



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN
CONVERTIDOR AC/DC PARA LA
ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR
PORTÁTIL**

TRABAJO FINAL DEL
Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR
Manuel Cervera Roca

TUTORIZADO POR
Fernando Ibáñez Escobar

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA
ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL**

Índice de contenido

1. Objeto del proyecto	7
1.1. Especificaciones	9
2. Soluciones alternativas	10
2.1. Etapa de potencia	10
2.1.1. Etapa de entrada	10
2.1.2. Convertidor Buck.....	11
2.1.3. Convertidor Boost	13
2.1.4. Convertidor Buck-boost.....	15
2.1.5. Convertidor Flyback	17
2.2. Etapa de control.....	20
2.2.1. Modo tensión	20
2.2.2. Modo corriente de pico.....	21
2.2.3. Modo corriente media.....	22
3. Comparativa de soluciones alternativas	23
3.1. Convertidores	23
3.2. Modos de trabajo	24
3.3. Control modo tensión vs control modo corriente de pico vs control modo corriente media.....	25
4. Solución adoptada.....	26
5. Diseño de la solución adoptada.....	26
5.1. Fuente no estabilizada.....	28
5.2. Etapa de potencia	28
5.3. Etapa de control.....	35
5.3.1. Lazo de corriente	35
5.3.2. Lazo de tensión.....	39
6. Circuito completo	45
7. Resultados de simulación	47
7.1. Resultados de simulación con el modelo Buck-boost.....	47
7.2. Resultados de simulación con el modelo Flyback	49
8. Pliego de condiciones	51
8.1. Ejecución.....	51
8.1.1. Diseño del circuito.....	51
8.2. Pruebas y ajustes de servicio	52
9. Presupuesto	53
9.1. Presupuesto de materiales.....	53
9.2. Presupuesto mano de obra	53

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

9.3. Costes indirectos y totales.....	54
9.4. Tabla precio final	54
10. Aspectos a mejorar.....	55
11. Conclusiones	56
12. Referencias bibliográficas.....	57
13. ANEXO.....	58

Índice de figuras

Figura 1. Diagrama de bloques de la fuente de alimentación de un ordenador portátil (4infor, s.f.).....	7
Figura 2. Diagrama de bloques de un convertidor AC/DC (Stiven Ospina, 2015).....	10
Figura 3. Esquema general que representa la configuración Buck.....	11
Figura 4. Representación del convertidor Buck durante la conmutación a OFF.....	11
Figura 5. Representación del convertidor Buck durante la conmutación a ON.....	11
Figura 6. Representación gráfica de la corriente por la bobina durante los periodos de conmutación trabajando en modo CCM.....	12
Figura 7. Representación gráfica de la corriente por la bobina durante los periodos de conmutación trabajando en modo DCM.....	13
Figura 8. Esquemático que representa una configuración Boost con sus componentes.....	13
Figura 9. Esquema del convertidor Boost con Q en conmutación cerrada.....	14
Figura 10. Esquema del convertidor Boost con Q en conmutación abierta.....	14
Figura 11. Representación gráfica de la corriente por la bobina durante los periodos de conmutación trabajando en modo DCM.....	14
Figura 12. Esquema de un convertidor Buck-boost junto con los componentes necesarios.....	15
Figura 13. Convertidor Buck-boost cuando Q está en conmutación ON.....	16
Figura 14. Convertidor Buck-boost cuando Q está en conmutación OFF.....	16
Figura 15. Gráfico de la corriente de la bobina durante la conmutación de Q.....	16
Figura 16. Convertidor Flyback en funcionamiento CCM durante la etapa $0 \leq t \leq D \cdot T_s$..	18
Figura 17. Convertidor Flyback en funcionamiento CCM durante la etapa $D \cdot T_s \leq t \leq T_s$..	18
Figura 18. Convertidor Flyback en funcionamiento DCM durante la etapa $0 \leq t \leq D \cdot T_s$..	19
Figura 19. Convertidor Flyback en funcionamiento DCM durante la etapa $D \cdot T_s \leq t \leq T_s$..	19
Figura 20. Convertidor Flyback en funcionamiento DCM durante la etapa $T_s \leq t \leq T_s$..	20
Figura 21. Etapa de potencia junto con la etapa de control en modo por tensión.....	21
Figura 22. Etapa de potencia junto con la etapa de control en modo por corriente.....	21
Figura 23. Diagrama de bloques del esquema de control ACC.....	22
Figura 24. Representación gráfica de las corrientes por el bobinado primario (iLp) y secundario (iLs), así como la suma de ambos (ϕ) durante el periodo de conmutación... ..	24
Figura 25. Etapa del convertidor AC/DC conectado a la red eléctrica.....	28
Figura 26. Esquema del circuito donde representa la etapa de potencia con sus componentes.....	29
Figura 27. Dibujo grafico que representa la corriente que pasa por el transformador (img) durante el periodo de conmutación.....	32
Figura 28. Circuito equivalente en formato Buck-boost con los valores actualizados.....	33
Figura 29. Imagen gráfica de la corriente que atraviesa la bobina en el circuito equivalente ($iLbb$).....	34
Figura 30. Etapa de control CIC junto con los bloques necesarios para su diseño.....	35
Figura 31. Diagrama de Bode en ganancia (rojo) y fase (azul) de la función $Gid(jw)$	36
Figura 32. Diagrama de Bode en ganancia (rojo) y fase (azul) de la ganancia en bucle abierto del lazo de corriente $Ti(jw)$	38
Figura 33. Extracción de los parámetros de la frecuencia de cruce wci y margen de fase MFi	38
Figura 34. Porción de la etapa de control correspondiente al lazo de tensión.....	39
Figura 35. Representación en diagrama de Bode de la ganancia y fase de la función $Gvi(jw)$	40
Figura 36. Lazo de tensión una vez ha sido reducido.....	40
Figura 37. Representación gráfica del lazo de tensión en bucle abierto.....	42
Figura 38. Extracción de los parámetros característicos del control en lazo de tensión..	43

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Figura 39. Modelo del compensador Tipo II a implementar en el circuito	43
Figura 40. Diagrama de Bode de la función en bucle abierto del lazo de tensión una vez implementado el compensador materializado	44
Figura 41. Circuito en configuración Buck-boost empleando la herramienta Orcad.....	45
Figura 42. Circuito utilizando la configuración Flyback y el rectificador conectado a la entrada empleando la herramienta Orcad	46
Figura 43. Formas de onda de la tensión de entrada V_{in} , la tensión de salida V_o y la corriente por la bobina en orden descendente	47
Figura 44. Formas de onda de V_{in} , V_o e I_L en orden descendente, aplicando un escalón de tensión en la fuente de entrada	48
Figura 45. Formas de onda de V_{in} , V_o e I_L en orden descendente, aplicando un escalón de tensión en la corriente de carga	48
Figura 46. Formas de onda de la tensión de salida V_o (arriba) y corriente por el bobinado primario I_{Lp} y secundario I_{Ls} (dividiendo por la relación de transformación N_{ps}) del transformador (abajo) del circuito Flyback.....	49
Figura 47. Formas de onda de corriente de carga, tensión a la salida V_o y corriente por el bobinado primario I_{Lp} y secundario I_{Ls} (aplicando la relación de transformación N_{ps}) del transformador en orden descendente, una vez aplicado el escalón de tensión	50

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

1. Objeto del proyecto

El objeto de este proyecto es diseñar y simular un convertidor AC/DC para la alimentación de un ordenador portátil mediante las herramientas informáticas Orcad Capture Cis y Mathcad. Por tanto, quedan excluidos aquellos procesos que impliquen la implementación del mismo, que deberán ser objeto de especificación aparte y responsabilidad del fabricante, así como de aquellas empresas de portátiles de la cual va dirigido este convertidor.

Hoy en día se está empezando a proliferar aquellos ordenadores que pueden ser transportables, los llamados ordenadores ultrabook. Esto se debe a que son ligeros, pequeños y en algunos casos más baratos comparado con un ordenador de oficina. Una parte imprescindible de este tipo de ordenadores es la alimentación, como se cargan.

La fuente de alimentación de un ordenador portátil generalmente está compuesta por varias etapas, tal como se muestra en la **figura 1**:

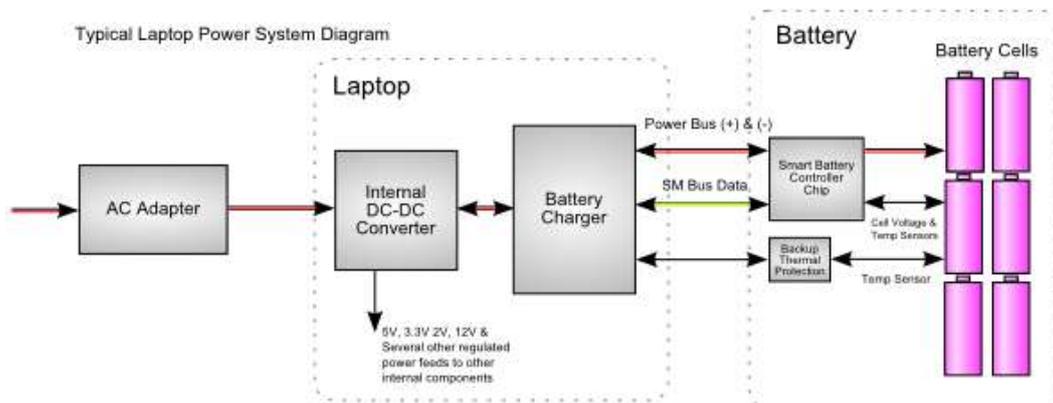


Figura 1. Diagrama de bloques de la fuente de alimentación de un ordenador portátil (4infor, s.f.)

Como se puede apreciar, para que funcione un portátil es necesario un AC Adapter cuya función es recoger la tensión alterna que recibe a su entrada y transformarlo en una tensión continua cuyo valor sea el deseado para alimentar el equipo electrónico que esté conectado a su salida. A partir de la tensión suministrada no solo empieza a cargar una batería almacenada en el propio producto, sino que también permite el uso del propio ordenador, por lo que no se detiene la productividad en caso de fallo de la batería. Por lo tanto, es importante escoger la fuente de alimentación adecuada para no dañar los componentes internos del equipo electrónico.

El bloque AC Adapter de la **figura 1** está dividido en dos sub-bloques, compuestos por un rectificador que convierte una tensión alterna a una tensión continua y un convertidor DC/DC que permite variar la tensión de salida a partir de una tensión continua conocida.

En cuanto al porqué de este proyecto, se ha elegido principalmente para poner en práctica los conocimientos adquiridos a lo largo de estos cuatro años de carrera puesto que la mayoría de los conocimientos adquiridos a lo largo de estos años se ejecuta en esta aplicación práctica. Por otro lado, utilizar fuentes de alimentación externas tiene sus ventajas:

- Reducción de calor: el calor reduce la longevidad y la fiabilidad de los componentes electrónicos. Al alejar el ordenador de la fuente de calor constituida por el adaptador externo, el ordenador es más seguro.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Reducción de radiaciones: los dispositivos de alimentación eléctrica son fuentes de radiación electromagnéticas (también conocido como ruido electromagnético). Una mayor distancia respecto a estas fuentes disminuye los efectos de estos.
- Disminución del peso y del volumen: las empresas cada vez están lanzando ordenadores más pequeños. Esta tendencia debe unir con el lanzamiento de fuentes de alimentación más pequeñas, por lo que esta idea debe establecerse en las políticas de producción.
- Facilidad de sustitución: es mucho más sencillo cambiar o reparar una fuente de alimentación de un portátil que uno de sobremesa.

El diseño de este tipo de circuitos con convertidores está formado generalmente por dos etapas: una etapa de potencia y otra etapa de control. La etapa de potencia integra aquellos componentes que tiene como meta proporcionar a la salida una tensión deseada a partir de una tensión de entrada. Por otro lado, la etapa de control tiene un fin diferente: se encarga de controlar las tensiones y corrientes que circulan a lo largo del circuito ante variaciones repentinas de tensiones o fallos en la corriente de carga.

Para empezar a investigar la etapa de potencia se explicará el funcionamiento de aquellas configuraciones que tienen la posibilidad de ser implementados en este trabajo. Posteriormente se hace una comparativa de ellos para seleccionar aquel que mejor se ajuste con su finalidad.

Después de esto, se extrae aquellos parámetros que son necesarios para ejecutar el circuito. Estos parámetros pueden ser elegidos por el propio diseñador, pero otros no tienen la misma naturaleza ya que son inamovibles (no permiten su variación). Posteriormente, se compara primero y segundo seleccionar los modos de trabajo requeridos dependiendo de las pautas que se han elaborado a lo largo de los apartados anteriores. Una vez seleccionado los modos de trabajo ahora se empieza a calcular los valores de los componentes que se requieran. Todos estos cálculos teóricos han sido elaborados mediante el programa de hoja de cálculo conocida como Mathcad.

Utilizando la herramienta informática Orcad, se empieza a reconstruir el circuito para que cumpla con el objeto, interponiendo los valores de funcionamiento que se han resultado de los cálculos teóricos.

