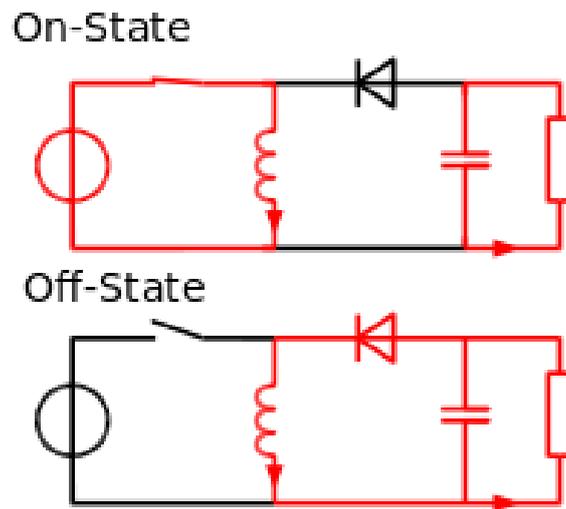


Figura 9: Esquema del funcionamiento de los estados ON y OFF del convertidor Buck-Boost.[14]

El funcionamiento en conducción discontinua se da cuando la corriente de la bobina llega al valor de 0 A en el tramo de descarga, cuando el interruptor está desconectado. Llega un momento en el estado OFF en el cual la bobina ya no tiene energía que aportar al circuito.

Dado que este tipo de convertidor permite aumentar y reducir la tensión a la salida, no es una buena alternativa, porque lo que se desea es únicamente reducir la tensión de entrada. Se desaprovecharía la mitad del rango del ciclo de trabajo.

4.2.3 Convertidores con aislamiento:

Los convertidores mencionados hasta el momento son convertidores estáticos sin aislamiento, pero existe otro tipo de convertidores llamados convertidores aislados. La diferencia entre unos y otros es que los convertidores aislados presentan un aislamiento galvánico al poseer un transformador de alta frecuencia, que separa entrada y salida y las une mediante una relación de transformación que depende de las características deseadas.

Un ejemplo de convertidor aislado es el convertidor *Flyback*, también conocido como convertidor de retroceso. Su esquema es el mostrado en la **figura 10**. En ella la bobina L modeliza la inductancia de magnetización del primario del transformador.

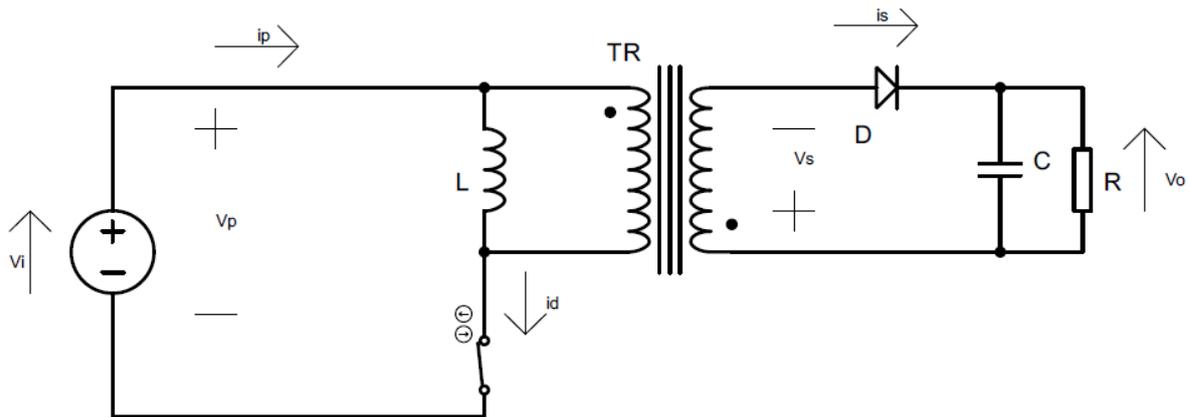


Figura 10: Esquema del convertidor aislado tipo *Flyback*

Su funcionamiento es similar al convertidor *Buck-Boost* visto anteriormente, pero en este caso se tiene, además, un transformador de alta frecuencia.

Estado ON ($0 < t < DT$): cuando el interruptor está cerrado, la tensión de entrada pasa por la bobina primaria y aparece una V_p positiva, creando un campo magnético entre ambas bobinas. El bobinado secundario presenta una tensión negativa y como el diodo está polarizado inversamente no circula corriente en esta parte del circuito. La carga recibe la energía del condensador. En este tramo se almacena energía en el núcleo del transformador.

Estado OFF ($DT < t < T$): Con el interruptor abierto, en la parte del bobinado primario no circula corriente. La energía almacenada en el campo magnético sale al circuito por la bobina secundaria hacia el diodo, ahora polarizado de forma directa, y cargando el condensador y la resistencia de carga.

Las dos etapas mostradas en la **figura 11** corresponden al modo conducción continua.

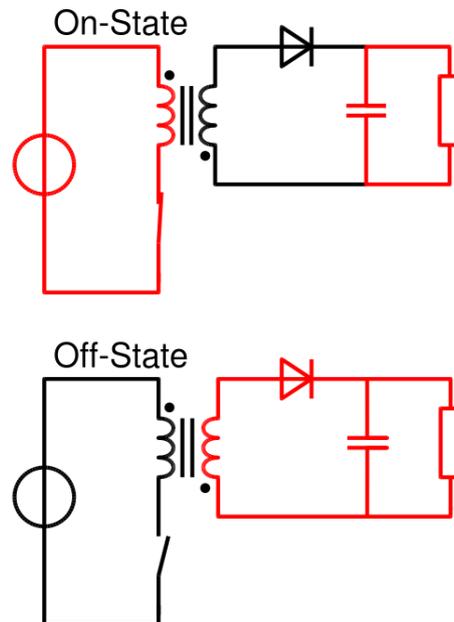


Figura 11: Esquema del funcionamiento de los estados ON y OFF del convertidor Flyback.[17]

La conducción discontinua tiene un tercer intervalo donde el transformador está desmagnetizado porque ya ha transferido toda la energía al sistema, y por consiguiente la corriente es nula.

Otro tipo de convertidor con aislamiento es el convertidor *Forward*, mostrado en la *figura 12*.

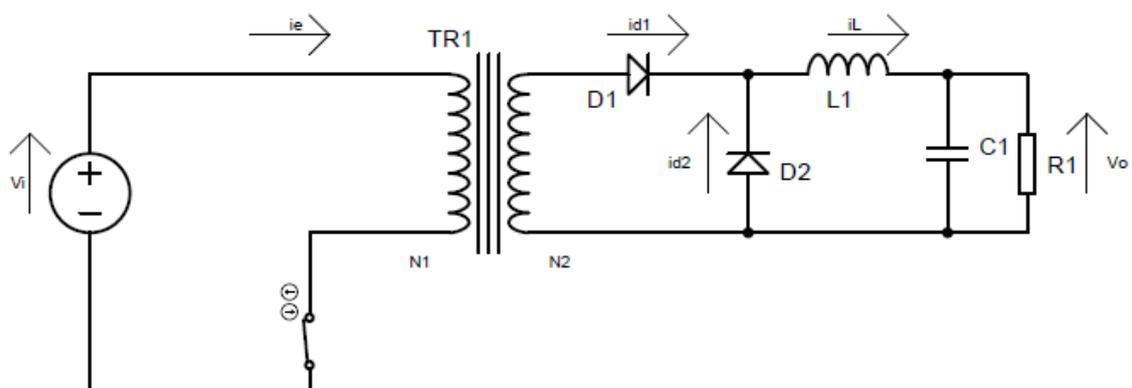


Figura 12: Esquema del convertidor aislado tipo Forward.

Este tipo de convertidor, polarizado de forma directa, hace que durante la etapa de conducción del transistor toda la energía pase directamente a la carga.

- Estado ON ($0 < t < DT$): En esta etapa, donde el interruptor está cerrado, la energía se almacena en la inductancia, pasando previamente por el transformador y el diodo D1 colocado de forma directa.
- Estado OFF ($DT < t < T$): cuando se abre el interruptor, la energía almacenada en la bobina se va al condensador y a la carga, cerrando el circuito mediante el diodo D2.

Existen otros tipos de convertidores, como el *Push-Pull* o el convertidor Puente que se utilizan para frecuencias más altas.

4.2 Tipos de conducción

Para ver cuál de los dos tipos de conducción es más apropiado para este proyecto, se hace un estudio de las características de cada uno de ellos.

4.2.1 Conducción en modo continua (CCM)

La conducción en modo continua presenta las siguientes características principales:

- Existe un cero en el semiplano derecho del plano complejo. Circuito de control más complejo para evitar la inestabilidad.
- Corrientes de pico bajas en diodos y MOSFET.
- Respuesta transitoria más lenta que en DCM.
- Pérdidas por conducción son pequeñas.
- Condensador de salida de valor bajo.

4.2.2 Conducción en modo discontinua (DCM)

Como propiedades principales de la conducción en modo discontinua destacan:

- Menor inductancia de primario que en CCM, por tanto, el transformador es más pequeño.
- Actúa como un sistema de primer orden al no existir un cero en el semiplano derecho del plano complejo. Circuito de control más sencillo.

- Se eliminan las pérdidas por recuperación inversa en el diodo, por lo que disminuye las pérdidas en el transistor.
- Respuesta transitoria más rápida que en CCM.
- Pérdidas por conducción elevadas.
- Corrientes de pico elevadas en diodos y MOSFET.
- Óptima para aplicaciones de baja potencia de salida ($V_o = 5\text{ V}$, $P < 50\text{ W}$)

4.3 Tipos de control

Una vez analizados los tipos de convertidores que forman la etapa de potencia se procede a explicar tres de los principales tipos de control que se pueden emplear: modo tensión, modo corriente media y modo corriente de pico.

4.3.1 Control modo tensión

Se basa en conocer la tensión de salida para compararla con la deseada y mediante el ciclo de trabajo ajustar dicho valor, para controlar la energía que aporta la inductancia de la etapa de potencia. Mediante el divisor de tensión se saca la muestra de tensión de salida que luego pasa al compensador que compara dicha señal con la deseada y genera una acción de control en función del error entre la tensión de salida y la de referencia. Tras esto el modulador se encarga de controlar el transistor dependiendo de la señal transmitida por el compensador.

Véase el esquema de control en modo tensión en la *figura 13*.

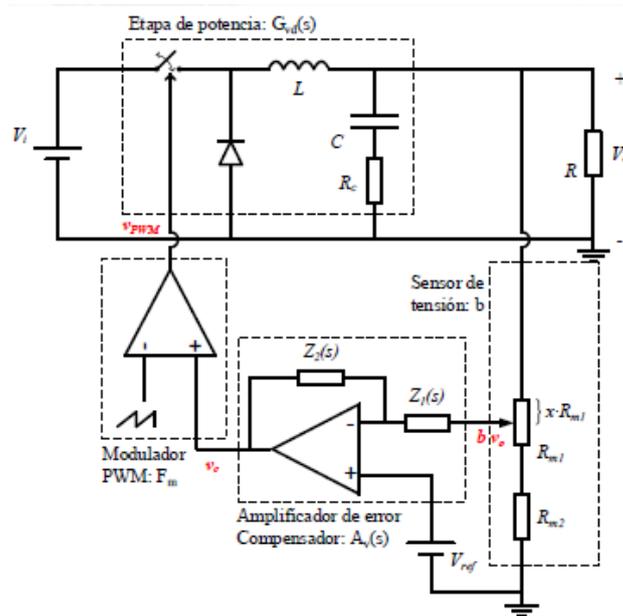


Figura 13: Circuito de etapa de potencia y etapa de control en modo tensión.[9]

Este tipo de control es fácil de diseñar, dado que tienen un único lazo de tensión, además presenta poco ruido. Sin embargo, la respuesta frente a variaciones en la tensión de entrada es lenta, y es difícil controlar los equilibrios de flujo en los transformadores.