Llegado a este punto se simula y se verifica su correcto funcionamiento. Así mismo, se introduce variaciones tanto en la tensión de entrada como en la corriente de carga, de manera que la etapa de control hace que la tensión de salida se mantenga constante a lo largo del tiempo.

Finalmente se justifica la solución adoptada utilizando la razón económica, es decir, su bajo coste en comparación con otras soluciones que se puede encontrar en el mercado.

1.1. Especificaciones

A continuación, se enunciará los valores que se han tomado para el diseño del circuito. Algunos de estos valores son interpuestos por el propio diseñador, pero también existen otros que no permiten una libre elección:

- Tensión de entrada (red eléctrica) $V_i \rightarrow$ rango comprendido entre $V_{i_min} = 100 \text{ V}$ y $V_{i_max} = 240 \text{ V}$
- Corriente de entrada $I_{i_} = 1.80 \text{ A}$
- Frecuencia de conmutación $f_s = 50 \text{ kHz}$
- Tensión de polarización directa del diodo $V_F = 0.50 \text{ V}$
- Potencia de salida $P_o = 135 \text{ W}$
- Tensión de salida deseado $V_o = 19.50 \text{ V}$
- Eficiencia del convertidor (estimado por el diseñador) $E_{ff} = 80 \%$

El resto de los parámetros necesarios se explicará en el apartado Diseño del circuito general, con sus correspondientes cálculos.

2. Soluciones alternativas

A lo largo de este apartado se enunciará las posibles configuraciones que se pueden seleccionar en este trabajo. Había más elecciones para emplear en este caso, pero se ha elegido aquellas que mayor se diferenciaban. El objetivo es que a la salida del circuito se obtenga una tensión deseada a partir de una tensión de entrada conocida.

2.1. Etapa de potencia

2.1.1. Etapa de entrada

Para empezar a diseñar el circuito es necesario transformar la tensión alterna proporcionada por la red eléctrica en una tensión continua de valor más pequeño. Con este propósito, la solución pasa por crear un convertidor AC/DC o rectificador que consiste en una serie de etapas mostradas en la **figura 2**:

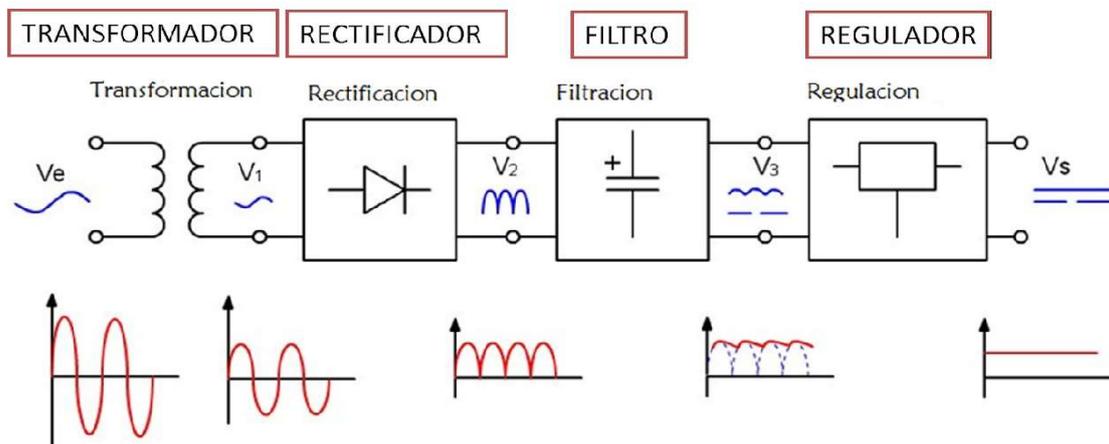


Figura 2. Diagrama de bloques de un convertidor AC/DC (Stiven Ospina, 2015)

En un primer paso, la tensión alterna, normalmente de 230 V, pasa por un transformador donde disminuye hasta una tensión adecuada para trabajar. Posteriormente pasa por una etapa de rectificación donde el semiperiodo negativo de cada ciclo se convierte en semiperiodo positivo. Después, mediante un condensador de filtrado estos semiperiodos positivos se suavizan de manera que la forma de onda se asemeje ya a una tensión continua. Si no se consigue este hecho, se puede implementar una etapa de regulación donde ajusta el rizado de la tensión para hacerlo más pequeño.

En algunas aplicaciones de este tipo implementan una etapa extra a la entrada del convertidor AC/DC denominada Corrector del Factor de Potencia (PFC). El objetivo de esta etapa es que toda la potencia generada a lo largo del circuito sea aprovechada, es decir, conseguir que la PFC sea 1. Esto consiste en poner una batería de condensadores, que hace que la corriente se adelante para no quedar desfasado respecto de la tensión, con lo que se consigue un factor de potencia igual a 1 (el deseado). El resultado del uso de una etapa PFC es el aumento de la eficiencia del circuito (95% o superior), una mejor calidad de la corriente en la carga, así como una reducción de emisiones de interferencias electromagnéticas. Sin embargo, en este proyecto no se ha utilizado este método para una mejor simplicidad del circuito.

2.1.2. Convertidor Buck.

Se trata de una fuente de alimentación conmutada donde permite obtener una tensión a la salida (V_o) menor que la tensión de entrada (V_i). Esto se consigue gracias a un parámetro conocido como ciclo de trabajo (D) donde se puede ajustar tanto manualmente por el diseñador como por un circuito de control (explicado más adelante), tal como muestra en la ecuación 1:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (1)$$

Esta forma de trabajar tiene un esquema general donde entra en juego ciertos componentes como son un interruptor Q (puede ser un transistor BJT, un MOSFET), un diodo D , una bobina L , un condensador C y una carga de salida, en este caso una resistencia R , como se muestra en la **figura 3**:

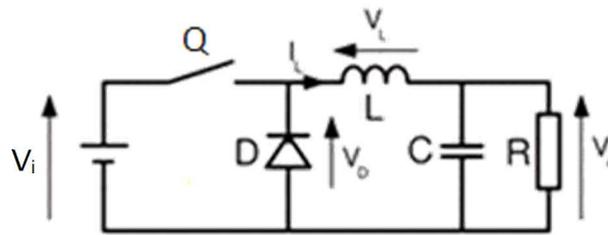


Figura 3. Esquema general que representa la configuración Buck

Este convertidor puede trabajar de dos maneras, conducción continua (CCM) o conducción discontinua (DCM). Cada una de ellas tiene su propio funcionamiento que se va a exponer en los siguientes subapartados.

➤ Conducción continua

Para explicar el procedimiento, se tratará el funcionamiento en dos etapas: una etapa con Q conmutado a OFF (**figura 4**) y otra etapa cuando Q pasa a ON (**figura 5**).

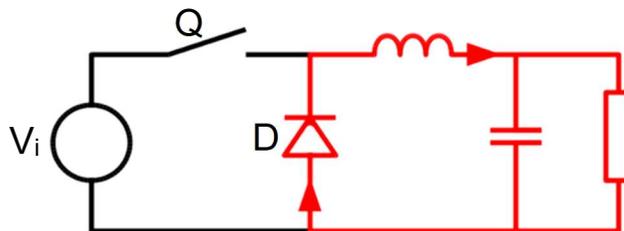


Figura 4. Representación del convertidor Buck durante la conmutación a OFF

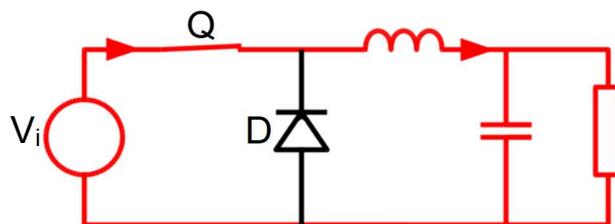


Figura 5. Representación del convertidor Buck durante la conmutación a ON

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Mientras Q está en conmutación cerrada, la tensión que pasa por la bobina V_L es $V_i - V_o$, por lo que la corriente por la bobina va aumentando a medida que va recibiendo más tensión de la fuente alterna de entrada. En cuanto al diodo D, al estar polarizado inversamente, impide la entrada de tensión positiva por su rama.

Cuando llega al instante de conmutación a abierto de Q, no circula corriente de la entrada. La tensión por la bobina V_L será $-V_o$ y, al estar cargado de tensión, va circulando a lo largo de la malla donde se encuentra, gracias también a que D esta vez esta polarizado directamente. La **figura 6** muestra una representación de la forma de onda de la corriente por la bobina donde efectivamente realiza lo mencionado anteriormente:

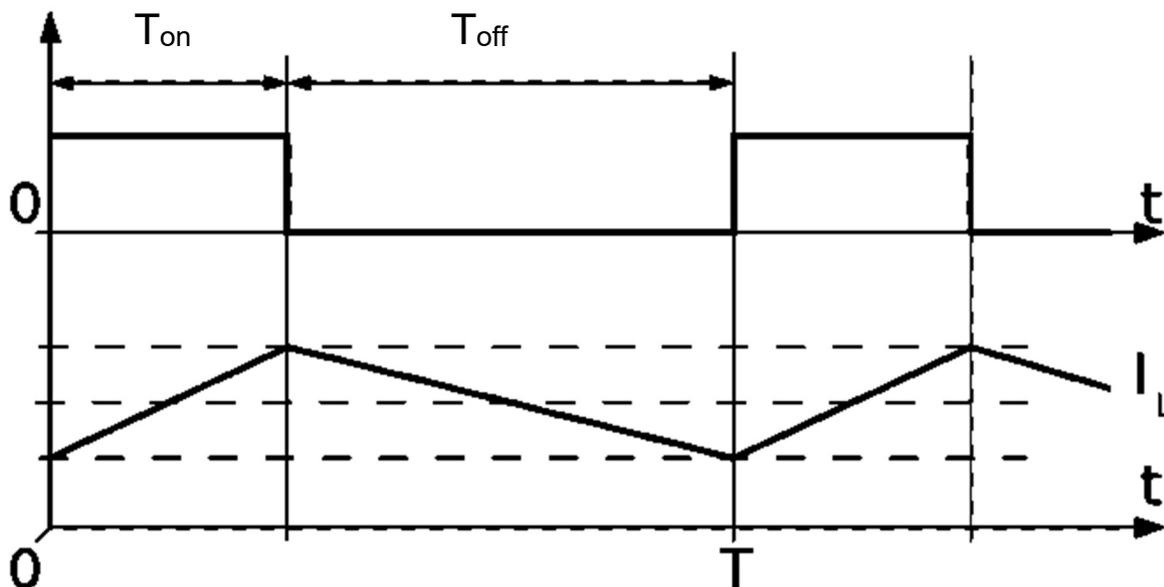


Figura 6. Representación gráfica de la corriente por la bobina durante los periodos de conmutación trabajando en modo CCM

Como se puede ver en la **figura 6**, la corriente I_L nunca llega al valor 0, por lo que la bobina siempre esta almacenando una cierta cantidad de energía incluso cuando este está decreciendo durante la conmutación a OFF.

➤ Conducción discontinua

Este proceso es similar al anterior solo que se ha añadido una etapa más en la evolución de la corriente. Esto se debe a que, durante el periodo de conmutación, la bobina ha tenido suficiente tiempo para liberar toda su energía contenida, a diferencia del modo de conducción discontinua. Por lo tanto, las etapas cuando el interruptor conmuta a ON y a OFF, funciona de la misma manera, por lo que obtendríamos una corriente como la siguiente:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

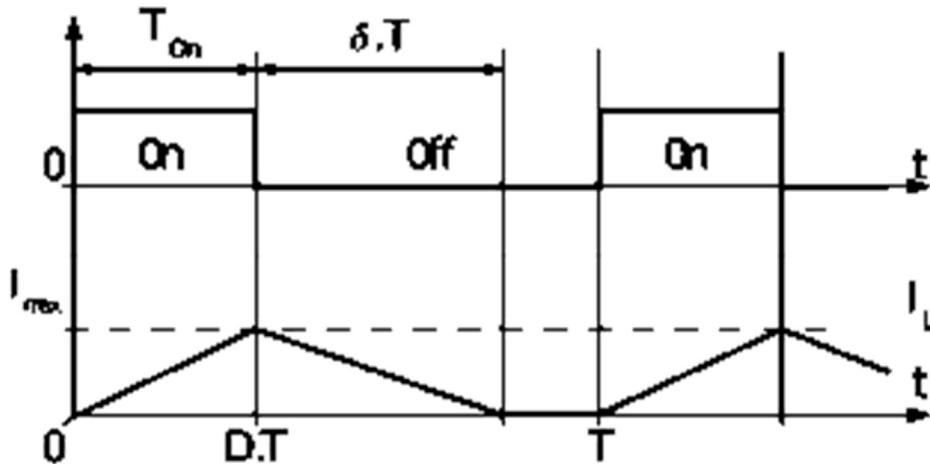


Figura 7. Representación gráfica de la corriente por la bobina durante los periodos de conmutación trabajando en modo DCM

Como se puede apreciar en la gráfica anterior, durante los periodos de conmutación a ON y a OFF, la corriente tiene la misma representación. Sin embargo, se observa un tramo durante la conmutación a OFF donde ya no queda energía contenida en la bobina que pueda liberar. También se puede decir que la corriente al inicio de cada conmutación debe ser igual a la corriente al final de cada conmutación. Esto se debe a que el convertidor opera en un estado estable, sin pérdidas (esto puede considerarse ideal por lo que no siempre cumple).