4.3.2 Control modo de corriente de pico (CIC)

Este tipo de control se caracteriza por emplear dos lazos de regulación como se aprecia en la **figura 14**. El lazo externo es el lazo de control de la tensión de salida. Con el fin de dar mayor robustez al sistema, incluye un segundo lazo de regulación, el lazo interno de corriente. Su principio de funcionamiento consiste en analizar una muestra del valor de la tensión de salida mediante el divisor de tensión, que luego pasa al compensador para ver la diferencia con la señal deseada y calcular el error. A su vez, se toma una muestra de la corriente que circula por la bobina de la etapa de potencia, que luego es comparada con el valor de error calculado. De modo que conociendo dicho error se puede ajustar el pico de corriente que pasa a través de la bobina. Cuando la suma de la tensión sensada V_n y la de la rampa externa V_e es igual al error, el valor de V_R será 1. Dicho valor entra al biestable Flip-Flop que controla el transistor dependiendo de los valores de V_R y de la señal de reloj V_{CK} .

Si V_{CK} es 1, el transistor conduce.

Si V_{CK} es 0 y V_r es 1 el transistor deja de conducir.

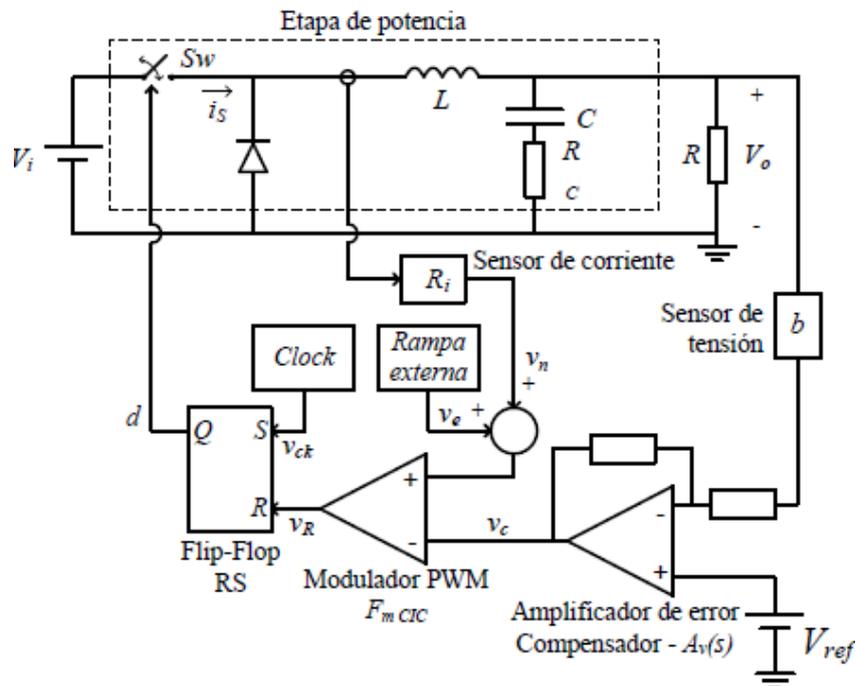


Figura 14: Diagrama de bloques de etapa de potencia y etapa de control en modo CIC.[10]

El control en modo corriente de pico está formado por dos lazos de realimentación, un lazo de tensión a la salida y otro lazo de corriente. Además, limita la corriente en cada pulso, lo que protege a los semiconductores, y presenta una gran facilidad de conectar convertidores en paralelo.

Como inconveniente presenta una mayor dificultad de medir la corriente de forma precisa y con el ancho de banda deseado, y necesita compensar la pendiente de la señal de rampa cuando los ciclos de trabajo tienen valores por encima del 50%.

4.3.3 Control modo de corriente media (ACC)

Como en el modo CIC, en este tipo de control también incluye dos lazos de regulación, externo de tensión e interno de corriente, como se observa en la **figura 15**. En este caso se toman dos muestras, una de la corriente que pasa por la bobina, sensor R_i , y otra de la tensión de salida, sensor β . Una vez se tienen estos valores, ambos pasan por un regulador de corriente y uno de tensión, consiguiendo así un control doble de las dos variables.

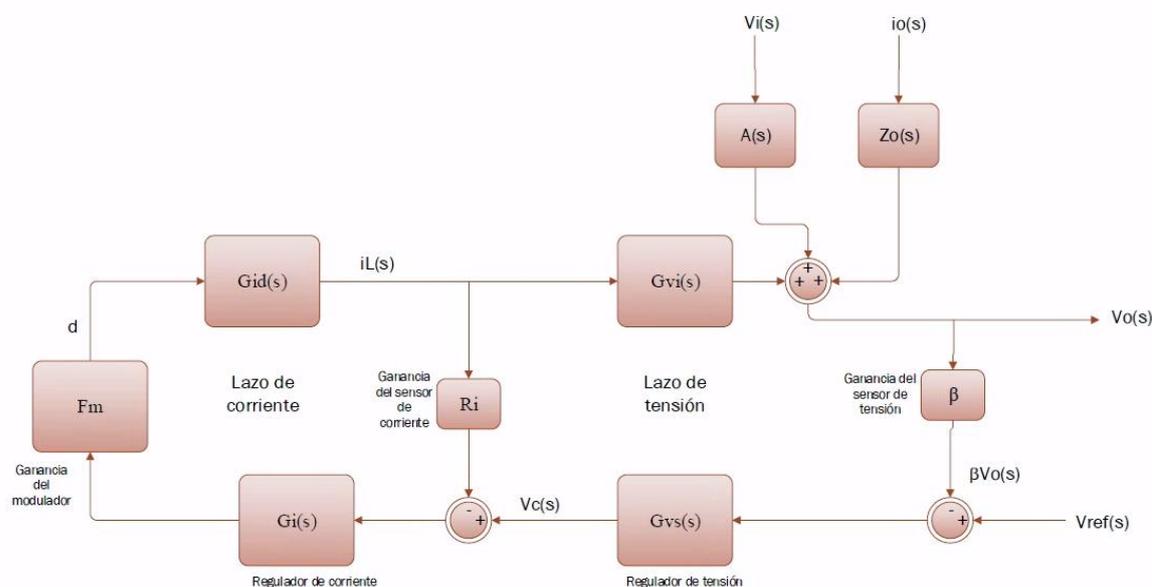


Figura 15: Diagrama de bloques de control en modo corriente media

4.4 Justificación de la solución adoptada

Una vez explicados los tipos de convertidores, su funcionamiento en corriente continua y discontinua y los tipos de control, se ha decidido diseñar un convertidor *Flyback* que funcione en modo corriente discontinua y con control en modo corriente de pico.

Para la rectificación de la tensión de la red eléctrica se ha escogido el rectificador de onda completa, que corrige la onda cambiando uno de los semiciclos (positivo o negativo) en el otro, aprovechando así todos los ciclos. Este tipo de rectificador está formado por un puente de 4 diodos.

El tipo de convertidor elegido ha sido el convertidor *Flyback* porque tiene la ventaja que, como se ha dicho anteriormente, al ser un convertidor aislado posee un transformador que separa las tensiones de entrada y salida y es más sencillo ajustar dichas tensiones mediante la relación de los bobinados primario y secundario. Además, el rango de tensión admisible a la entrada es mayor, y presenta una eficiencia del 80% – 95%.

Respecto a la elección de conducción en CCM o DCM, vistas las características de ambos tipos, se ha escogido el modo en corriente discontinua ya es óptima para aplicaciones de baja potencia de salida.

Por último, la decisión de utilizar el modo en corriente de pico viene determinada por el hecho de que en el lazo interno se puede controlar los picos de corriente que se puedan dar en la bobina, y la respuesta es más rápida que en control por modo tensión.

Una vez explicado el motivo de la solución adoptada, se pasa a diseñar el circuito del convertidor.

5 Descripción detallada de la solución adoptada

5.1 Diseño rectificador

El convertidor *Flyback* es un convertidor DC/DC con aislamiento. Dado que la señal de entrada es de corriente alterna monofásica, debemos añadir un rectificador a la entrada del convertidor para conseguir pasar de una tensión alterna monofásica a una tensión continua (figura 16). Será necesario, además, determinar el valor del condensador de filtrado de la tensión rectificada para reducir el rizado de la misma a valores admisibles.

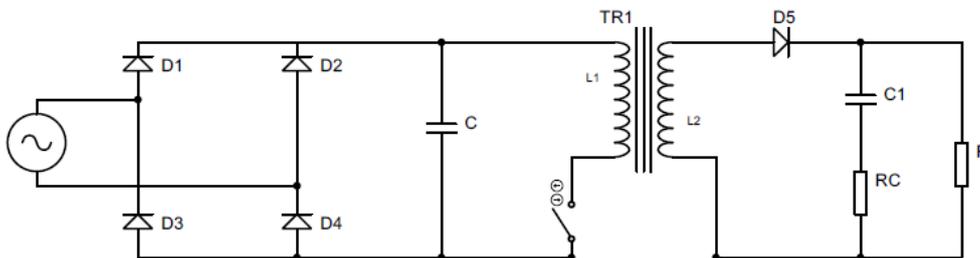


Figura 16. Esquema del rectificador y el convertidor *Flyback*.

Fijando una tensión de rizado de 20 V, la variación de tensión a la salida del rectificador, es decir a la entrada del *Flyback*, queda comprendida entre una V_{\max} de 325 V y una V_{\min} de 305 V. Sabemos que la corriente máxima a la salida (I_o) es de 3 A y la tensión a la salida que queremos obtener (V_o) es de 5 A. Con estos datos podemos calcular la resistencia de carga y la potencia a la salida. La resistencia de carga representa el consumo del teléfono móvil al convertidor *Flyback* cuando se está cargando

$$R = \frac{V_o}{I_o} = 1.667 \, \Omega \quad (1)$$

$$P = \frac{V_o^2}{R} = 15 \, \text{W} \quad (2)$$

La frecuencia de conmutación (f) es de 50 kHz, por tanto, el período de conmutación (T) será:

$$T = \frac{1}{f} = 20 \mu\text{s} \quad (3)$$

Conociendo la potencia de carga, se procede al diseño del filtro del rectificador de entrada.

5.1.2 Condensador de filtrado

Para calcular el condensador del rectificador de entrada se usa la siguiente expresión:

$$C_r = \frac{P_i}{V_{riz} \cdot f_{riz} \cdot V_{dc}} \quad (4)$$

Para ello, primero se necesita conocer la potencia de entrada (P_i). Suponemos que la eficiencia es del 95%, por tanto:

$$P_i = \frac{P}{0.95} = 15.789 \text{ W} \approx 16 \text{ W} \quad (5)$$

La tensión media se calcula mediante el promedio de la tensión máxima (V_{max}) y la tensión mínima (V_{min}):

$$V_{dc} = \frac{V_{max} + V_{min}}{2} = 315 \text{ V} \quad (6)$$

Con una frecuencia de rizado de $f_{riz} = 100 \text{ Hz}$, la tensión de rizado $V_{riz} = 20 \text{ V}$ y aplicando las ecuaciones (5) y (6) en la ecuación (4), se obtiene que el condensador de filtrado es $C_r = 25.03 \mu\text{F}$. Se escoge un valor normalizado del condensador de $25 \mu\text{F}$.