2.1.3. Convertidor Boost

También conocido como convertidor elevador, es una fuente de conmutación sin aislamiento como en el convertidor Buck. Aunque parezca que funciona de forma similar anterior, este convertidor permite obtener una tensión de salida mayor que la tensión de entrada. De igual manera, esto se consigue mediante la fórmula siguiente:

$$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot V_i \quad (2)$$

Donde D es el ciclo de trabajo que se puede variar dependiendo de nuestro propósito. Así mismo, está configurado mediante un esquema general utilizando prácticamente los mismos componentes del Buck, pero cambiados de sitio para que cumpla la ecuación 2:

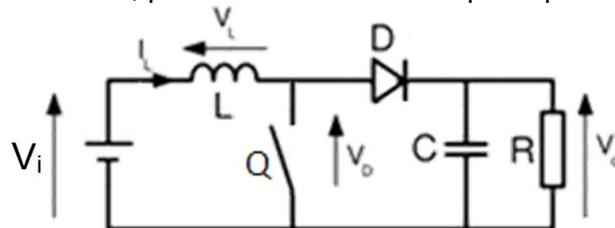


Figura 8. Esquemático que representa una configuración Boost con sus componentes.

Esta configuración también trabaja en modo continuo y en modo discontinuo, dependiendo de los parámetros de trabajo que dispongamos o de si se ha excedido de un umbral de tensión, de manera que pasamos de continua a discontinua.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

➤ Conducción continua

El convertidor trabaja en dos etapas: cuando el conmutador Q (MOSFET, BJT) pasa a modo cerrado y otra etapa cuando Q se abre. Primero se empieza con el interruptor cerrado, de manera que la bobina L almacena toda la energía directamente de la fuente de tensión puesta a la entrada. Al mismo tiempo que se produce esta acción, el condensador, en el caso de que este alimentado, transfiere su energía a la carga (**figura 9**).

Una vez abierto Q, la energía proporcionada por la fuente alterna se transfiere directamente al condensador y a la carga ya que, al estar el interruptor cerrado, solo puede ir por la rama donde se encuentra el diodo D (**figura 10**):

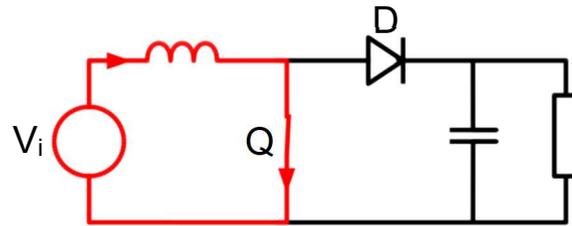


Figura 9. Esquema del convertidor Boost con Q en conmutación cerrada

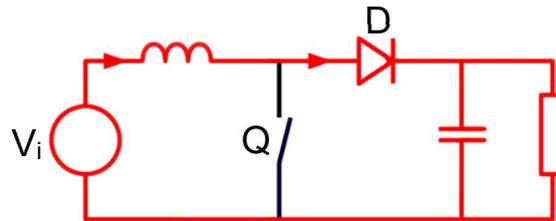


Figura 10. Esquema del convertidor Boost con Q en conmutación abierta

➤ Conducción discontinua

Al igual que el modo discontinuo del convertidor Buck, en el caso de que la bobina tenga el tiempo suficiente para descargar toda la energía almacenada, la forma gráfica de la corriente a través de ella tendrá un tramo donde tiene un valor 0. Este proceso ocurre en el modo discontinuo en el Boost donde también existe las etapas de conmutación a ON y OFF del interruptor Q. Una representación de la corriente a través de la bobina puede ser la siguiente:

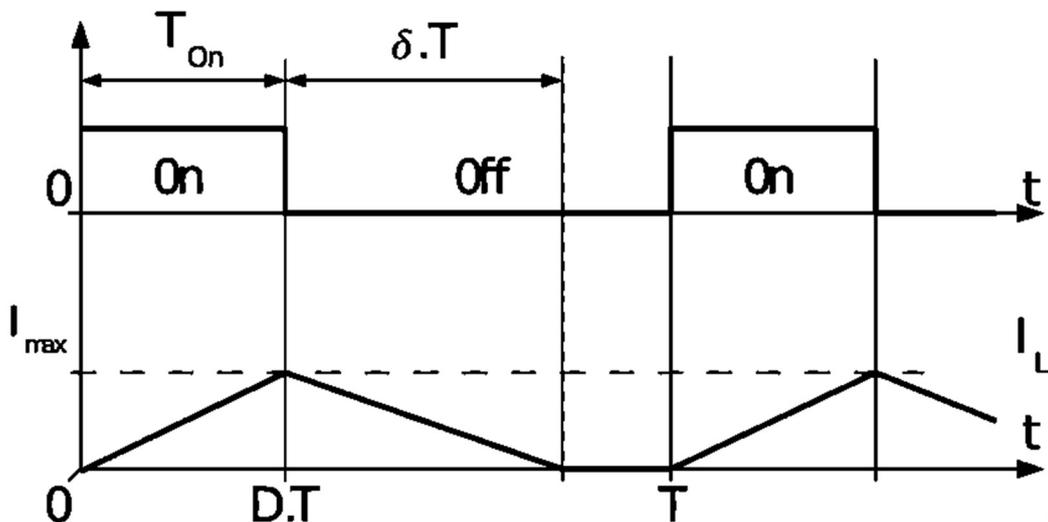


Figura 11. Representación gráfica de la corriente por la bobina durante los periodos de conmutación trabajando en modo DCM

2.1.4. Convertidor Buck-boost

Otra conformación que puede adoptar para desempeñar su propósito es empleando un convertidor Buck-boost, una fuente conmutada sin aislamiento. La peculiaridad que tiene este convertidor es que puede adquirir una tensión a la salida mayor, igual o menor que la tensión de entrada. Esto se consigue mediante la fórmula característica de este tipo de configuraciones:

$$V_o = \frac{D}{1-D} \cdot V_i \quad (3)$$

Donde el ciclo de trabajo se adapta según requiera el equipo electrónico al que este acoplado a la salida o el propio diseñador, pero atendiendo a unas pautas:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } D < 0.5 \rightarrow \text{Reductor, } V_o \text{ es menor que } V_i \\ \text{Si } D = 0.5 \rightarrow V_o \text{ es igual a } V_i \\ \text{Si } D > 0.5 \rightarrow \text{Elevador, } V_o \text{ es mayor que } V_i \end{array} \right.$$

Al igual que las otras configuraciones, el convertidor Buck-boost dispone de un circuito general compuesto por los mismos componentes que las otras veces, pero dispuestos de otra forma:

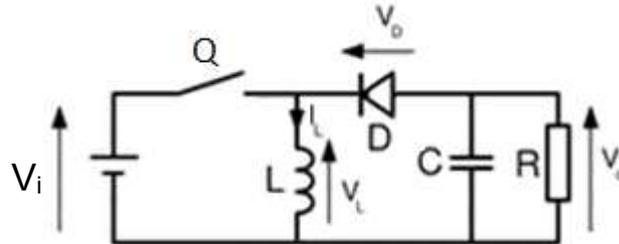


Figura 12. Esquema de un convertidor Buck-boost junto con los componentes necesarios

Al igual que los demás convertidores ya mencionados, la configuración buck-boost permite trabajar con dos modos: un modo donde la corriente que atraviesa por la bobina nunca llega a un valor de amperaje nula y otra donde si se ha descargado toda la energía almacenada por la misma.

➤ **Conducción continua**

Una vez Q está en ON, la corriente que sale de la fuente de tensión de entrada solo puede pasar por la rama donde está la bobina ya que el diodo impide el paso de corriente al estar polarizado inversamente. Esto se traduce en un aumento de la energía almacenada en la bobina al mismo tiempo que se produce una descarga de tensión del condensador a la resistencia de carga en el caso de que este lo tuviera, tal como muestra en la **figura 13**:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

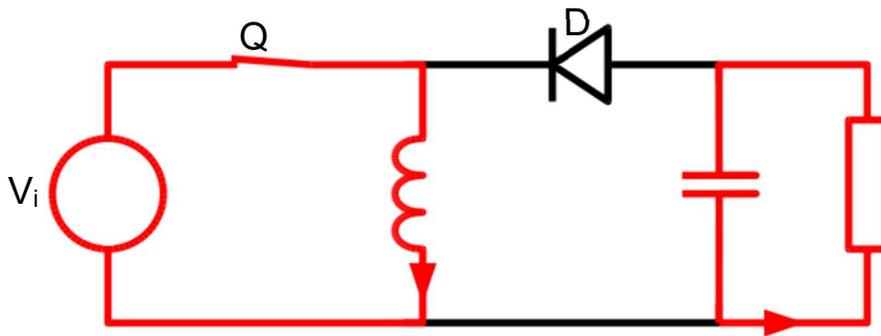


Figura 13. Convertidor Buck-boost cuando Q está en conmutación ON

Una vez ha pasado el periodo de conmutación de ON, el interruptor se abre, lo que la energía depositada en la bobina se libera y recorre la malla marcada en rojo de la **figura 14**. Esto ocurre durante el periodo de conmutación a OFF.

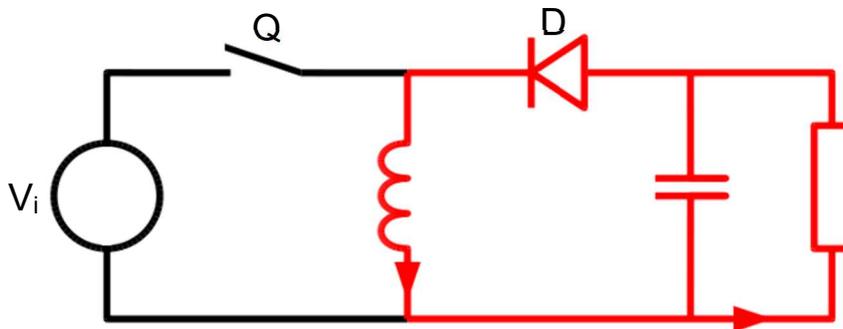


Figura 14. Convertidor Buck-boost cuando Q está en conmutación OFF

La energía adquirida por el condensador se libera con lo que la energía tanto de la bobina como el condensador lo recogen la resistencia de salida. Al no disponer de suficiente tiempo de conmutación, la energía propia de la bobina no es liberada en toda su totalidad. Por eso se conoce el nombre de conducción continua. La representación gráfica de esta corriente es recogida en la **figura 15**:

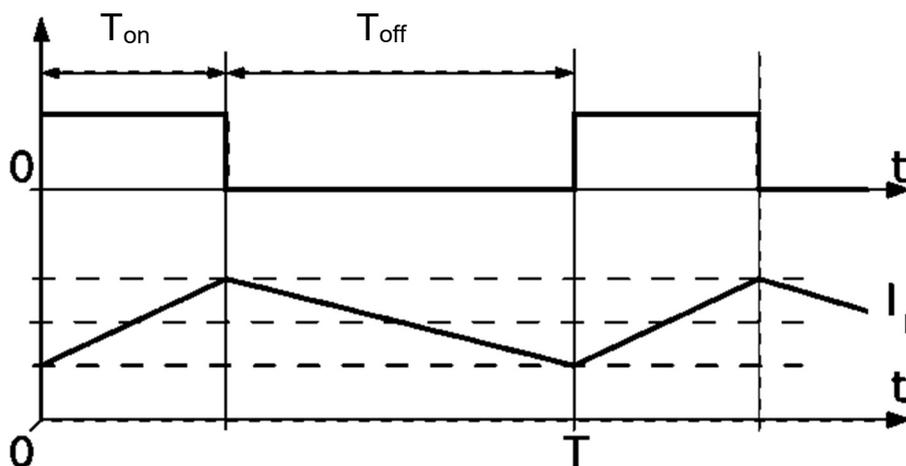


Figura 15. Gráfico de la corriente de la bobina durante la conmutación de Q

Como puede verse en la figura anterior, la corriente por la bobina nunca da como resultado un valor 0. Por eso este método se conoce como conducción continua.

➤ **Conducción discontinua**

Si en el caso de que la corriente o por la bobina o por la carga tuviera un valor más pequeño, entonces estaríamos hablando de una corriente discontinua, donde existen tramos donde la corriente por la bobina cae a 0. Ocurre este fenómeno durante un nuevo tramo, donde dispone de suficiente tiempo de conmutación para que se produzca. Para simplificar la explicación se puede coger la representación gráfica del modo discontinuo tanto del Buck como del boost (**figuras 7 y 11**) ya que estos trabajan de igual manera.