5.2 Diseño etapa de potencia

5.2.1 Inductancia mínima para DCM

El siguiente paso es calcular el valor de la inductancia crítica que hace que pase de conducción continua a discontinua.

Pero antes se necesita diseñar el valor del ciclo de trabajo y la relación de transformación entre el bobinado primario y secundario del transformador.

- Relación de transformación:

Para calcular la relación de transformación se necesita conocer la tensión en el primario y en el secundario. El rango en el primario es conocido, ya que corresponde al rango de entrada. Se establece un valor de 10 V en el bobinado secundario.

$$N_{21} = \frac{10}{V_{min}} = 0.033 \quad (7)$$

- Ciclo de trabajo máximo y mínimo:

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_o + N_{21} \cdot V_{min}} = 0.333 \quad (8)$$

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_o + N_{21} \cdot V_{max}} = 0.319 \quad (9)$$

Para calcular la inductancia mínima en DCM necesitamos el ciclo de trabajo mínimo (D_{min}). Se sustituyen los valores de las ecuaciones (7) y (9) en la expresión L_{min} [8] y la inductancia da un valor de:

$$L_{\min} = \frac{1}{2 \cdot f} \cdot \frac{1}{N_{21}^2} \cdot (1 - D_{\min})^2 \cdot R = 7.182 \text{ mH} \quad (10)$$

El valor de L_{\min} corresponde a la inductancia mínima para conducción continua y para asegurar la conducción discontinua se debe escoger un valor menor.

Se selecciona un valor L de 5 μH , de modo que la inductancia en el primario es:

$$L_{\text{prim}} = \frac{L}{N_{21}^2} = 4.651 \text{ mH} \quad (11)$$

Anteriormente se ha calculado el ciclo de trabajo máximo y mínimo. Pero estos valores son en conducción continua. En conducción discontinua las expresiones son diferentes. Teniéndose que, para determinar el ciclo de trabajo, debe emplearse la ecuación (12).

$$D = \frac{V_o}{V_{\min}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_{\text{prim}}}{R \cdot T}} = 0.274 \quad (12)$$

Para que los cálculos sean más sencillos, se aplica una relación entre el circuito del convertidor *Flyback* y su circuito equivalente en *Buck-Boost* mostrado en la **figura 17**. Dicha relación se debe a que el convertidor *Flyback* posee la misma topología que la *Buck-Boost*, solo que en este caso se sustituye la bobina por un transformador. El bobinado secundario es el valor que corresponde con la bobina en *Buck-Boost*.

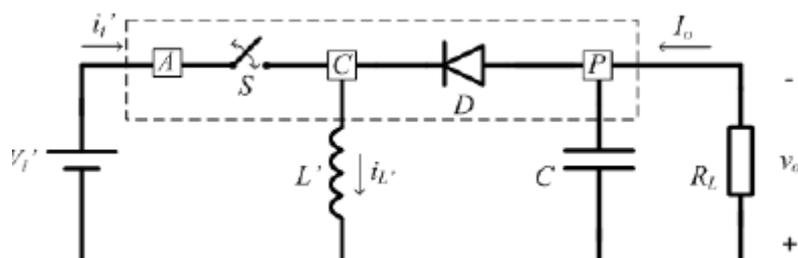


Figura 17: Convertidor Buck-Boost.[8]

Por tanto, los valores de L y D a emplear en el convertidor *Buck-Boost* equivalente son los siguientes:

$$L = 5 \mu H \quad (13)$$

$$D = 0.274 \quad (14)$$

Utilizando la ecuación (7) y sabiendo que la resistencia de sensado de corriente en el bobinado primario ($R_{s_primario}$) es 0.033Ω , se calcula la equivalencia de la tensión de entrada y la resistencia de sensado del convertidor *Buck-Boost*.

$$V_i = N_{21} \cdot V_{\min} = 10 V \quad (15)$$

Para el control se va a utilizar una R_s de 0.033Ω , que para el circuito *Buck-Boost* es:

$$R_s = N_{21} \cdot R_{s_primario} = 1.082 m\Omega \quad (16)$$

5.2.2 Análisis DC y cálculo condensador del filtro de salida

Mediante el análisis del circuito se puede calcular los valores de tensión y corriente en la bobina.

Cabe destacar que los subíndices que se van a utilizar en las ecuaciones se refieren a la etapa en la que se están analizando, siendo la etapa 1 el estado ON, la etapa 2 el estado OFF y la etapa 3 el estado discontinuo. Por tanto, V_{L1} corresponde a la tensión en la bobina en la etapa 1.

- Estado ON ($0 < t < DT$):

$$V_{L1} = V_i = 10 V \quad (17)$$

$$I_{L1}(t) = \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (18)$$

Cuando $t=0$, la corriente por la bobina es nula, es decir, $I_{L1_min} = 0 \text{ A}$

Para calcular el valor máximo de corriente en esta etapa (I_{L1_max}), sustituimos $t = D \cdot T$.

$$I_{L1_max} = \frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T = 10.954 \text{ A} \quad (19)$$

La corriente tendrá un valor medio de:

$$I_{1_AV} = \frac{D}{2} \cdot I_{L_max} = 1.5 \text{ A} \quad (20)$$

La pendiente de la corriente en el intervalo de conducción del transistor (m_1) es:

$$m_1 = \frac{V_i}{L} = 2 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{s}} \quad (21)$$

- Estado OFF ($DT < t < T$):

$$V_{L2} = -V_o = -5 \text{ V} \quad (22)$$

$$I_{L2}(t) = I_{L1_max} - \frac{V_o}{L} \cdot (t - D \cdot T) \quad (23)$$

Para averiguar en qué tiempo T' la corriente es 0, se iguala la ecuación (23) a 0, y se sustituye $t = T'$.

$$I_{L1_max} - \frac{V_o}{L} \cdot (T' - D \cdot T) = 0 \quad (24)$$

$$T' = \frac{I_{L1_max} \cdot L + D \cdot T \cdot V_o}{V_o} = 16.432 \mu s \quad (25)$$

La corriente media en la segunda etapa (I_{2AV}) y la pendiente m_2 son:

$$I_{2AV} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T} \cdot I_{L1_max} \cdot (T' - D \cdot T) = 3 A \quad (26)$$

$$m_2 = \frac{V_o}{L} = 1 \cdot 10^3 \frac{mA}{\mu s} \quad (27)$$

- Estado discontinuo ($T' < t < Ts$):

Como el circuito es en discontinua, hay una tercera etapa en la que V_{L3} y la corriente de la bobina son nulas.

$$V_{L3} = 0 \quad (28)$$

$$I_{L3} = 0 \quad (29)$$

Con toda esta información, se puede calcular la corriente media total en la bobina (I_{LAV}) y la corriente a la salida del convertidor:

$$I_{LAV} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T'}{T} \cdot I_{L1_max} = 4.5 A \quad (30)$$

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{T'-D \cdot T}{T} \cdot I_{L1_{\max}} = 3 \text{ A} \quad (31)$$

De este modo, la gráfica de la corriente se muestra en la **figura 18**:

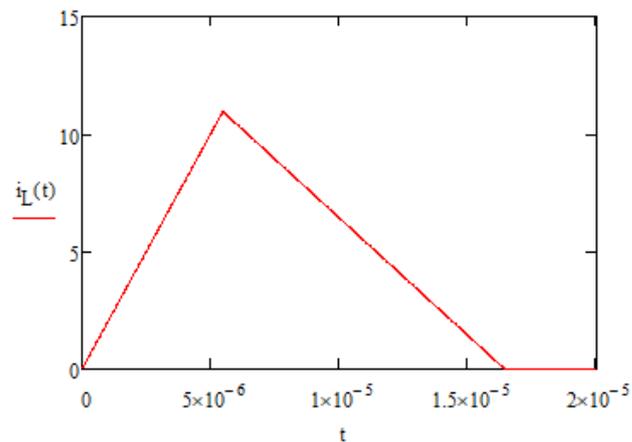


Figura 18: Gráfica de la corriente por la bobina

Se puede observar que efectivamente existe un intervalo donde la corriente de la bobina es nula, y por tanto se trata de conducción discontinua.

Por último, se calcula el condensador situado a la salida del convertidor. Para ello se utiliza el rizado máximo admisible respecto a la tensión de salida establecido en las especificaciones, que es del 5 %.

$$V_{o_riz} = \frac{5}{100} \cdot V_o = 0.25 \text{ V} \quad (32)$$

Es importante comprobar que el rizado a la salida cumple las especificaciones. Si al simular se comprobara que el rizado es mayor, se puede solucionar con la conexión de varios condensadores en paralelo.

Una vez conocemos el rizado a la salida, se calcula el valor mínimo del condensador que corresponde a la tensión de rizado calculada.

$$V_{o_riz} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} (I_{L1_max} - I_o) \cdot (T - D \cdot T) \quad (33)$$

$$C_{min} = \frac{(I_{L2_max} - I_o) \cdot (T - D \cdot T)}{2 \cdot V_{o_riz}} = 231.04 \mu F \quad (34)$$

También se ha de calcular la resistencia equivalente en serie del condensador.

$$V_{o_riz} = I_{L1_max} \cdot ESR \quad (35)$$

$$ESR_{max} = \frac{V_{o_riz}}{I_{L1_max}} = 0.023 \Omega \quad (36)$$

Se necesita comprobar que, con estos valores, la tensión de rizado no supera la especificada.

Para ello, se escoge un valor normalizado de mayor valor que el obtenido para la capacidad del condensador. Se ha elegido un condensador de 470 μF con una resistencia en serie de $ESR = 85 m\Omega$ para una tensión de 10 V.

Para reducir el valor de la ESR se colocan 4 condensadores en paralelo. De este modo la tensión de rizado no sobrepasa el valor especificado. Para la comprobación se calcula el valor del condensador y la ESR equivalente.

$$C_{eq} = 470 \mu F \cdot 4 = 1880 \mu F \quad (37)$$

$$ESR_{eq} = \frac{85 m\Omega}{4} = 21.25 m\Omega \quad (38)$$

Ahora se calcula la tensión de rizado de cada uno de los componentes, sustituyendo los valores de las ecuaciones (37) y (38) en las ecuaciones (33) y (35). De este modo, la

tensión de rizado debida a la capacidad del condensador es $V_{o_rizC} = 0.03 \text{ V}$ y la producida por la resistencia equivalente es $V_{o_rizESR} = 0.23 \text{ V}$. Por tanto, la tensión de rizado total es menor que la suma de ambas.

$$V_{o_riz} < V_{o_rizC} + V_{o_rizESR} = 0.26 \text{ V} \quad (39)$$

Aunque la suma de ambos valores es superior a la especificación, hay que destacar que en realidad, debido a las formas de onda de los rizados de tensión, no se puede decir que el rizado total sea igual a la suma, esto es en realidad un sobredimensionamiento importante del valor real y, por ello, al obtenerse un rizado muy cercano a la especificación, se da por válido este diseño.

Se emplearán 4 condensadores de $470 \mu\text{F}$ y $85 \text{ m}\Omega$ de ESR en paralelo, la tensión de rizado seguro será inferior a los 0.25 V . En cualquier caso, esto se comprobará en la etapa de simulación del circuito.

5.3 Diseño etapa de control

5.3.1 Funciones de transferencia

Se establece un control con rampa externa, de modo que el tiempo de conducción del transistor está determinado por dicha rampa y por los picos de corriente de la bobina.