2.1.5. Convertidor Flyback

Otro de los convertidores que se puede utilizar para cumplir con la finalidad del proyecto es una fuente de tensión conmutada con aislamiento conocida como convertidor Flyback. A diferencia de los convertidores anteriores, este si permite una separación sin contacto de la porción del circuito correspondiente a la entrada y otra porción del circuito correspondiente a la salida. Esto se posibilita gracias a un transformador donde aplicando una tensión a la entrada del transformador se obtiene una tensión a la salida gracias al fenómeno de inducción electromagnética. Gracias a este fenómeno se extrae una relación entre la tensión que pasa por el bobinado primario (V_p) con la tensión que transcurre en el bobinado secundario (V_s), así como una relación entre las corrientes de ambos bobinados (I_s e I_p), tal como muestra en la ecuación 4:

$$N_{ps} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (4)$$

En realidad, este convertidor tiene la misma estructura que un convertidor Buck-boost. Esto se traduce en el empleo de la misma fórmula genérica del convertidor Buck-boost pero teniendo en cuenta la relación de transformación N_{ps} :

$$V_o = \frac{1}{N_{ps}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i \quad (5)$$

A pesar de que tiene una configuración diferente, no hay cambios en los modos de trabajo que puede adoptar, es decir, también incorpora un modo continuo y un modo discontinuo.

➤ **Conducción continua**

El convertidor trabaja en dos etapas: cuando Q está en corte y Q en conducción. Tomamos como primera etapa Q en conmutación abierta, cuyo dibujo del circuito en funcionamiento es el que muestra en la **figura 16**:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

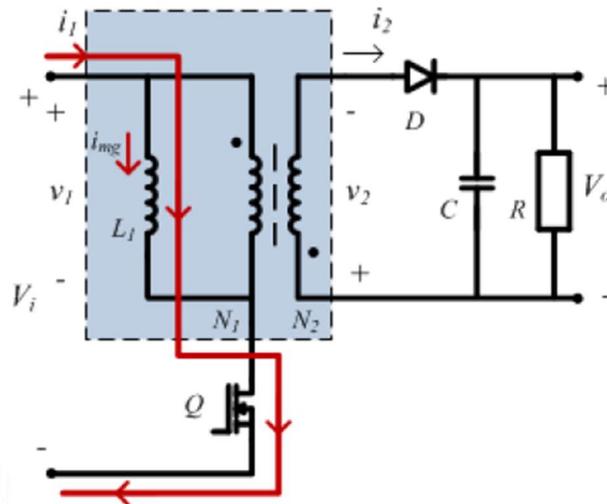


Figura 16. Convertidor Flyback en funcionamiento CCM durante la etapa $0 \leq t \leq D \cdot T_s$

En esta etapa, el convertidor empieza suministrando la corriente de entrada (i_1) al bobinado primario del transformador (L_1). Esto se traduce en una energía que se va almacenando en el núcleo del transformador. Posteriormente la corriente i_1 continua su camino atravesando el interruptor MOSFET (Q) en ON y vuelve a la fuente de tensión V_i . Esta corriente i_1 depende de varios parámetros como son la tensión de entrada, el tiempo donde Q está abierto, así como el valor de la inductancia de la bobina donde atraviesa. No produce ningún comportamiento significativo al otro lado del transformador ya que el diodo D impide la corriente que sale del bobinado secundario del transformador. Este procedimiento se mantiene una vez transcurrido hasta el tiempo $D \cdot T_s$, o lo que es lo mismo, hasta cuando Q este en OFF, tal como muestra en la **figura 17**:

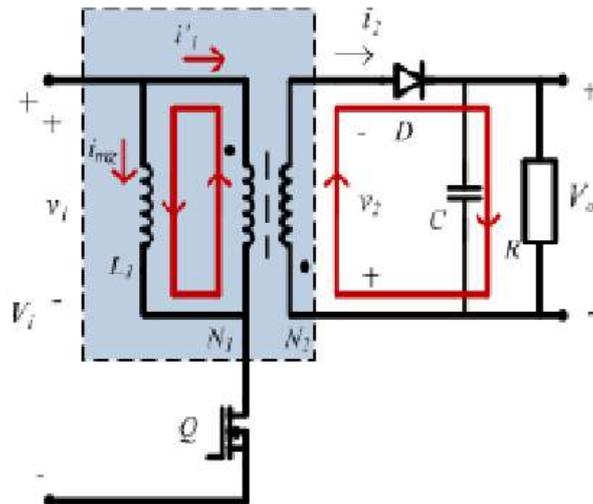


Figura 17. Convertidor Flyback en funcionamiento CCM durante la etapa $D \cdot T_s \leq t \leq T_s$

En la segunda parte del funcionamiento en CCM, el interruptor Q se abre, con lo que la energía almacenada en el núcleo del transformador se libera. Transcurre corriente por el bobinado secundario saliendo del punto y, el diodo polarizado directamente, permite pasar dicho corriente a través de la carga R. Como resultado de este proceso, se obtiene una tensión a la salida V_o , la tensión deseada. Hay que mencionar que no libera toda la energía almacenada en el núcleo del transistor ya que no dispone del tiempo suficiente para hacerlo.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

➤ Conducción discontinua

Tal como indica su nombre, la corriente a través de la bobina no es continua a lo largo del dominio del tiempo, por lo que surge una nueva etapa para dar cabida a este hecho. Las demás etapas son idénticas, por lo que la primera etapa tiene el procedimiento como en la **figura 18**:

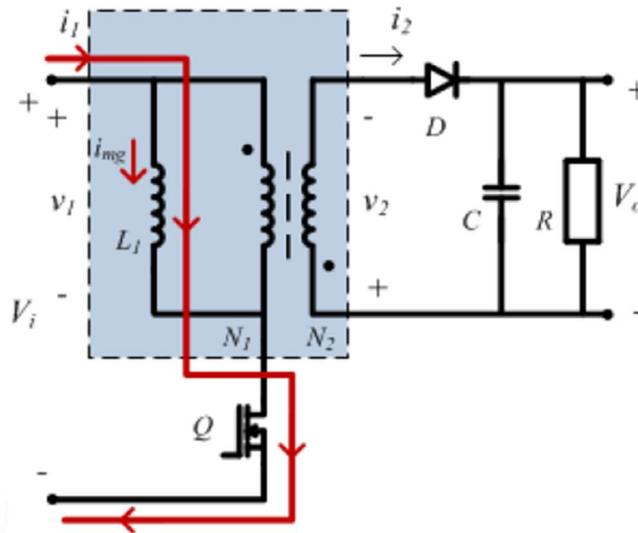


Figura 18. Convertidor Flyback en funcionamiento DCM durante la etapa $0 \leq t \leq D \cdot T_s$

Como se puede apreciar en la figura anterior, el interruptor Q está en conducción, lo que permite el paso de la corriente i_1 .

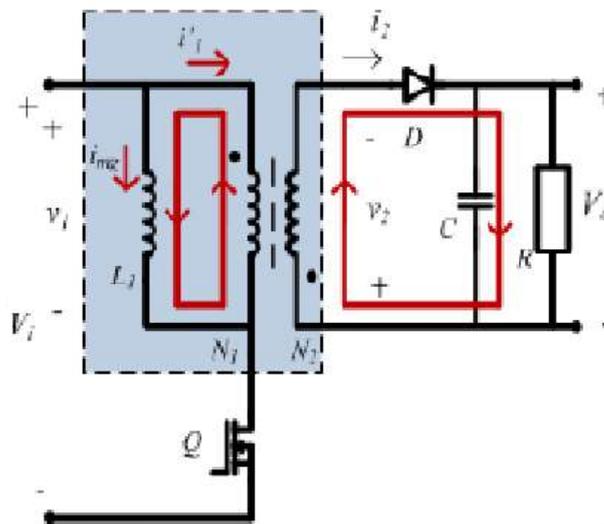


Figura 19. Convertidor Flyback en funcionamiento DCM durante la etapa $D \cdot T_s \leq t \leq T$

En este tramo, el convertidor trabaja como en la etapa comprendida entre $D \cdot T_s$ y T_s del modo continuo, es decir, circula en la sección del circuito que está conectado con el bobinado secundario del transformador. También se obtiene sin problemas una tensión a la salida, tal como muestra en la **figura 20**.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

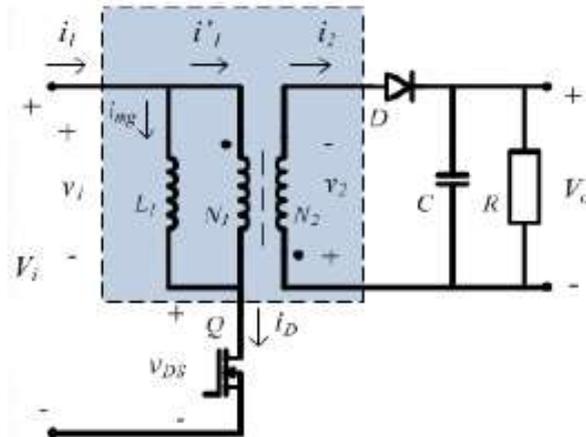


Figura 20. Convertidor Flyback en funcionamiento DCM durante la etapa $T' \leq t \leq T_s$

Aquí es donde radica la principal diferencia con respecto al modo anterior. En este caso surge una nueva etapa, donde destaca el transformador ya desmagnetizado. Esto se traduce en una corriente nula, tanto a la entrada como a la salida del convertidor. Este hecho se debe a una menor inductancia de la bobina que hace que suministre mucha más corriente en menor tiempo, así como la rápida liberación de la misma durante la conmutación a OFF de Q. Otra diferencia con respecto al modo CCM es respecto a la energía almacenada en el transformador que se ha liberado gracias a que ha dispuesto de tiempo suficiente durante la conmutación a OFF.

2.2. Etapa de control

Tal como se dijo en la introducción, para que funcione el circuito es necesario implementar una etapa de control que cumpla con los siguientes objetivos:

- Mantener la tensión de salida V_o constante frente a subidas en la tensión de entrada o en la corriente de carga I_o mediante el ajuste del ciclo de trabajo que se usa en la conmutación.
- Conseguir que el sistema se mantenga estable con una respuesta transitoria adecuada.

Se dispone de varias opciones de diseño de control, pero en este apartado se expondrán tres tipos de control, cada uno de ellos con su proceso: por tensión, por corriente de pico o por corriente media. Aunque parezcan que trabajan para el mismo fin, ambos tienen sus particularidades.

2.2.1. Modo tensión

La filosofía de este modo consiste en recoger una muestra de la tensión de la señal de salida deseada, calcular la diferencia respecto a una tensión real, donde marcará el error y a partir de este valor ajusta el ciclo de trabajo de manera que controle la tensión aplicada a la bobina de la etapa de potencia, tal como marca en la siguiente figura:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

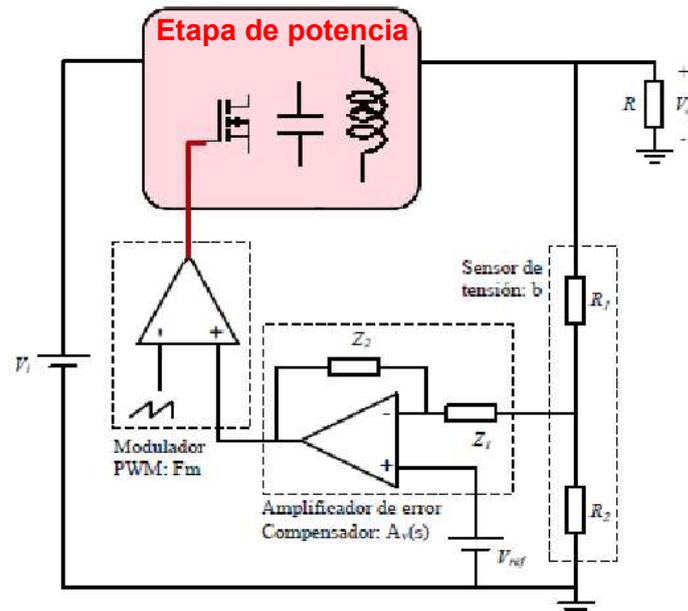


Figura 21. Etapa de potencia junto con la etapa de control en modo por tensión

Haciendo un repaso a los componentes que intervienen, nos encontramos con un divisor de tensión b que recoge una muestra de la tensión de salida para posteriormente pasar por un compensador donde a su salida se encuentra el error debido a la diferencia de la muestra con una tensión de referencia conocida. Finalmente, ese error se va dando al conmutador MOSFET mediante un modulador de ancho de pulso o PWM.