A partir de la pendiente de la corriente a través de la bobina m_2 calculada en (27), se establece la pendiente de la rampa externa como:

$$m_e = 0.5 \cdot m_2 = 500 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}} \quad (40)$$

Una vez calculado m_e , se aplican las ecuaciones de Basso que se encuentran en el libro *Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs* [3].

Estas ecuaciones serán utilizadas posteriormente para obtener las funciones de transferencia.

$$T_L = \frac{L}{R \cdot T} = 0.15 \quad (41)$$

Tasa de conversión:

$$M = D \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot T_L}} = 0.5 \quad (42)$$

Ganancia:

$$K = \frac{2 \cdot L \cdot f}{R} = 0.3 \quad (43)$$

Función de transferencia del lazo cerrado:

$$H_d = \frac{V_i}{\sqrt{K}} = 18.257 \text{ V} \quad (44)$$

Pendiente de la rampa sensada:

$$S_n = \frac{V_i}{L} \cdot R_s = 2.164 \frac{\text{mV}}{\mu\text{s}} \quad (45)$$

Pendiente de la rampa externa:

$$S_e = m_e \cdot R_s = 0.541 \frac{\text{mV}}{\mu\text{s}} \quad (46)$$

Pendiente de la rampa de compensación según la notación de Ridley:

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} = 1.25 \quad (47)$$

Modulador PWM CIC:

$$F_m = \frac{L}{S_n \cdot m_c \cdot T} = 18.485 \frac{1}{V} \quad (48)$$

Una vez aplicadas las ecuaciones de Basso, ya se pueden calcular los polos (ω_p) y ceros del sistema (ω_z). Para ello se necesita conocer la resistencia del condensador (R_c). Anteriormente se ha establecido que $R_c = 0.085 \Omega$. (NIC Components Cop.)[13].

$$\omega_{z1} = \frac{1}{ESR_{eq} \cdot C} = 25.031 \text{ krad/s} \quad (49)$$

$$\omega_{z2} = \frac{R}{M(1+M) \cdot L} = 444.444 \text{ krad/s} \quad (50)$$

$$\omega_{p1} = \frac{2}{R \cdot C_{eq}} = 0.638 \text{ krad/s} \quad (51)$$

$$\omega_{p2} = 2 \cdot f \cdot \left(\frac{1/D}{1+1/M} \right)^2 = 148.148 \text{ krad/s} \quad (52)$$

Ahora ya se puede calcular la función de transferencia G_{vc} , que relaciona la tensión de salida con la señal de control, y a la que Basso denomina $\frac{V_{out}(s)}{V_{err}(s)}$.

$$V_{o_error}(\omega) = F_m \cdot H_d \cdot \frac{\left(1+j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1-j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1+j \cdot \frac{\omega}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1+j \cdot \frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)} \quad (53)$$

El diagrama de bode de la función de transferencia se puede observar en la **figura 19**, donde se representa la magnitud en color rojo y la fase de color azul.

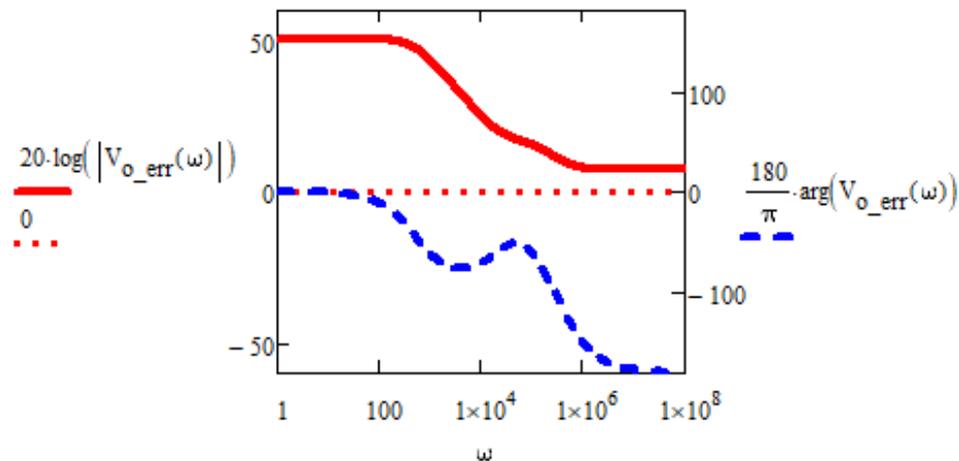


Figura 19: Diagrama de bode de la función de transferencia G_{vc}

5.3.2 Diseño del compensador

Para el diseño del compensador, se elige una frecuencia de cruce (f_c) de 10 kHz (quinta parte de la frecuencia de conmutación) y un margen de fase (MF) de 60° para asegurar la estabilidad del lazo de control.

Se procede a comprobar si los datos escogidos se adaptan a la solución que se busca.

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 62.832 \text{ krad/s} \quad (54)$$

$$-\arg(V_{o_{\text{error}}(\omega_c)}) = 52.169^\circ \quad (55)$$

La función de transferencia de G_{vc} presenta una fase de -52.17° a la frecuencia de cruce deseada. Por ello, se puede emplear un compensador de tipo 3 o uno de tipo 2 (Venable Industries, 2016)[15].

Se escoge el diseño de control con un compensador de tipo 2.

El aumento de fase necesario a la frecuencia de cruce de tensión y el factor K de Venables (K_v) son los siguientes:

$$AUFA = MF - \arg(V_{o_{error}(\omega_c)}) - 90^\circ = 22.169^\circ \quad (56)$$

$$K_v = \tan\left(\frac{AUFA}{2} + 45^\circ\right) = 1.487 \quad (57)$$

Tras esto, se calculan los polos y ceros y sus correspondientes frecuencias.

$$\omega_{zc} = \frac{\omega_c}{K_v} = 42.246 \text{ krad/s} \quad (58)$$

$$f_{zc} = \frac{\omega_{zc}}{2 \cdot \pi} = 6.72 \text{ kHz} \quad (59)$$

$$\omega_{pc} = \omega_c \cdot K_v = 93.449 \text{ krad/s} \quad (60)$$

$$f_{pc} = \frac{\omega_{pc}}{2 \cdot \pi} = 14.873 \text{ kHz} \quad (61)$$

$$\omega_{p0c} = \frac{\omega_c \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{pc}}\right)^2}}{|V_{o_{error}(\omega_c)}| \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{zc}}\right)^2}} = 4.905 \text{ krad/s} \quad (62)$$

Sabiendo que $b=1$, la ganancia del lazo de tensión es:

$$|T_V(\omega_{cv})| = V_{o_error(\omega)} \cdot |A_V(\omega_{cv})| \cdot b \quad (63)$$

$$A_V(\omega) = \frac{\omega_{poc}}{j \cdot \omega} \cdot \frac{1+j \cdot \frac{\omega}{\omega_{zc}}}{1+j \cdot \frac{\omega}{\omega_{pc}}} \quad (64)$$

Finalmente, con el compensador calculado se implementa la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión, siendo esta:

$$T_V(\omega) = V_{o_error(\omega)} \cdot A_V(\omega) \cdot b \quad (65)$$

El diagrama de bode de la ganancia del lazo de tensión es el mostrado en la **figura 20**:

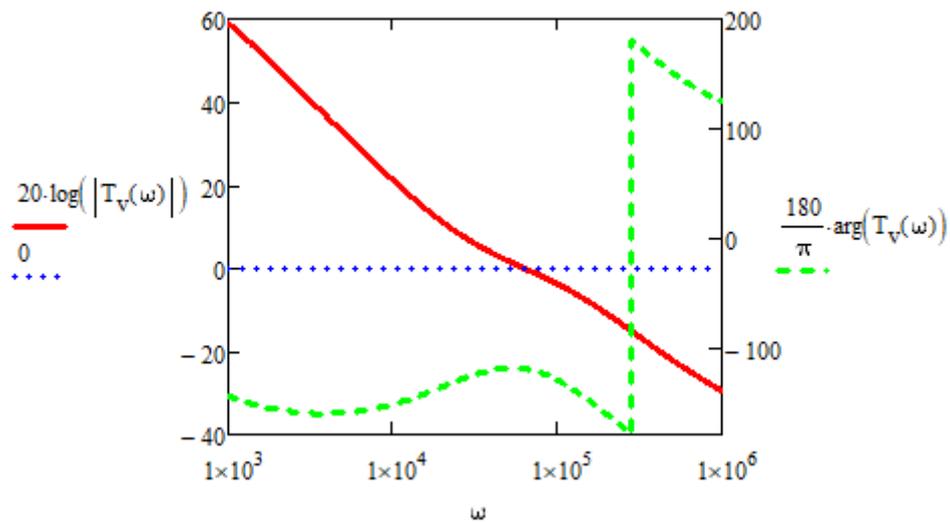


Figura 20: Diagrama de bode de la función de transferencia T_V

En dicha gráfica se puede observar que, tal y como se había establecido, la frecuencia de cruce es 10 kHz, y el margen de fase de 60 °.

5.3.3 Cálculo de los componentes del compensador con AO.

Por último, se calculan los componentes necesarios para la implementación del compensador empleando un amplificador operacional AO. En la **figura 21** se puede observar el esquema del compensador con AO y sus componentes.

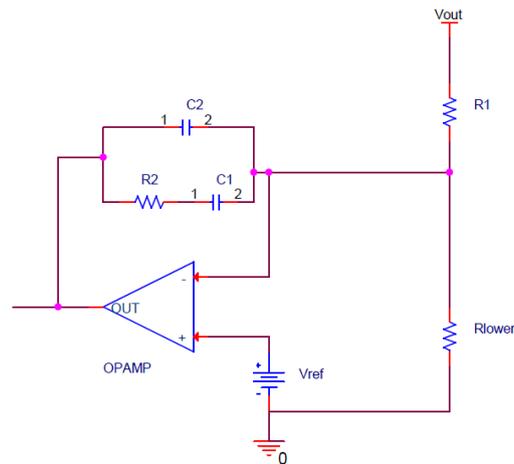


Figura 21: Esquema de la etapa del compensador

Los componentes que faltan por calcular son C_1 , C_2 , R_1 , R_2 y R_{lower} . Con los valores de las ecuaciones (58), (60) y (62) y estableciendo una tensión de referencia (V_{ref}) de 20 mV se pueden calcular dichos componentes. Fijando un valor para R_1 de 50 k Ω se tendrá el mismo número de ecuaciones que de incógnitas.

De esta manera los resultados son los siguientes:

$$C_2 = \frac{\omega_{zc}}{(\omega_{poc} \cdot R_1) \cdot \omega_{pc}} = 1.843 \text{ nF} \quad (66)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_{poc} \cdot R_1} - C_2 = 2.234 \text{ nF} \quad (67)$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_{zc} \cdot C_1} = 10.595 \text{ k}\Omega \quad (68)$$

$$R_{\text{lower}} = \frac{V_{\text{ref}}}{V_o - V_{\text{ref}}} \cdot R_1 = 201 \, \Omega \quad (69)$$

Los valores normalizados de estos componentes son: $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 1.8 \text{ nF}$ y $C_1 = 2.2 \text{ nF}$.

Para el caso de R_{lower} se puede utilizar un potenciómetro, ya que mediante el cursor se puede ajustar la tensión de salida de 5 V.

Se comprueba que, si se escogen estos valores normalizados, las especificaciones del diseño del compensador se siguen cumpliendo. En la **figura 22** se observa el diagrama de bode de la ganancia del lazo de tensión obtenida con los valores normalizados.