2.2.2. Modo corriente de pico

También se puede hacer un control desde otra perspectiva. Al igual que el control por tensión, se recoge una muestra de la tensión a la salida del circuito para después pasar por el compensador donde compara con una tensión de referencia. Después pasa por un modulador PWM donde determina el ancho de pulso que debe dotar al ciclo de trabajo para realizar el control requerido. Sin embargo, hay bloques como las que muestra en la **figura 22** que son nuevas:

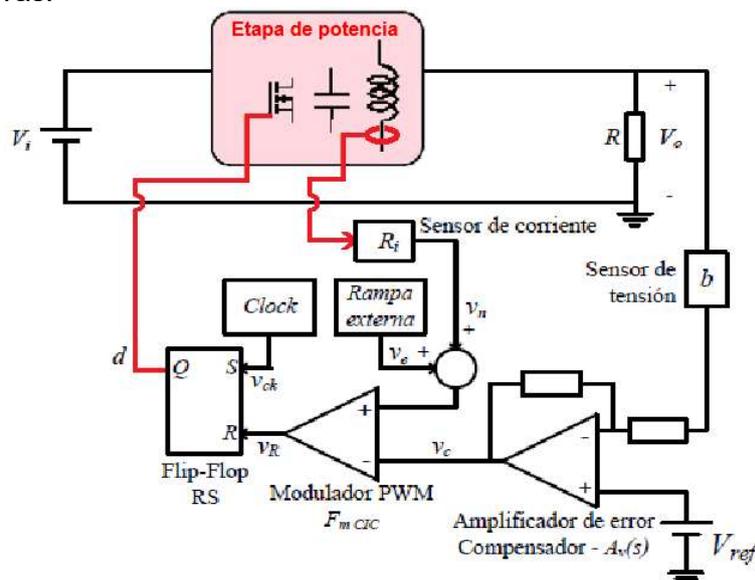


Figura 22. Etapa de potencia junto con la etapa de control en modo por corriente

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Después de calcular el error calculado en el compensador, este valor es comparado con una muestra de la corriente que atraviesa la bobina de la etapa de potencia. Básicamente lo que hace es ver si la tensión de la bobina es igual al error. Cuando efectivamente es igual, dará un valor $v_R = 1$ y si no son iguales, dará un valor 0 a v_R . Esto permitirá un segundo control en este modo ya que, además de controlar la tensión de salida, permitirá realizar un control de la corriente por la bobina en caso de alcanzar el pico de la corriente. El biestable (flip-flop) hace que de un valor alto o un valor bajo dependiendo de las entradas que en este caso son la frecuencia del reloj y el ancho de pulso resultado del modulador PWM. Básicamente lo que hace es que cuando v_{ck} es 1, el transistor conduce. Cuando v_{ck} es 0 y además v_R es 1, el transistor dejará de conducir.

2.2.3. Modo corriente media

También conocido como modo control ACC (Average Current Control) es un método donde regula la corriente media que atraviesa la bobina de la etapa de potencia propia de un convertidor DC/DC. Esto se logra gracias a un sistema cuyo diagrama de bloques es el que muestra en la **figura 23**:

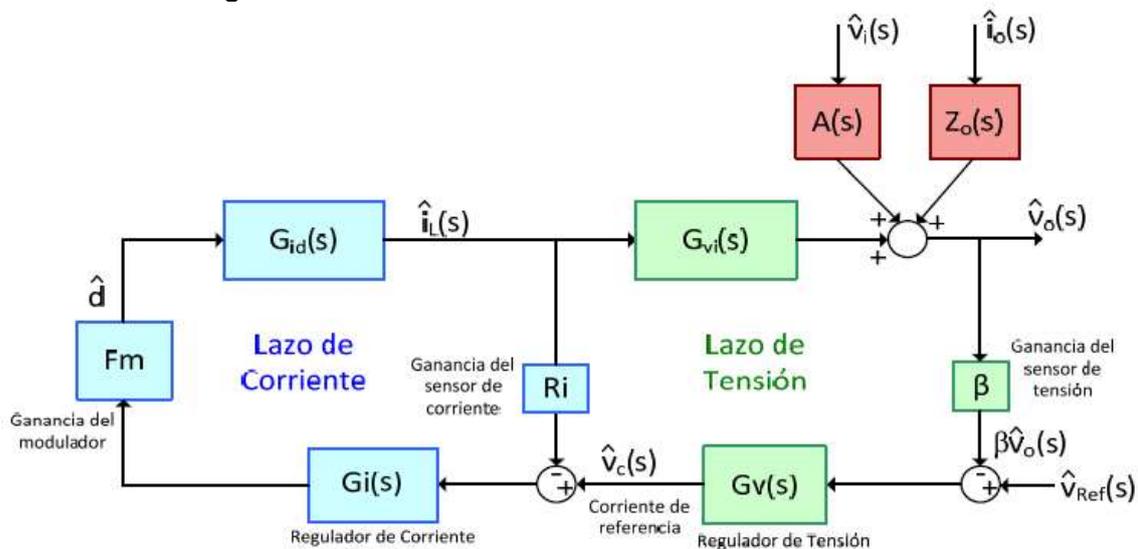


Figura 23. Diagrama de bloques del esquema de control ACC.

Como puede verse en la figura anterior, el sistema de control recoge dos muestras: una muestra de la corriente por la bobina mediante un sensor de corriente R_i y una muestra de la tensión de salida esta vez con un sensor de tensión mostrado como β . Ambas muestras pasan por un regulador de tensión G_v y un regulador de corriente G_i . Gracias a este paso se logra un doble control, de la tensión a la salida del circuito y de la corriente por la bobina.

Los reguladores de tensión y de corriente normalmente son de tipo P.I.D., es decir, el error proporcional, el error integral y el error derivativo de la tensión de salida actual marcará la tensión de salida deseada e implementarla en el bloque del modulador PWM.

3. Comparativa de soluciones alternativas

3.1. Convertidores

Una vez exhibido todas las opciones que permitan cumplir con el objetivo propuesto, es hora de sacar sus ventajas y sus inconvenientes con tal de alcanzar una decisión final. Esta decisión influye muchos factores que en esta comparativa se recogerán los más convenientes:

- Convertidor Buck
 - Forma más sencilla de obtener una tensión menor que la tensión de entrada
 - Ruido elevado que puede propagar a lo largo del sistema
 - Tamaño reducido
 - Eficiencia entre un 60% y un 90%
 - Adecuado para bajas potencias
 - Rango de voltajes de entrada: 5 V a 40 V

- Convertidor Boost
 - Forma más sencilla de obtener una tensión mayor que la tensión de entrada
 - Bajo ruido en la entrada
 - Trabaja con potencias alrededor de 150 W y voltajes de entrada de 40 V
 - El interruptor Q soporta elevada tensión
 - El voltaje de salida es muy sensible a cualquier pequeña variación de D
 - Su eficiencia es en función de D
 - Rango de voltajes de entrada: 5 V a 40 V

- Convertidor Buck-boost
 - Permite elevar o disminuir la tensión de salida mediante el ciclo de trabajo
 - Alta eficiencia
 - Control de disparo del interruptor sencillo
 - Rango de voltajes de entrada: 5 V a 40 V

- Convertidor Flyback
 - A diferencia del Buck-boost, este está aislado eléctricamente la salida de la entrada
 - Disparo sencillo del conmutador
 - Rizado bajo a la salida
 - Permite ajustar con más facilidad la tensión gracias a la relación de bobinados primario y secundario
 - Coste reducido
 - Circuito sencillo
 - Posibilidad de obtener múltiples salidas aisladas
 - Trabaja con potencias inferiores a 150 W
 - Permite conectar tensiones a la entrada en un rango de 5 V a 500 V
 - De todos los convertidores mostrados, este tiene mayor eficiencia (80% - 90%)

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

3.2. Modos de trabajo

Una vez hecha la comparativa anterior, se procede a efectuar un contraste entre aquellos métodos que puede trabajar un convertidor:

CCM

- Existencia de un cero en el semiplano derecho, lo que hace que el convertidor puede volverse inestable si no se le trata correctamente. Para ello, se debe realizar un circuito de control más complejo.
- Baja corriente eficaz tanto en bobinado primario como el bobinado secundario del transformador.
- Condensador de salida de valor bajo.
- Baja corriente de pico tanto del interruptor MOSFET como el diodo.
- Las pérdidas generadas al pasar la tensión de la bobina primaria a la bobina secundaria son menores respecto al modo DCM.

DCM

- Al no existir un cero en el semiplano derecho, el circuito de control es más sencillo.
- Altos niveles de corriente eficaz que atraviesa por los bobinados del transformador.
- Altos niveles de corriente de pico en el MOSFET y en el diodo. Se debe tener en cuenta.
- Mayores pérdidas por conducción respecto al modo CCM.
- Este modo permite utilizar un transformador más pequeño ya que su respuesta transitoria es más rápida.

Para una mejor comprensión, observamos la **figura 24**:

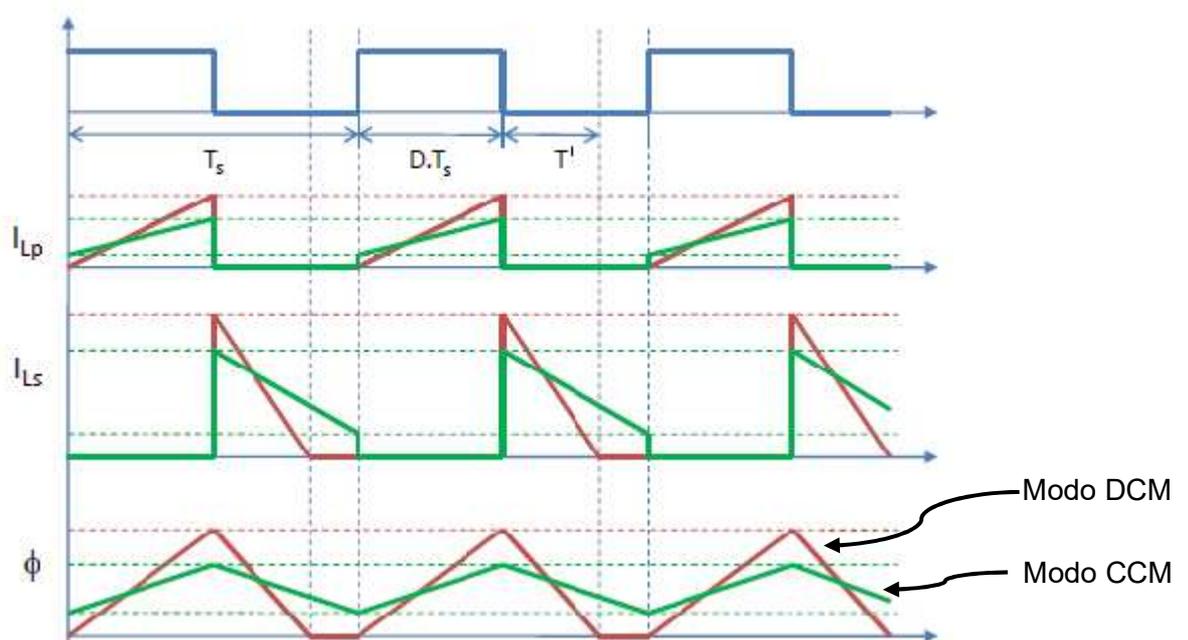


Figura 24. Representación gráfica de las corrientes por el bobinado primario (I_{Lp}) y secundario (I_{Ls}), así como la suma de ambos (ϕ) durante el periodo de conmutación

En la **figura 24** se puede apreciar con más detalle la diferencia de ambos modos. En el modo discontinuo la corriente de pico puede alcanzar valores más elevados de las que alcanza trabajando en modo continuo. Otro efecto que produce el modo discontinuo son los cortos periodos de tiempo de carga y descarga que trabaja la bobina. Debido a la rápida actuación de este componente, puede conllevar un riesgo de rápido desgaste. También se puede ver que una vez alcanzado un umbral de corriente mientras estamos trabajando en modo CCM, aparece el riesgo de pasar al modo DCM, aunque no lo hayamos deseado. Por esta razón, requiere vigilar el diseño de los componentes para que no suceda.

3.3. Control modo tensión vs control modo corriente de pico vs control modo corriente media

Finalmente, se llevará a cabo una última comparativa de los dos modos de control que están a disposición del diseñador:

- Modo por tensión
 - Facilidad de sensado de la tensión debida a la poca presencia de ruido y pérdidas
 - Respuesta lenta frente a cambios en la tensión de entrada como en la carga
 - Circuito sencillo de implementar.
 - Bajo coste
- Modo por corriente de pico
 - Respuesta más rápida frente al modo tensión
 - Dinámica más simple que el control por tensión
 - Circuito más complejo debido a la implementación de dos lazos, uno interno de corriente y uno externo de tensión
 - Facilidad de conectar convertidores en paralelo
- Modo por corriente media
 - Dificultad de diseño del regulador de corriente
 - Aparición de armónicos a diferentes frecuencias
 - Análisis de pequeña señal más complicada debido a la necesidad de implementación de un circuito RC para detectar la corriente media
 - Alto ajuste de la gráfica de la corriente por la bobina debido a picos en su diagrama de bode

4. Solución adoptada

Una vez exhibido aquellos rasgos diferenciales que nos pueda interesar de cada una de las configuraciones posibles, se selecciona aquel que mejor convenga. Lo primero que vamos a hacer es buscar la mejor eficiencia que pueda ofrecer cada una de ellas. Flyback es el que más destaca en este aspecto, ya que hace un uso eficiente de la energía que circula a lo largo del circuito.

Por otra parte, una de las ventajas que tiene de utilizar un transformador es la posibilidad de trabajar a una frecuencia elevada de conmutación respecto a los demás convertidores. Así mismo, puede tener múltiples salidas conectadas a un lado del transformador. Sin embargo, en este proyecto solo se implementará una única salida.

Como resultado de este análisis, el elegido es el convertidor flyback, de la cual se va a proceder a recabar aquellos valores que puedan ser importantes en el diseño del circuito.