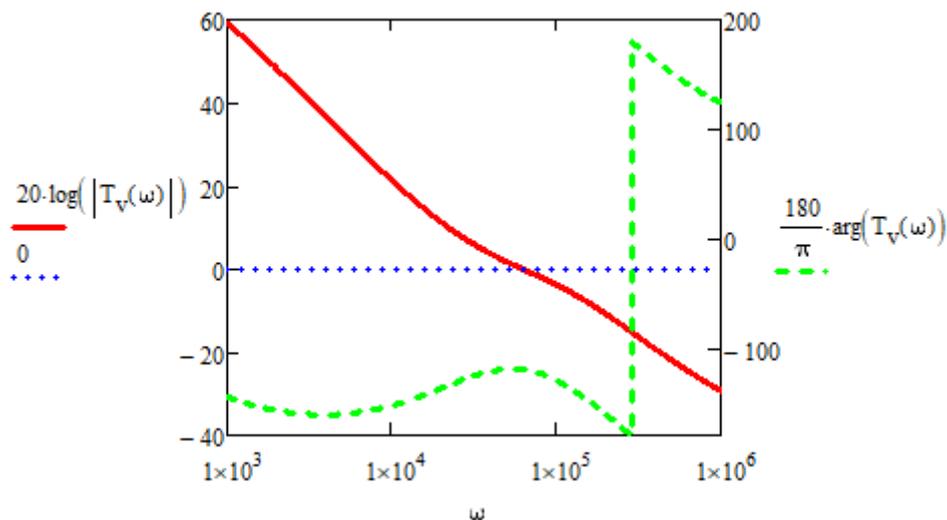


Figura 22: Diagrama de bode de la función de transferencia T_v con valores normalizados.

Del diagrama de bode se obtiene que $f_c = 9.92 \text{ kHz}$ y el margen de fase $\text{MF} = 60.126^\circ$, valores muy cercanos a las especificaciones de diseño ($f_c = 10 \text{ kHz}$, $\text{MF} = 60^\circ$).

Una vez están todos los componentes diseñados, se simula el circuito para comprobar su correcto funcionamiento.

6 Simulaciones

Para las simulaciones se han normalizado todos los valores de los componentes que forman el circuito.

Para simplificar el circuito, se ha escogido poner un solo condensador a la salida del convertidor con el valor equivalente de los condensadores en paralelo, en lugar de colocar las 4 ramas.

6.1 Circuito Buck-Boost

Primero se simula el circuito *Buck-Boost* en lazo cerrado mostrado en la **figura 23** para comprobar que el diseño es el correcto.

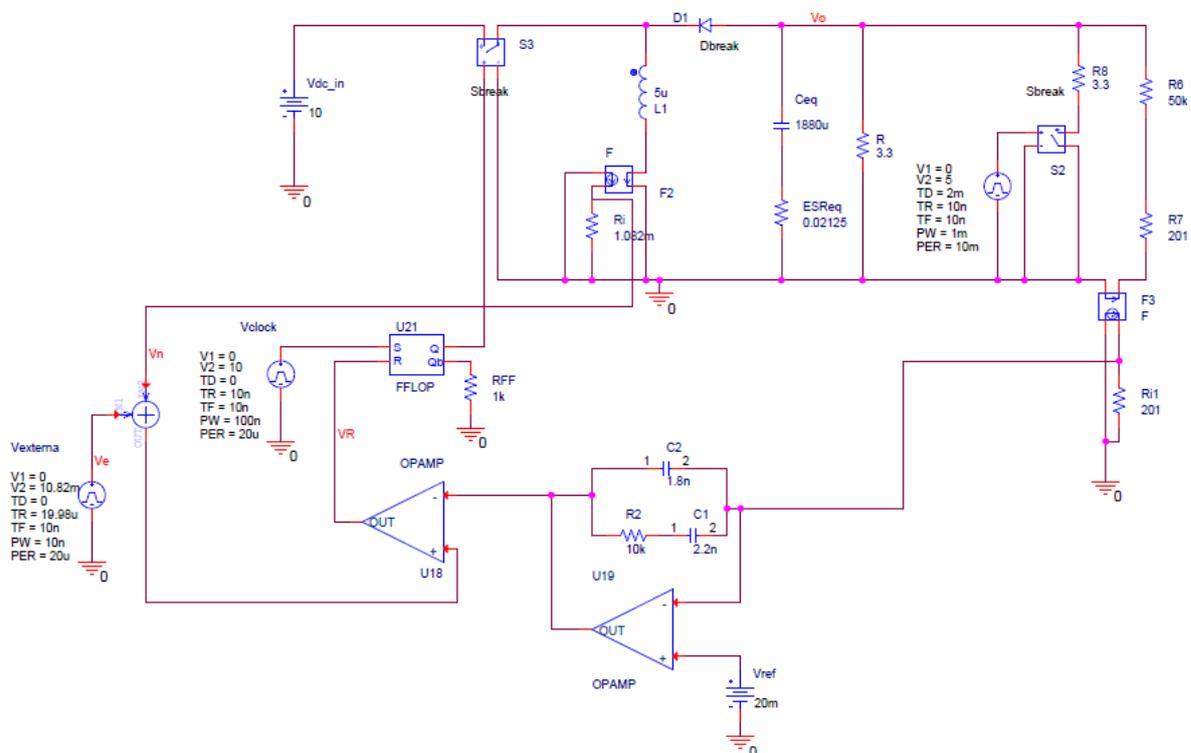


Figura 23: Circuito de la etapa de potencia y control del convertidor Buck Boost.

Como se observa en la **figura 24**, la corriente por la bobina es discontinua, ya que existe un intervalo donde la corriente es nula. Además, el valor máximo es 11.4 A, un valor muy próximo a los 10.9 A que se había calculado en la parte experimental en la ecuación (19).

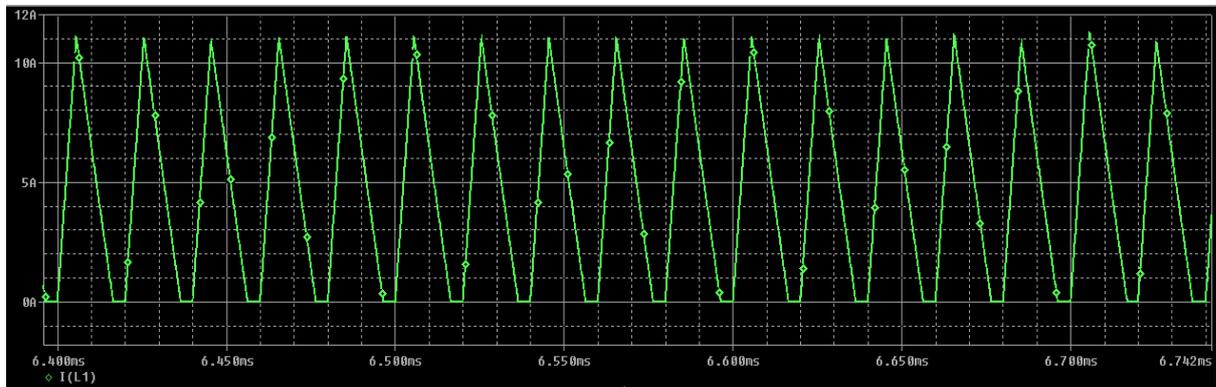


Figura 24: Gráfica de la corriente en la bobina del convertidor Buck Boost.

Una vez comprobado que la corriente es discontinua se mide la tensión a la salida.

El resultado de la medición de dicha tensión se muestra en la **figura 25**, donde se observa que el rango de valores varía entre 5.17 V y 4.9 V. También se muestra que la tensión media a la salida es de 5 V, que es el valor deseado a la salida del circuito. Destacar el hecho de que los valores de tensión son negativos debido a que la configuración *Buck-Boost* invierte la polaridad de la tensión de salida.

Respecto al valor de la tensión de rizado, en las especificaciones se establece que debe ser de 0.25 V. En este caso, se ha obtenido un valor de 0.221 V. Por tanto, se confirma que cumple las especificaciones requeridas.

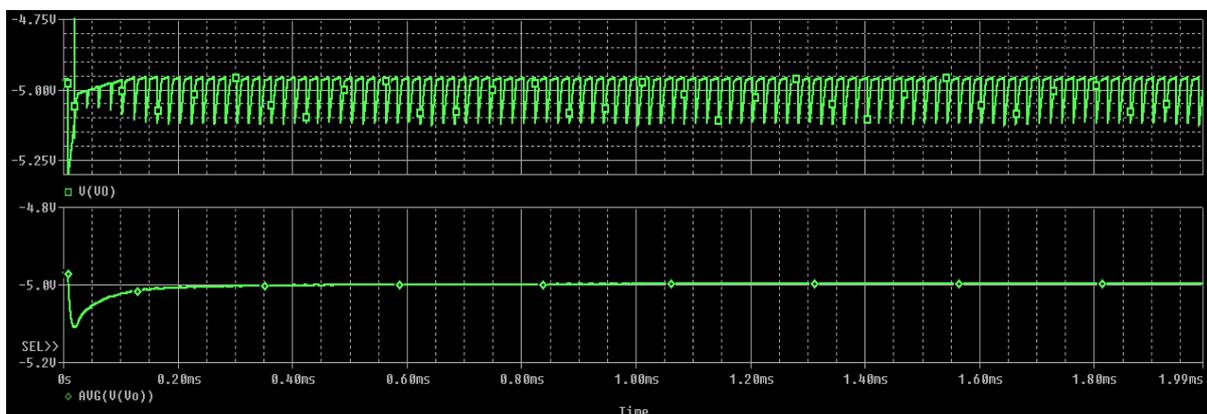


Figura 25: Gráfica de la tensión a la salida del convertidor Buck Boost.

6.2 Circuito Flyback

Tras comprobar el correcto funcionamiento del circuito equivalente *Buck Boost*, se simula el circuito completo que se muestra en la **figura 26**, con el convertidor *Flyback* y el rectificador en la entrada.

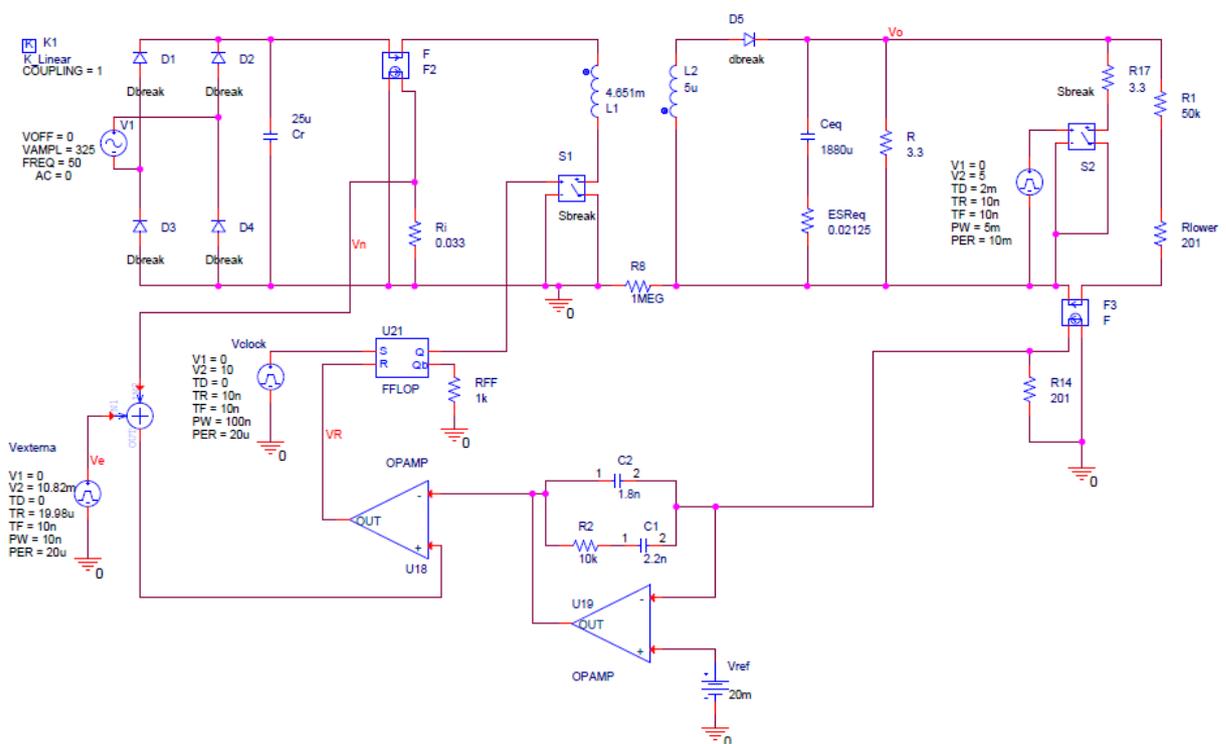


Figura 26: Circuito con el rectificador y la etapa de potencia y control del convertidor *Flyback*.

6.2.1 Respuesta estacionaria

Primero se estudia el comportamiento estacionario para ver cómo funciona el circuito cuando el tiempo tiende a infinito, no hay un estado final.

En la **figura 27** se muestra la corriente que pasa por el transformador. Tanto en el bobinado primario como en el secundario existe un intervalo donde la corriente es nula.

Información importante de la **figura 27**: $I_{L1_max} = 369.396 \text{ mA}$, $I_{L2_max} = 11.224 \text{ A}$

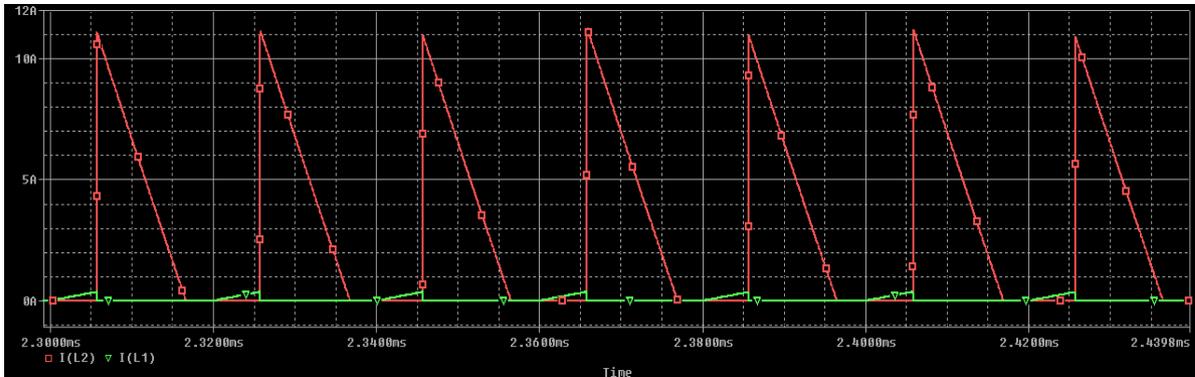


Figura 27: Gráfica de la corriente en el bobinado del transformador en comportamiento estacionario.

Respecto a la tensión de salida, en la **figura 28** se observa que la tensión tiene un rizado de 0.239 V, que es menor de los 0.25 V que debe haber como máximo a la salida. Además, se comprueba de la tensión media es de 5 V.

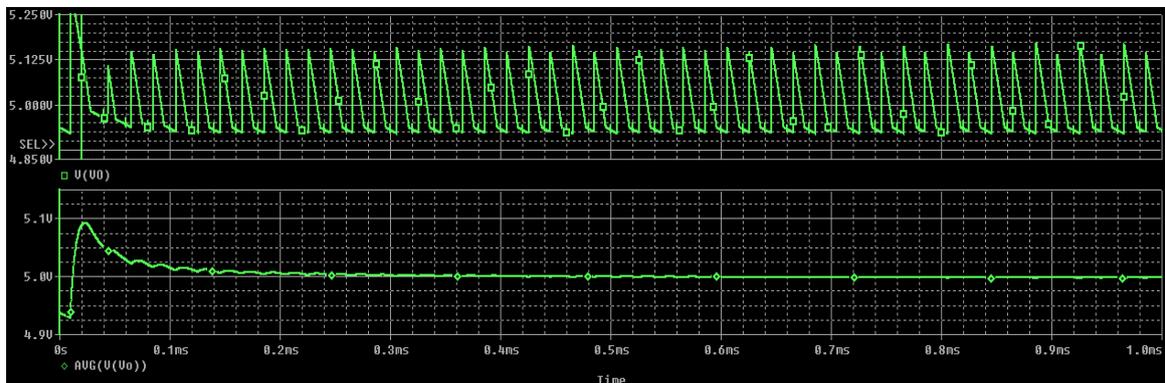


Figura 28: Gráfica de la tensión de salida y la tensión media de salida en comportamiento estacionario.

Una vez comprobado que la respuesta estacionaria del sistema funciona correctamente, se pasa al análisis del circuito con un comportamiento transitorio.

6.2.2 Respuesta transitoria

Por último, se estudia la respuesta del circuito frente a variaciones de la tensión de entrada y frente a escalones de la corriente de carga.

La gráfica de la tensión en el condensador del rectificador es la mostrada en la **figura 29**. En ella se observa que la tensión varía entre 325 V y 312 V aproximadamente. Este rango corresponde a los valores de entrada del convertidor *Flyback*, y se encuentra dentro del rango calculado en el diseño, con un máximo de 325 V y un mínimo de 305 V.

Datos relevantes de la simulación: $V_{\max} = 324.98 \text{ V}$, $V_{\min} = 312.12 \text{ V}$, $V_{\text{riz}} = 12.86 \text{ V}$

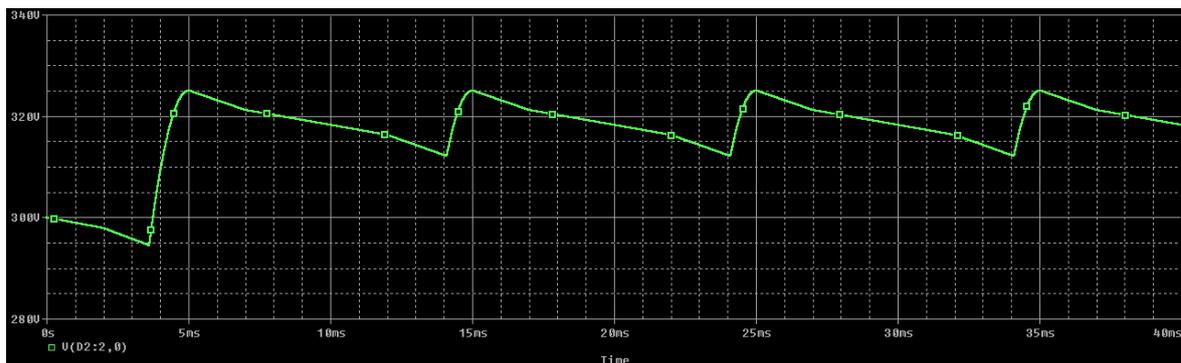


Figura 29: Gráfica de la tensión en el condensador del rectificador.

En la **figura 30** se muestran dos gráficas. La primera, de color verde, corresponde con la corriente en el bobinado primario del transformador, mientras que la segunda, color rojo, representa la corriente en el bobinado secundario. Se puede observar que la corriente es discontinua en ambas bobinas.

De la segunda gráfica se puede comprobar que la corriente en el bobinado secundario del transformador alcanza los 11.4 A de máximo, tal y como sucede en la gráfica de la **figura 23**. Esto es debido a que, como se ha comentado anteriormente, el bobinado secundario corresponde con el valor de inductancia en el convertidor equivalente *Buck-Boost*.

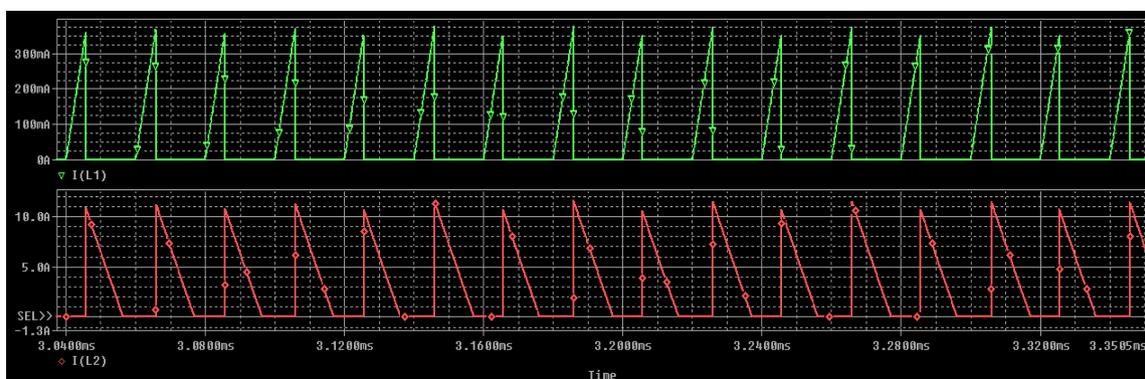


Figura 30: Gráfica de las corrientes en el bobinado primario y secundario del transformador.

Por último, se estudia la respuesta del convertidor cuando se producen variaciones bruscas de la corriente de carga. En el circuito de la **figura 26**, el interruptor S2 conecta y desconecta periódicamente en paralelo con la resistencia de carga (R) otra de igual valor (R17), con lo que se producen escalones de carga periódicos.

Si se analiza la tensión de salida mostrada en la **figura 31**, se puede observar que hay un salto de tensión a los 2 ms y a los 7 ms vuelve a producirse otro salto. La **figura 32** muestra la gráfica de la tensión a la salida en el momento en el que se produce el escalón.

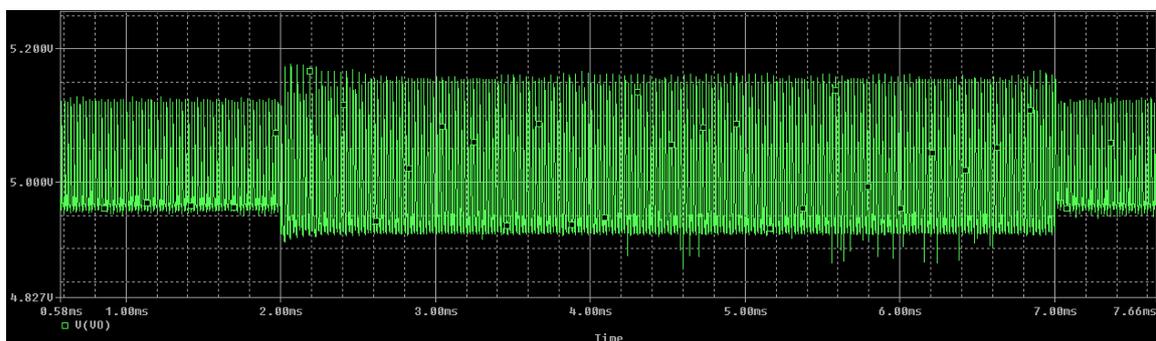


Figura 31: Gráfica del escalón de carga en la tensión de salida.