Hablando de los modos de trabajo, se han recogido las ideas que marcan uno del otro, donde ya se elige el más adecuado para nuestro propósito. Ambos conceptos permiten trabajar en aquellas electrónicas que requieran una potencia menor de 150 W, por lo cual ambos cumplen. En este proyecto se ha decantado por elegir el modo CCM ya que es típicamente el más usado en este tipo de circuitos. Además, este modo es bastante fiable, con no muchas pérdidas a lo largo del circuito, pero a cambio se debe trabajar más en la etapa de control.

En el caso de la última comparativa, las técnicas que se puede implementar para controlar el circuito, se elige un control por corriente de pico, también conocido por sus siglas CIC (Current Injected Control). Esto se debe a un mayor control de los parámetros más importantes que intervienen en el trabajo como son la corriente del inductor y la tensión de salida. A cambio, la etapa de control tiene más funciones complejas a tener en cuenta, pero las ventajas en este caso pesan más que los inconvenientes.

5. Diseño de la solución adoptada

A lo largo de este apartado se mostrará los cálculos y sus explicaciones que se han realizado para obtener los valores de los componentes. Para ello, se ha seguido un procedimiento que se contempla en el siguiente diagrama de bloques:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL



5.1. Fuente no estabilizada

Esta fuente de alimentación no se conecta directamente con la tensión de red, sino que hay que diseñar una etapa de manera que adecue dicha red para conseguir una tensión que pueda trabajar con este tipo de configuraciones. Para ello, se implementará un convertidor AC/DC o rectificador cuyas etapas son las mostradas en la **figura 2** con una variación: no se implementará el transformador ya que en convertidores Flyback no es necesario su implementación.

Para el cálculo del condensador de filtrado situado a la salida del convertidor es realizado para una tensión de rizado deseado a la salida de 10 V. Por tanto, este valor es el mostrado en la siguiente ecuación cuya operación se puede ver en el apartado **Anexo**:

$$C_{ne} = 3.375 \text{ mF} \quad (6)$$

Además del condensador, se utilizará un rectificador de onda completa tal como se explicó en su momento. De esta manera, el esquema del rectificador quedaría configurado de la siguiente manera:

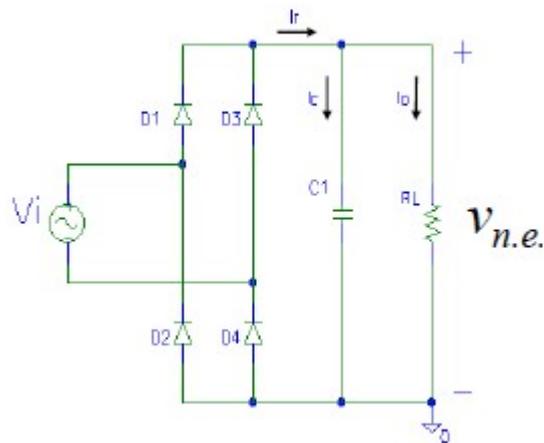


Figura 25. Etapa del convertidor AC/DC conectado a la red eléctrica

Donde la carga de salida R_L representa la etapa de Flyback y V_i la red eléctrica donde va conectada.

5.2. Etapa de potencia

Esta etapa está comprendida por aquellos componentes que hacen que la tensión de salida sea la deseada a partir de una tensión de entrada dada. En la **figura 26** muestra aquellos componentes que son imprescindibles para el funcionamiento adecuado del circuito, tal como se ha visto anteriormente:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

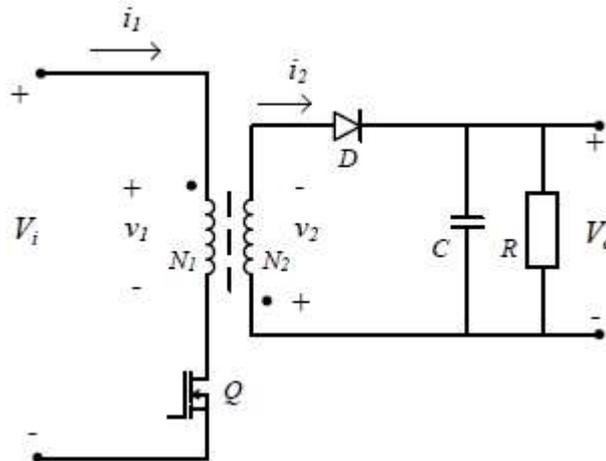


Figura 26. Esquema del circuito donde representa la etapa de potencia con sus componentes

Primero se empieza obteniendo los parámetros necesarios para trabajar. Las operaciones llevadas a cabo se muestran en el Anexo:

$$I_o = 6.92 A \quad (7)$$

$$R_L = 2.82 \Omega \quad (8)$$

$$T_S = 20 \mu s \quad (9)$$

$$P_i = 168.75 W \quad (10)$$

En la ecuación 7 se ha calculado la corriente de salida a partir de la potencia y la tensión; en la ecuación 8 la resistencia de carga con los parámetros anteriores también; en la ecuación 9 se calcula el periodo de conmutación que no es más que la inversa de la frecuencia de conmutación y por último la potencia de entrada que se calcula mediante la eficiencia impuesta por el diseñador. Una vez llegado a este paso, el circuito debe iniciarse con un ciclo de trabajo máximo (D_{max}). Tomé un valor de 0.45. Este valor se debe a que, para asegurar una estabilidad a lo largo de la etapa de potencia, éste debe ser inferior a 1.

Se debe conocer también algunos parámetros relacionados con los componentes de la etapa. También es importante descubrir hasta cuanto puede aguantar los componentes semiconductores de potencia, de manera que trabajen siempre por debajo de ellos:

$$V_o = \frac{1}{N_{ps}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i - V_F \quad (11)$$

$$N_{ps} = 4.09 \quad (12)$$

$$D_{min} = 0.25 \quad (13)$$

$$V_{DS_max} = 321.82V \quad (14)$$

$$L_p = 240 \mu H \quad (15)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

$$L_s = 14.34 \mu H \quad (16)$$

Se debe conocer la relación de devanados (N_{ps}) para saber cuántos voltios por el devanado secundario pasa por cada voltio que le llega al devanado primario. Para ello, primero se obtiene la ecuación que define V_o en función de V_i (ecuación 11). Después, aislamos N_{ps} (ecuación 12) donde calculamos conocido todos los valores necesarios y se da lugar a su resultado. Debido a la variación de la tensión de entrada, se debe conocer entre que rango juega el ciclo de trabajo, por eso calculamos el ciclo de trabajo mínimo (ecuación 13).

Ya hablando de los semiconductores de potencia, se calcula la tensión máxima que trabaja el conmutador MOSFET ($V_{ds,max}$) una vez ya conocido la relación de bobinas del transformador (ecuación 14). Se conoce la relación de bobinado, pero también se debe conocer la inductancia de las bobinas ya que son los se necesitará para los cálculos posteriores. Se trata de la ecuación 15, extraída del documento "**Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)**" (incluida en la referencia bibliográfica), donde se conoce todas las magnitudes necesarias a excepción del parámetro K_{RF} , parámetro que indica el factor de onda en condiciones de carga completa y voltaje de entrada mínima. Para el modo CCM, este valor debe ser menor que 1, por lo que se ha tomado un valor de 0.5. ya conocido el valor del bobinado primario, se puede conocer el valor del bobinado secundario mediante la relación entre bobinas, tal como muestra en la ecuación 16.

Con todos estos valores logrados, se procede a buscar el rizado de corriente por el devanado primario y sus valores máximos y mínimos donde se moverá, esto mismo para la corriente por el devanado secundario. Para ello, empleamos integrales definidas de la corriente del bobinado primario y del secundario a lo largo del dominio del tiempo. Esto se consigue gracias a las siguientes formulas:

- Rizado de corriente:

$$I_{Lp_riz} = 3.75 A \quad (17)$$

$$I_{Ls_riz} = 15.34 A \quad (18)$$

- Valores máximos y mínimos:

$$I_{Ls_max} = 20.26 A \quad (19)$$

$$I_{Ls_min} = 4.92 A \quad (20)$$

$$I_{Lp_max} = 4.95 A \quad (21)$$

$$I_{Lp_min} = 1.20 A \quad (22)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Una vez averiguado los extremos donde se moverá la corriente a través de la bobina, se obtiene una imagen gráfica para corroborar las operaciones realizadas anteriormente. Para eso, se deduce las ecuaciones que se va a mover la función de la corriente:

$$i_p(t) \begin{cases} I_{p_min} + \frac{V_{i_min}}{L_p} \cdot t & \text{durante } 0 < t < D \cdot T_s \\ 0 & \text{durante } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases} \quad (23)$$

$$i_s(t) \begin{cases} 0 & \text{durante } 0 < t < D \cdot T_s \\ I_{s_max} - N_{ps}^2 \cdot \frac{1}{L_p} \cdot (V_o + V_F) \cdot (t - D \cdot T_s) & \text{durante } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases} \quad (24)$$

$$i_{mg}(t) \begin{cases} i_p(t) & \text{durante } 0 < t < D \cdot T_s \\ \frac{i_s(t)}{N_{ps}} & \text{durante } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases} \quad (25)$$

La ecuación 23 representa una función a trozos donde durante el periodo de conmutación a ON la corriente que atraviesa el devanado primario va subiendo de energía y adquiere una gráfica en forma de recta ascendente donde la parte variante de la ecuación es la corriente por la bobina en función del tiempo.

Por otra parte, la ecuación 24 actúa de manera similar. En este caso, la bobina, durante el periodo de conmutación a OFF va descargado toda su energía a lo largo del tiempo y cuya representación se asemeja a una recta descendente

Juntando las dos ecuaciones destacadas obtienes una función a trozos del propio transformador (ecuación 25). Ten en cuenta que se ha introducido la relación de bobinados ya que, si no se introduce esta variable, al final del periodo de conmutación a ON no tendría el mismo valor que al principio de la conmutación a OFF. Esta función se ha representado en la **figura 27**:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

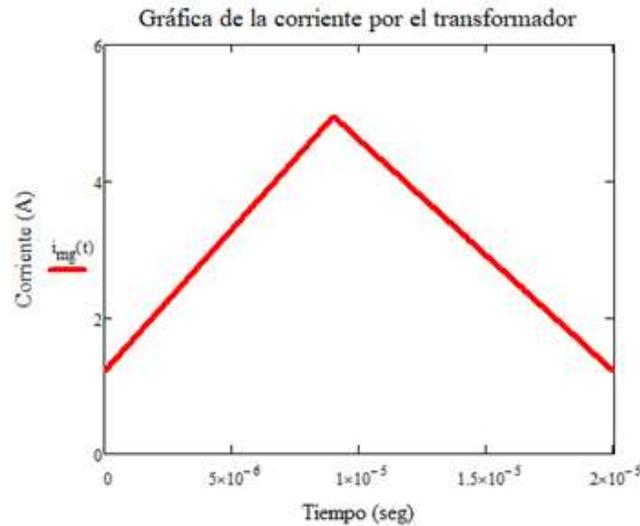


Figura 27. Dibujo grafico que representa la corriente que pasa por el transformador (i_{mg}) durante el periodo de conmutación

Como se puede apreciar en la figura anterior, la corriente al final del periodo es igual que al principio, por lo que se verifica los cálculos teóricos. Además, esta forma se asemeja bastante a la **figura 24** cuando estamos trabajando en el modo de corriente continua por lo que el transformador funciona correctamente. También se puede corroborar su funcionamiento calculando la corriente de salida que no es más que la corriente media que atraviesa el bobinado secundario:

$$I_{LS_AV} = I_o = 6.92 A \quad (26)$$

Este valor es igual a la corriente de salida que es un parámetro dado, por lo que también se verifica el procedimiento.

Seguimos extrayendo valores importantes, en este caso el condensador de filtrado que está conectado a la salida. La función de este condensador es suavizar el posible rizado elevado que pueda surgir en el circuito. Por esta razón, se ha interpuesto un rizado máximo a la salida menor del 5% de la tensión de carga, o lo que es lo mismo, obtener un rizado máximo de:

$$V_{o_riz_max} = 5\% \cdot V_o = 0.98 V \quad (27)$$

Ahora ya se puede calcular el valor del condensador mediante la fórmula genérica:

$$C_{min} = 63.55 \mu F \quad (28)$$

Prácticamente la mayoría de los condensadores tienen un efecto parásito que actúa como una resistencia conocida como ESR. Esto se debe normalmente por los propios materiales que están hechos los condensadores de manera que produce el fenómeno de resistencia. Como nuestro proyecto trabaja en una frecuencia de conmutación elevada (50 kHz) entonces no interfiere mucho, aun así, hay que implementarlo en el circuito:

$$ESR_{max} = 48.37 m\Omega \quad (29)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Hoy en día no se puede adquirir un condensador de $63.55 \mu\text{F}$ ni una resistencia de $48.37 \text{ m}\Omega$, por lo que se escoge una unidad con un valor normalizado. En el caso del condensador, se escoge el del valor inmediatamente mayor que el teórico porque si se coge el inferior, el condensador no daría abasto a toda la tensión que le llegaría (se quemaría). Por lo tanto, se selecciona un condensador de $100 \mu\text{F}$. En cuanto a la resistencia, aquí se coge un valor inferior ya que, si se coge un valor más elevado, aumenta el rizado de tensión a la salida del convertidor. Elegimos un valor normalizado de $40 \text{ m}\Omega$.