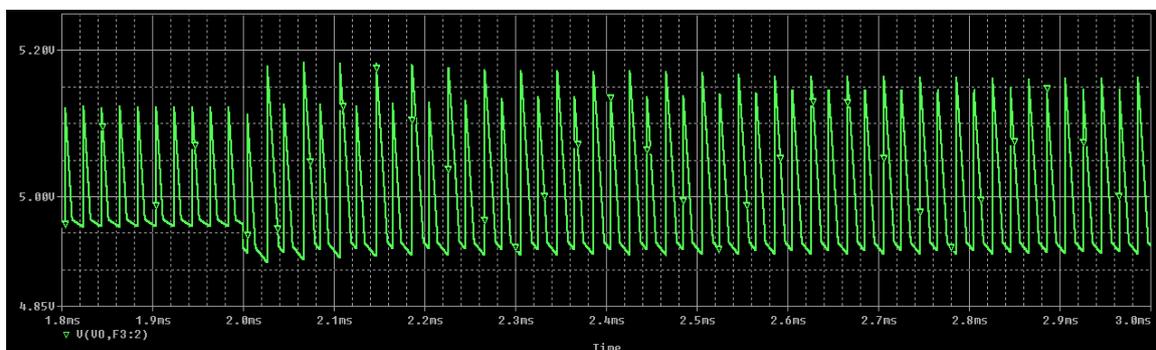


Figura 32: Gráfica de la variación de tensión de salida en el momento del escalón.

Se observa que cuando se produce una variación de la corriente de carga, la tensión de salida presenta una respuesta transitoria, hasta alcanzar el nuevo estado estacionario, siendo el tiempo de respuesta aproximado de 1 ms.

Por último, en la **figura 33** se observa la tensión de salida del convertidor.

Respecto a la gráfica de arriba, se comprueba que la tensión media a la salida es de 5 V, tal y como se planteaba en las especificaciones del trabajo.

En la segunda gráfica se observa el rango de la tensión, con un rizado de 0.238 V. Este valor es menor de 0.25 V, por lo tanto se cumplen las especificaciones.

Valores extraídos de la simulación: $V_{o_AV} = 4.99V$, $V_{max} = 5.15 V$, $V_{min} = 4.92 V$
 $V_{o_riz} = 0.238 V$

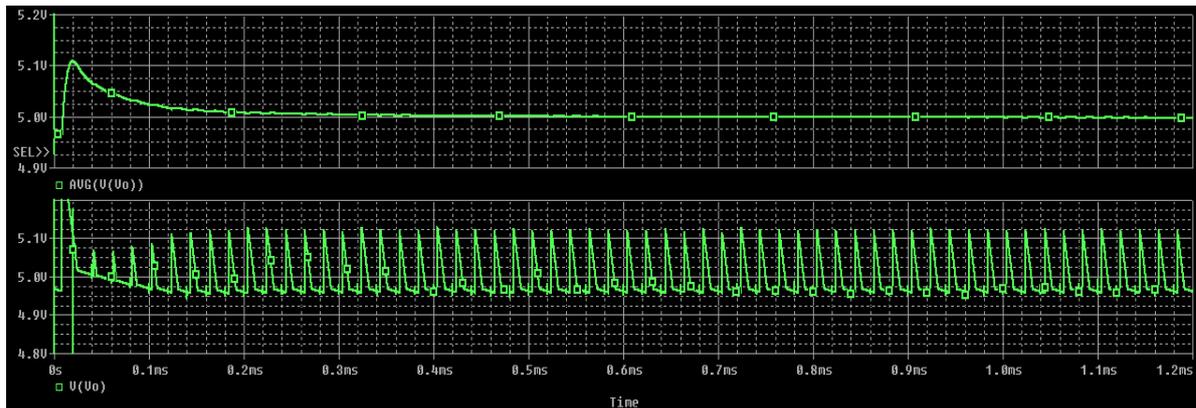


Figura 33: Gráfica de la tensión media y la tensión a la salida del convertidor.

7 Conclusiones

Una vez concluidos los objetivos de este proyecto, se han alcanzado las siguientes conclusiones.

Mediante el convertidor elegido se han obtenido los valores deseados a la salida, de modo que la elección ha sido la correcta, y el circuito puede proporcionar la tensión necesaria para cargar la batería del teléfono móvil.

Además, se ha comprobado mediante los cálculos y la simulación, que la corriente que pasa por la bobina es discontinua, y por tanto el circuito trabaja en DCM.

Por último, se ha simulado tanto el circuito equivalente *Buck-Boost* como el propio de la *Flyback* para verificar que el diseño es el correcto.

8 Bibliografía

- [1] Agencia Europa Press. (14 de Enero de 2018). Así ha sido la evolución desde los años 70 de las baterías. *El Comercio*. Recuperado el 7 de Agosto de 2021, de <https://www.elcomercio.com/guaifai/evolucion-baterias-telefonos-celulares.html>
- [2] Allan A. Saliva. (Enero de 2013). *Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter*. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp.
- [3] Basso, C. (2008). *Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs*. McGraw-Hill Education.
- [4] Betten, J. (25 de Mayo de 2020). *Design features of a DCM flyback converter*. Obtenido de <https://www.powerselectronicsnews.com/design-features-of-a-dcm-flyback-converter/>
- [5] Cervera, M. (2020). *Diseño y simulación de un convertidor AC/DC para la alimentación de un ordenador portátil* (trabajo fin de grado). Universitat Politècnica de València
- [6] FULLWAT Blog. (8 de Enero de 2021). *Tensión- Rizado*. Obtenido de <http://blog.fullwat.com/incidencia-del-flicker-en-el-ser-humano/tension-rizado/>
- [7] Hernandez, A. (02 de 01 de 2015). *tallerelectrónica.com*. Obtenido de <https://tallerelectronica.com/2015/01/02/valores-comerciales-de-condensadores-y-resistencias/>
- [8] Ibañez, F., Orts, S. (2019). *Modelización de etapas de potencia de convertidores DC/DC*.(apuntes asignatura Sistemas Electrónicos Industriales). Universitat Politècnica de València.
- [9] Ibañez, F., Orts, S. (2019). *Control en modo tensión*. (apuntes asignatura Sistemas Electrónicos Industriales). Universitat Politècnica de València.
- [10] Ibañez, F., Orts, S. (2019). *Control en modo corriente de pico (CIC)*. (apuntes asignatura Sistemas Electrónicos Industriales). Universitat Politècnica de València.
- [11] Ibañez, F. (2020). *Convertidores DC/DC con aislamiento*. (apuntes asignatura Convertidores Electrónicos de Potencia). Universitat Politècnica de València.
- [12] Murgo, E. (14 de Junio de 2019). *Historia y evolución de los teléfonos celulares: ¿con cuál empezaste?* Recuperado el 7 de Agosto de 2021, de Unidiversidad: <https://www.unidiversidad.com.ar/historia-y-evolucion-de-los-telefonos-celulares-con-cual-empezaste>

- [13] NIC Components Cop. (s.f.). *NIC Components Copr.* Obtenido de <https://www.niccomp.com/products/pType.php?pType=Aluminum%20Electrolytic%20Capacitors>
- [14] Solectroshop. (24 de Abril de 2021). *Convertidores Buck/Boost- Stepup/StepDown.* Recuperado el 20 de Agosto de 2021, de <https://solectroshop.com/es/blog/convertidores-buckboost-step-upstep-down-n82>
- [15] Venable Industries. (2016). *Optimum Feedback Amplifier Design For Control Systems*
- [16] *wikiwand.* (s.f.). Obtenido de <https://www.wikiwand.com/ca/Rectificador>
- [17] *wikiwand.* (s.f.). Obtenido de https://www.wikiwand.com/ca/Convertidor_flyback



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA ALIMENTACIÓN DE TELÉFONO MÓVIL