Tal como se dijo en el apartado 2.1.5. donde explicaba el funcionamiento del Flyback, esté sigue la estructura de un convertidor Buck-boost. Ahora a estas alturas ya es capaz de realizar un esquema Buck-boost equivalente una vez conocido todos los valores necesarios para realizarlo. Este sistema se hace para examinar con más facilidad la simulación y tener de primera mano una posible solución antes de adentrarse en el circuito en configuración Flyback. Aquellos componentes que intervienen son listados de la siguiente manera:

$$V_{i_bb} = 24.44 \text{ V} \quad (30)$$

$$L_{bb} = 14.34 \mu\text{H} \quad (31)$$

$$C_{bb} = 100 \mu\text{F} \quad (32)$$

$$R_{ESR} = 40 \text{ m}\Omega \quad (33)$$

$$R_o = 2.82 \Omega \quad (34)$$

La ecuación 30 muestra la tensión que tendrá en el esquema del Buck-boost y no es más que la tensión mínima de la fuente alterna después de pasar por el transformador. La ecuación 31 muestra el valor de la bobina después de pasar por la relación de bobinados del transformador eléctrico o, lo que es lo mismo, el valor del devanado secundario calculado en la ecuación 16. Luego los valores resultados de las ecuaciones 32, 33 y 34 son las magnitudes de los componentes calculados anteriormente. De esta forma, estos componentes estarán dispuestos de la siguiente manera:

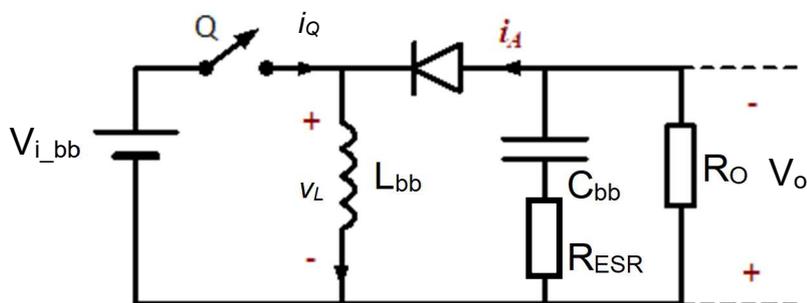


Figura 28. Circuito equivalente en formato Buck-boost con los valores actualizados

También se debe conocer donde se moverá la corriente en esta versión actualizada del Buck-boost:

$$I_{L_{bb_riz}} = 15.13 \text{ A} \quad (35)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

$$I_{Lbb_max} = 20.14 \text{ A} \quad (36)$$

$$I_{Lbb_min} = 5.02 \text{ A} \quad (37)$$

En la ecuación 35, para calcular el rizado de la corriente empleamos la ecuación 16 para simplificar cálculos. Posteriormente, una vez conocido el rizado, se calcula los valores mínimos y máximos que alcanzara la corriente por la bobina del Buck-boost actualizado (ecuaciones 36 y 37). Ahora se representa gráficamente la corriente que pasa por la bobina utilizando las ecuaciones que se consiguen a partir de las integrales definidas en el dominio del tiempo, mostradas en la ecuación 38:

$$i_{Lbb}(t) \begin{cases} I_{Lbb_min} + \frac{V_{i_bb}}{L_{bb}} \cdot t & \text{durante} & 0 < t < D \cdot T_s \\ I_{Lbb_max} - \frac{1}{L_{bb}} \cdot V_o \cdot (t - D \cdot T_s) & \text{durante} & D \cdot T_s < t < T_s \end{cases} \quad (38)$$

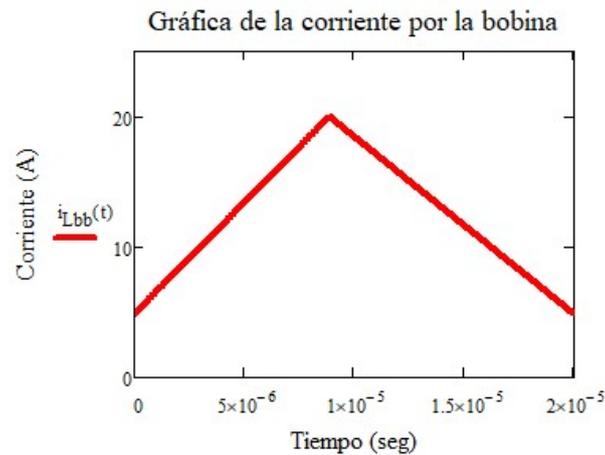


Figura 29. Imagen gráfica de la corriente que atraviesa la bobina en el circuito equivalente (i_{Lbb})

5.3. Etapa de control

Como ya se dijo en el apartado 3.3. donde comparaban aquellos modos disponibles para poner en funcionamiento la etapa de control, se implementará una etapa de control CIC. Una de las ventajas que tiene este tipo de control es que puede controlar dos parámetros básicos en todo circuito electrónico: tensión y corriente. Esto se efectúa mediante dos lazos cerrados, ya que ellos se encargarán de ajustar por ellos mismos el ciclo de trabajo que debe tener el convertidor para proporcionar a la salida una tensión deseada. Ambos lazos intervienen determinadas funciones que puede influir en su comportamiento, tal como puede apreciarse en la **figura 30**:

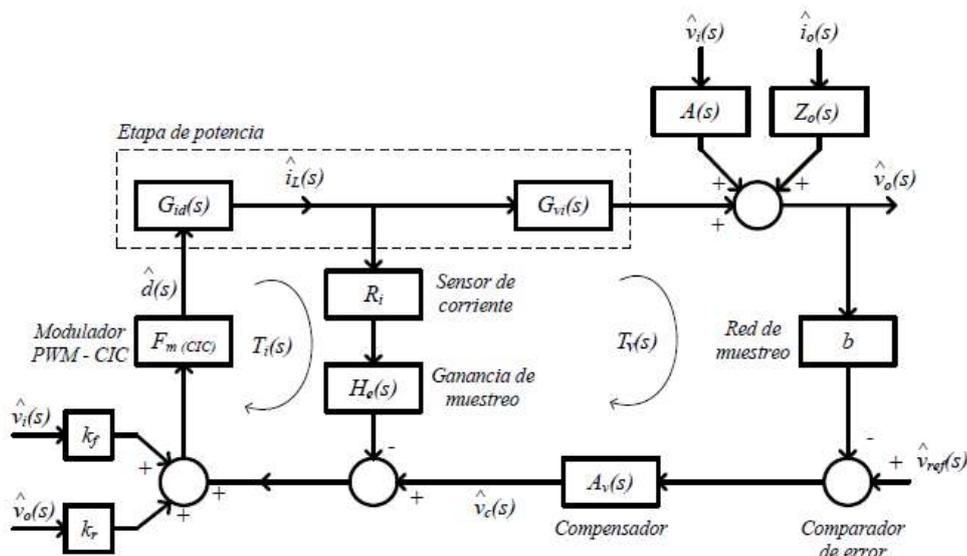


Figura 30. Etapa de control CIC junto con los bloques necesarios para su diseño

El modelo de pequeña señal del convertidor para control CIC que se presenta en la **figura 30** trabaja con funciones de pequeña señal. Esto quiere decir que cada magnitud va asociada con dos componentes: un valor en continua y otro valor en alterna. El valor en continua o valor DC representa un punto de trabajo y es constante en el tiempo (V_I), mientras que el valor en alterna representa las posibles variaciones que puede suceder en pequeña señal (\hat{v}_i). Sumando ambos componentes da lugar a un valor instantáneo donde representa aquel valor en el estado dinámico del sistema y se expresa de la siguiente manera:

$$v_i(t) = V_I + \hat{v}_i \quad (39)$$

5.3.1. Lazo de corriente

Primero se empieza desarrollando el lazo de corriente, señalado en la parte izquierda de la figura mostrada. El objetivo de este control es conocer la ganancia de corriente en lazo cerrado (T_{i_LC}). Para ello, se empieza calculando la función de la corriente por la bobina en función del ciclo de trabajo (G_{id}) donde su deducción está mostrado en la hoja de cálculo colgado en el apartado **Anexo**:

$$G_{id}(j\omega) = G_{i0} \cdot \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_z}\right)}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (40)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Tal como puede verse en la ecuación 40, hay un cero en el semiplano negativo y un polo conjugado. Por otra parte, la variable Q indica la capacidad de resonancia que puede tener el circuito frente a una determinada frecuencia. Las frecuencias donde se situarán el cero y el polo conjugado se obtienen gracias al conocimiento de las magnitudes destacadas del circuito Buck-boost:

$$G_{i0} = 72.80 A \quad (41)$$

$$\omega_z = 5.02 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (42)$$

$$\omega_n = 14.69 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (43)$$

$$Q = 3.33 \quad (44)$$

Como puede verse en la respuesta de la ecuación 44, el valor de Q no es un valor pequeño, pero tampoco no es un valor que hay que considerar. Para poner en práctica los cálculos mostrados, se hace un diagrama de bode que permite ver la respuesta en frecuencia del sistema, como se muestra en la **figura 31**:

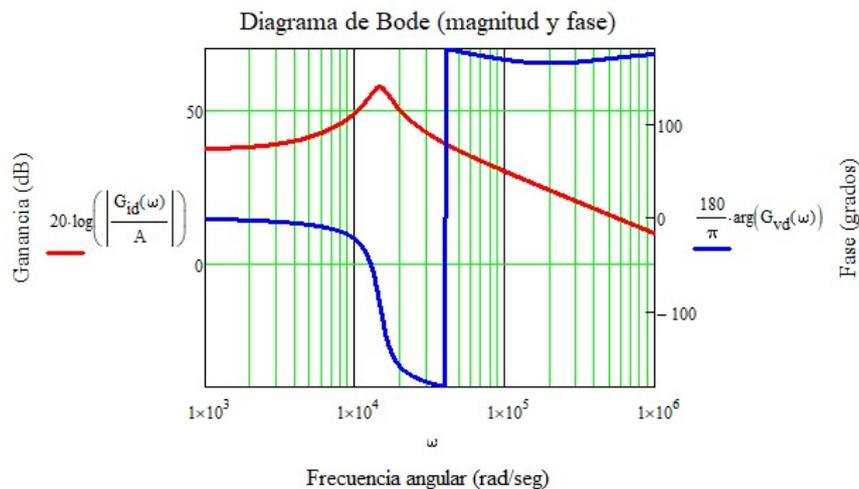


Figura 31. Diagrama de Bode en ganancia (rojo) y fase (azul) de la función $G_{id}(j\omega)$

Tal como presenta la gráfica de la **figura 31**, el cero empieza a la altura de 5 krad/seg lo que hace que suba a una altura de +20 dB por década, luego se produce el pico de resonancia que, una vez obtenido el valor teórico del factor de calidad, no es muy pronunciada. Luego, debido al polo conjugado a una frecuencia de 14 krad/seg, la ganancia cae con una pendiente de -40 dB por década.

Siguiendo el lazo de corriente mostrado en la **figura 30**, se topa con el sensor de corriente (R_i). Para el proyecto se ha dado un valor de 0.1 Ω . Continuando con la extracción de las funciones de los bloques, nos encontramos con una función expresada como $H_e(s)$. Esta expresión indica la ganancia de muestreo y se encarga de tomar muestras de la señal de salida V_o a una frecuencia para cuantificarlas posteriormente. Se calcula tal como indica en la siguiente fórmula:

$$H_e(j\omega) = 1 + \frac{j\omega}{\omega_{zm} \cdot Q_{zm}} + \frac{(j\omega)^2}{\omega_{zm}^2} \quad (45)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Donde w_{zm} y Q_{zm} son:

$$w_{zm} = 157.08 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (46)$$

$$Q_{zm} = -0.64 \quad (47)$$

Por otra parte, para calcular la ganancia del modulador PWM es necesario verificar si hace falta implementar una rampa externa o no. Este parámetro está identificado en el circuito correspondiente al control CIC (**figura 30**). No se ha explicado en aquel momento para poder tener una mejor comprensión en un caso práctico. Este parámetro se usa cuando ocurriera una circunstancia en el que el ciclo de trabajo es mayor o igual a 0.5. En ese caso, si sería necesario implementar una rampa externa para corregir la inestabilidad debida al mal funcionamiento de la corriente por la bobina debida a un ciclo de trabajo elevado.