TRABAJO FIN DE GRADO

**INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA**

DOCUMENTO 2: PLANOS

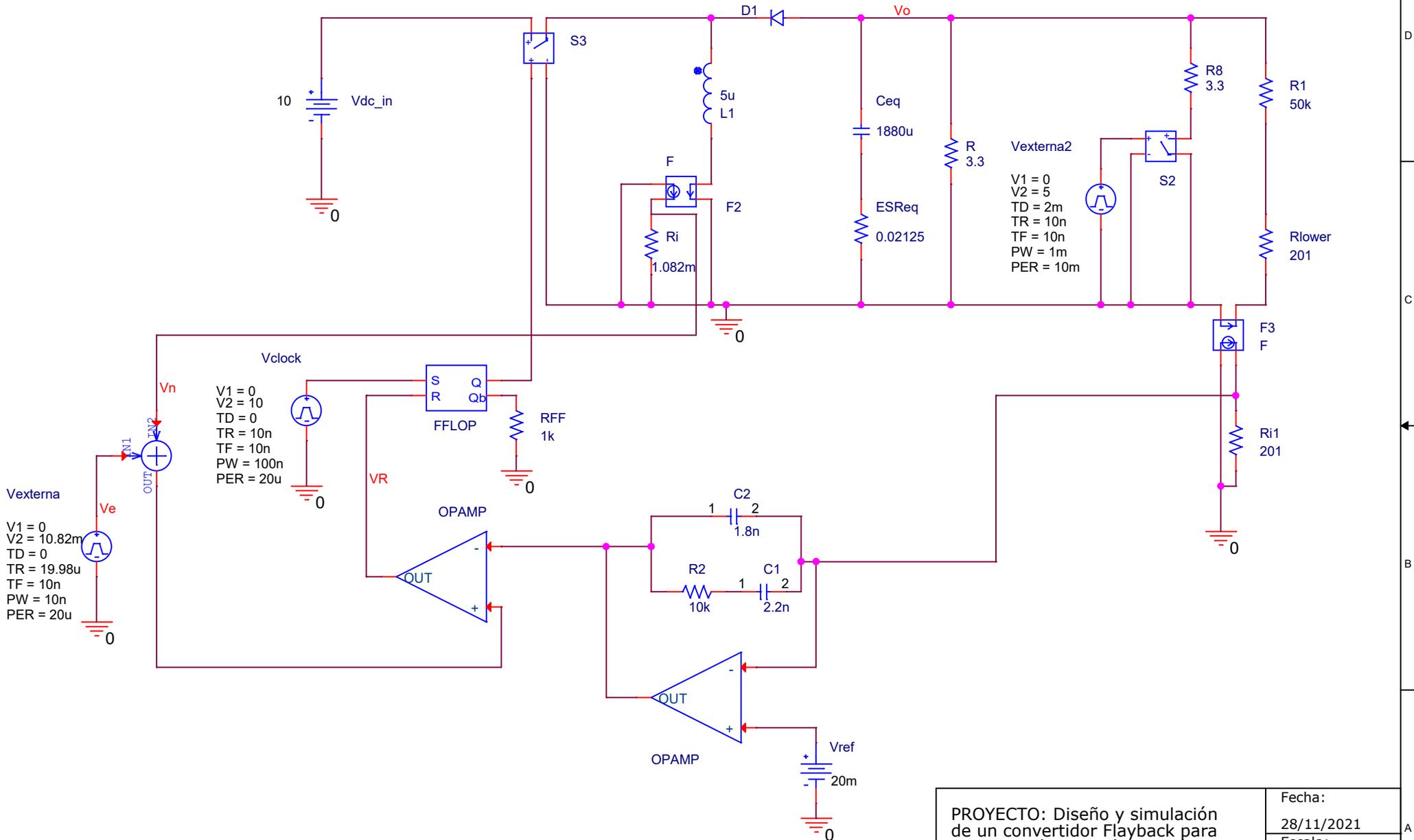
AUTOR: LIDIA FABRA CUENCA

TUTOR: SALVADOR ORTS GRAU

COTUTOR: FERNANDO IBÁÑEZ ESCOBAR

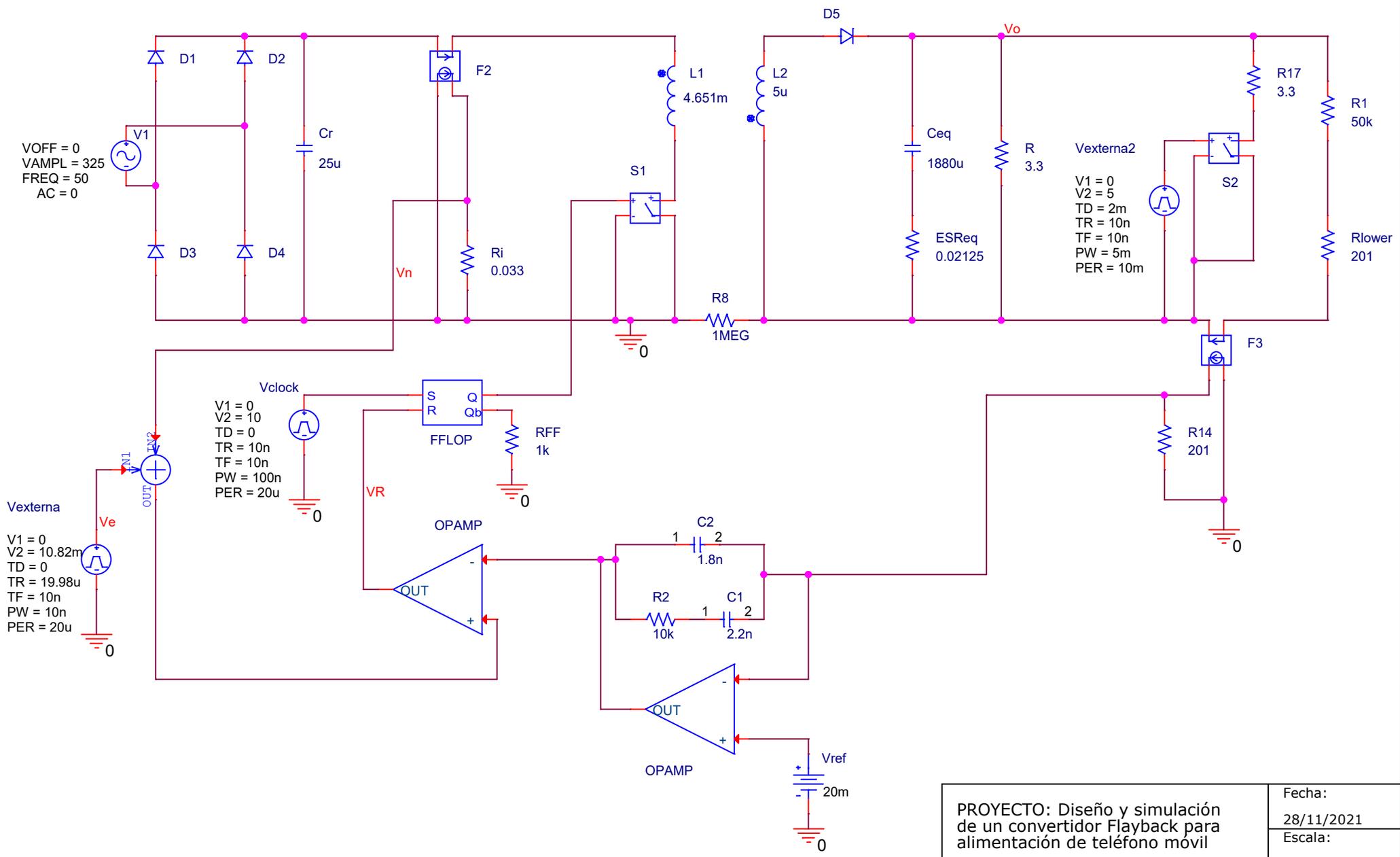
ENERO DE 2022

CIRCUITO EQUIVALENTE BUCK BOOST



PROYECTO: Diseño y simulación de un convertidor Flyback para alimentación de teléfono móvil		Fecha:
		28/11/2021
TITULAR: Lidia Fabra Cuenca		Escala:
		N/A
Autor: Lidia Fabra Cuenca		Plano Nº:
Plano: Circuito equivalente Buck Boost		01

CIRCUITO COMPLETO CONVERTIDOR FLYBACK



PROYECTO: Diseño y simulación de un convertidor Flyback para alimentación de teléfono móvil

TITULAR: Lidia Fabra Cuenca

Autor: Lidia Fabra Cuenca

Plano: Circuito completo convertidor Flyback

Fecha: 28/11/2021

Escala: N/A

Plano Nº: **02**



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA ALIMENTACIÓN DE TELÉFONO MÓVIL

TRABAJO FIN DE GRADO

**INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA**

DOCUMENTO 3: PLIEGO DE CONDICIONES

AUTOR: LIDIA FABRA CUENCA

TUTOR: SALVADOR ORTS GRAU

COTUTOR: FERNANDO IBÁÑEZ ESCOBAR

ENERO DE 2022

El objeto del pliego de condiciones es determinar las especificaciones técnicas y los requisitos que se deben cumplir para llevar a cabo el proyecto, así como la normativa que se debe seguir en la elección de los componentes del circuito. Cabe destacar que en este caso no es objeto de este proyecto la implementación del circuito diseñado, en el laboratorio, por lo tanto, la extensión de este apartado se ha reducido.

1 Ejecución

En este apartado se explican los pasos a seguir para el desarrollo del circuito. Se ha utilizado el software Mathcad como hoja de cálculo para el diseño del circuito, y posteriormente el programa OrCAD Capture Cis para comprobar mediante simulación el correcto funcionamiento del circuito diseñado. Estos dos programas son ampliamente conocidos en el campo de la ingeniería y han sido utilizados en diferentes asignaturas a lo largo de la carrera.

1.1 Especificaciones de la ejecución

La versión de Mathcad utilizada es Mathcad 15, proporcionada por la universidad, que se puede encontrar en Intranet/servicios/servicios de red/software/software para alumnos.

Para poder trabajar con los programas de simulación, se requiere el uso de un ordenador con las especificaciones técnicas mínimas enumeradas a continuación:

- Procesador básico Intel Pentium 4 o AMD Athlon XP 2000 con procesador multinúcleo.
- Microsoft Windows 7 Professional, Enterprise, Ultimate o Home Premium (64-bit); Windows 8 (64-bit) (con cualquier *Service Packs*); Windows 10 (64-bit); Windows 2008 R2 Server; Windows 2012 Server (con cualquier *Service Packs*).
- Memoria RAM básica de 8 GB con al menos 16 GB de memoria virtual.
- Pantalla VGA de 1024x768 con color verdadero (16 bits de color).
- Tarjeta gráfica dedicada.
- Espacio en disco de 50 GB.

Respecto al software de OrCAD hay diferentes versiones. Está la versión OrCAD Viewer, que es solo para lectura, la versión OrCAD Academic Program, destinada a estudiantes y la versión OrCAD Lite, que es gratuita pero recortada. En este caso se va a utilizar la

versión OrCAD Lite que se encuentra en Polilabs, un servicio de la universidad que da acceso a un escritorio remoto, donde se pueden encontrar éste y muchos otros programas.

Una vez montado el circuito completo en OrCAD, se simula mediante SPICE, integrado en OrCAD, para mostrar las diferentes formas de onda necesarias para comprobar que el diseño es correcto.

1.2 Control de la ejecución

El diseñador debe asegurarse que todos los componentes del circuito están conectados adecuadamente, además de comprobar el valor de dichos componentes para que la simulación funcione correctamente y se obtengan los valores deseados.

Además, se debe revisar que las librerías application.lib y analog.lib están incluidas en la simulación, para que el programa reconozca todos los componentes del circuito y no se produzca ningún error al simular.

2 Normativa

En caso de que se implementara el circuito en el laboratorio, el proceso tendrá que seguir la normativa española y europea siguiente:

- Real Decreto 1215/97, 18 de julio. Se establecen las condiciones para la prevención de riesgos laborales.
- Real Decreto 208/2005, de 25 de febrero, sobre los residuos ocasionados por los aparatos eléctricos o electrónicos.
- Real Decreto 187/2016, de 6 de mayo. Se regulan las exigencias de seguridad del material eléctrico destinado a ser utilizado en determinados límites de tensión.
- UNE-EN ISO/IEC 80000. Guía para el uso de magnitudes y unidades de medida, así como las fórmulas que las utilizan, ya sea en documentos de carácter técnico o educativo.

Los decretos comentados en este apartado han sido consultados en el Boletín Oficial del Estado, del mismo modo que las normas provienen de la UNE (normalización española).



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA ALIMENTACIÓN DE TELÉFONO MÓVIL

TRABAJO FIN DE GRADO

**INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA**

DOCUMENTO 4: PRESUPUESTO

AUTOR: LIDIA FABRA CUENCA

TUTOR: SALVADOR ORTS GRAU

COTUTOR: FERNANDO IBÁÑEZ ESCOBAR

ENERO DE 2022

Desglose del presupuesto necesario para llevar a cabo este proyecto (*).

1 Mano de obra

A continuación, se detalla el precio de la mano de obra requerida para este trabajo.

MANO DE OBRA				
CONCEPTO	DESCRIPCIÓN	PRECIO UNITARIO [€/h]	HORAS DE TRABAJO	COSTE IMPUTADO
Diseño circuito	Diseño componentes, etapa de potencia y control	16 €	228	3648 €
Simulación circuito	Simulación circuito completo <i>Buck-Boost</i> y <i>Flyback</i> .	16 €	72	1152 €
TOTAL				4800 €

2 Licencias software

El precio de las licencias del software y el material utilizado es el siguiente:

LICENCIAS SOFTWARE				
CONCEPTO	DESCRIPCIÓN	COSTE ANUAL	HORAS DE TRABAJO	COSTE IMPUTADO
Licencia OrCAD	Capture Cis	2000 €	72	85.71 €
Licencia Microsoft 365	Incluye Word, Excel...	69 €	90	3.7 €
Licencia Mathcad	Suscripción Prime 7	668 €	162	64.4 €
TOTAL				153.81 €

3 Materiales

MATERIALES				
CONCEPTO	DESCRIPCIÓN	COSTE ANUAL	HORAS DE TRABAJO	COSTE IMPUTADO
Ordenador HP 15s Intel core i5	Incluye licencia Windows 10	564.99 €	300	107.62 €
TOTAL				107.62 €

4 Presupuesto total

Resumen del presupuesto, incluyendo IVA y gastos generales.

TIPO DE COSTE	IMPORTE
Mano de obra	4800 €
Licencias software	153.81 €
Material	107.62 €
Suma	5061.43 €
Gastos generales (13 %)	657.99 €
Total	5719.42 €
IVA (21 %)	1201.08 €
Total, incluyendo IVA	6920.5 €

El presupuesto asciende a seis mil novecientos veinte con cincuenta euros.

(*) Los cálculos se han realizado teniendo en cuenta 1 año de 1680 horas y una semana laborable de 35 horas. El precio por hora de un ingeniero electrónico ha sido obtenido del Instituto nacional de Estadística (INE)