En un primer momento, la intención era no implementar una rampa externa en este proyecto, pero en los resultados de la simulación, la bobina no actuaba de manera correcta, por lo que se ha creído conveniente diseñarlo. Visto esto, se procede a obtener la ganancia del modulador PWM-CIC:

$$m_1 = 1.71 \frac{A}{\mu\text{seg}} \quad (48)$$

$$m_2 = 1.36 \frac{A}{\mu\text{seg}} \quad (49)$$

$$m_e = 2.72 \frac{A}{\mu\text{seg}} \quad (50)$$

Donde m_1 es la pendiente de la gráfica de la corriente por la bobina durante la conmutación a ON, m_2 pendiente durante la conmutación a OFF y, por último, m_e la pendiente de la rampa externa de la tensión. Ya conocidos estos valores, ya se puede obtener la ganancia del modulador:

$$F_{M_CIC} = 0.11 \frac{1}{V} \quad (51)$$

Ya se tiene las funciones de los bloques que implican el lazo de corriente. El siguiente paso es obtener la ganancia en bucle abierto del lazo de corriente que no es más que la multiplicación de todos ellos:

$$T_i(jw) = G_{id}(jw) \cdot R_i \cdot H_e(jw) \cdot F_{M_CIC} \quad (52)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Se hace la representación gráfica de la ecuación 52:

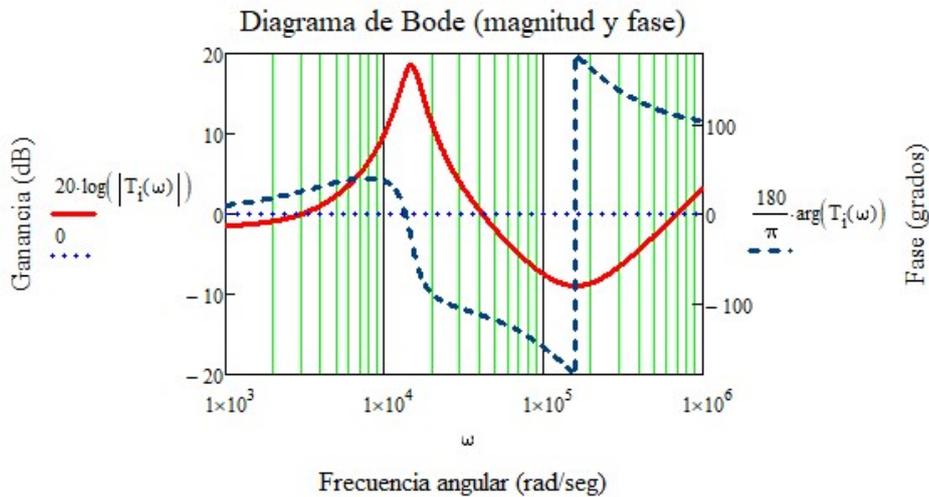


Figura 32. Diagrama de Bode en ganancia (rojo) y fase (azul) de la ganancia en bucle abierto del lazo de corriente $T_i(j\omega)$

Llegado a este punto, se tiene la posibilidad de comprobar si funciona correctamente este diseño del lazo de corriente. Para hacerlo, se saca el valor de la frecuencia primero en rad/seg y posteriormente en Hercios cuando la curva de la ganancia sea 0. Después, a partir de la frecuencia obtenida anteriormente, trazamos una línea que vaya de -180° hasta la intersección con la curva de fase. Para comprender esta explicación, veamos la **figura 33**:

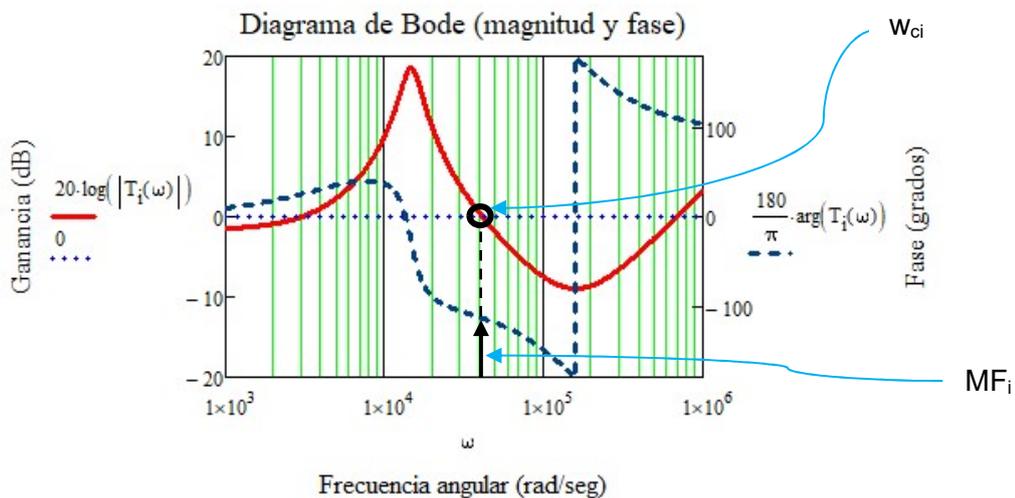


Figura 33. Extracción de los parámetros de la frecuencia de cruce w_{ci} y margen de fase MF_i

Haciendo el procedimiento explicado, se obtiene un $w_{ci} = 41.22$ krad/seg que en Hercios son 6.56 kHz mientras que el margen de fase de la corriente MF_i tiene un valor de 66.17° . Para corroborar estos valores, miramos los criterios de diseño que debe de tener un control por modo corriente. Estos criterios son dos:

- Frecuencia de cruce $\rightarrow f_{ci} : 0.1-0.2 f_s$
- Margen de fase $\rightarrow MF_i \geq 45^\circ$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Atendiendo a los criterios establecidos, efectivamente se cumplen al estar $f_{ci} = 6.56 \text{ kHz}$ dentro del rango entre $[5, 10] \text{ kHz}$ y el margen de fase $66.17^\circ > 45^\circ$.

Antes de pasar al lazo de tensión, se deduce la función del lazo de corriente en bucle cerrado que permitirá reducir el lazo de corriente en un solo bloque para simplificar los cálculos:

$$T_{i_LC}(j\omega) = \frac{1}{R_i \cdot H_e} \cdot \frac{T_i(j\omega)}{1+T_i(j\omega)} \quad (53)$$

5.3.2. Lazo de tensión

Desde este momento, entramos ya en la sección del control en lazo de tensión. Llegado a este punto se recapitula lo que se ha ido recabando hasta este momento:

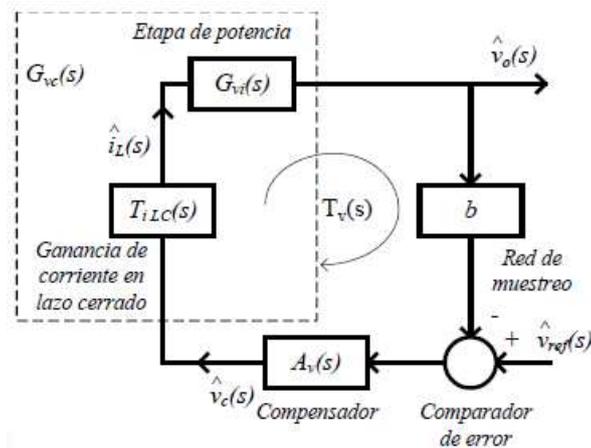


Figura 34. Porción de la etapa de control correspondiente al lazo de tensión

Como se puede apreciar, el lazo de corriente se ha comprimido en un solo bloque T_{i_LC} , de manera que resulte más sencillo de obtener la función del lazo de tensión en lazo cerrado. El procedimiento que viene es similar al realizado, con que se empieza a sacar las funciones de los bloques por separado:

$$G_{vi}(j\omega) = G_{vi0} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1_vi}}\right) \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z2_vi}}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{p_vi}}\right)} \quad (54)$$

La ecuación 54 expresa la relación que existe entre la tensión a la salida en función de la corriente por la bobina expresada en una función de pequeña señal, deducida en el apartado **Anexo**, teniendo en cuenta el modelo de pequeña señal del convertidor buck-boost. En esta función aparece una peculiaridad: un cero en el semiplano positivo alojado a una frecuencia ω_{z2_vi} . También seguimos teniendo otro cero (en el semiplano negativo) y un polo cuyas frecuencias están expresadas en las siguientes ecuaciones:

$$G_{vi0} = 1.23 \Omega \quad (55)$$

$$\omega_{z1_vi} = 250 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (56)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

$$\omega_{z2_vi} = 219.19 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (57)$$

$$\omega_{p_vi} = 4.45 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (58)$$

Donde V_{ap} es la tensión que hay entre el terminal activo (punto del circuito donde conmuta el interruptor) y el pasivo (punto del circuito donde actúa el diodo). En este caso, $V_{ap} = V_{i_bb} + V_o = 43.94 \text{ V}$. Por otro lado, I_c es la corriente que atraviesa el terminal que es común de las ramas donde se encuentra el conmutador y el diodo y su valor es $I_i + I_o = 7.78 \text{ A}$. El dibujo que relaciona con la función $G_{vi}(j\omega)$ es la siguiente:

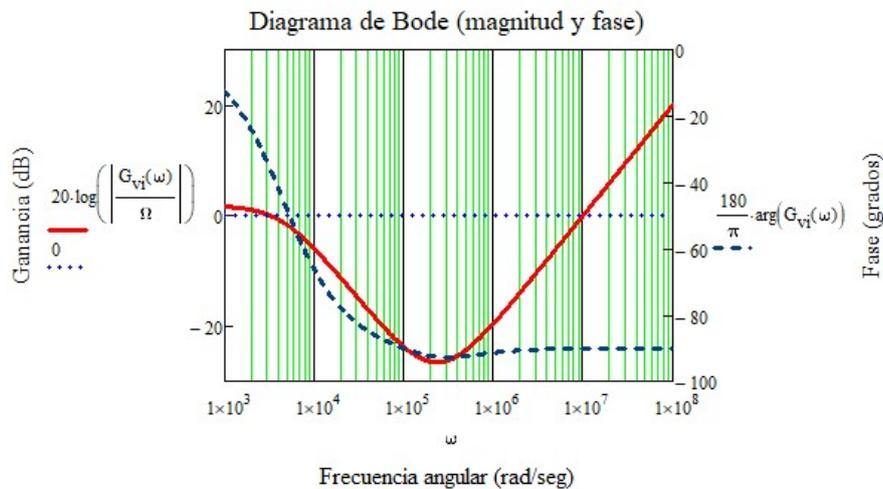


Figura 35. Representación en diagrama de Bode de la ganancia y fase de la función $G_{vi}(j\omega)$

En la **figura 35**, se aprecia que, a frecuencias elevadas, la curva de ganancia crece de forma exponencial. Eso es debido a la presencia de dos ceros que tiene la función $G_{vi}(j\omega)$.

Como ya se conoce las funciones $T_{i_LC}(j\omega)$ y $G_{vi}(j\omega)$, se obtiene la función que representa la etapa de potencia, conocida como $G_{vc}(j\omega)$:

$$G_{vc}(j\omega) = T_{i_LC}(j\omega) \cdot G_{vi}(j\omega) \quad (59)$$

Ahora, el bucle de tensión quedaría de la siguiente forma:

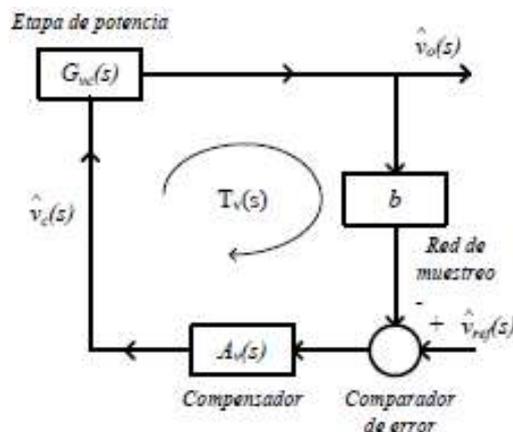


Figura 36. Lazo de tensión una vez ha sido reducido

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

A diferencia del lazo de corriente, en el lazo de tensión se escoge por nosotros mismos los parámetros con los que se desea trabajar, pero atendiendo también a unas pautas:

- Frecuencia de cruce $\rightarrow w_{cv} \leq 0.5 \cdot w_{ci}$
- Margen de fase $\rightarrow MF_v \geq 45^\circ$

En este proyecto se ha elegido una frecuencia de cruce f_{cv} de 2 kHz y un margen de fase MF_v de 60° .

Continuando con la extracción de las expresiones que define el lazo de tensión, se obtiene la función del compensador $A_v(jw)$. Este compensador tiene tres modelos posibles de trabajar que dependen de un parámetro. Este parámetro no es más que el valor en grados que adquiere la función G_{vc} a la frecuencia que se eligió anteriormente, expresado como $arg(G_{vc}(jw_{cv}))$. En este circuito se ha obtenido un valor de -61.24° . Gracias a este valor se escoge entre que modelo de compensador disponible. Para hacerlo, se sigue unas normas recogidas en la siguiente lista:

- CASO 1 : $-[arg(G_{vc}(jw_{cv}))] < 30^\circ \rightarrow$ COMPENSADOR TIPO I
- CASO 2 : $30^\circ < -[arg(G_{vc}(jw_{cv}))] < 90^\circ \rightarrow$ COMPENSADOR TIPO II
- CASO 3 : $-[arg(G_{vc}(jw_{cv}))] > 90^\circ \rightarrow$ COMPENSADOR TIPO III

Mirando los casos, hay que implantar un compensador de tipo II al estar en el rango entre 30° y 90° .

Para calcular la función del compensador ($A_v(jw)$), se conoce el valor de una magnitud conocida como aumento de margen de fase o $AUFA$. Esta magnitud se obtiene mediante la siguiente fórmula:

$$AUFA = -90^\circ + MF_v - arg(G_{vc}(jw_{cv})) \quad (60)$$

Donde MF_v es el parámetro que se escogió y $arg(G_{vc}(jw_{cv}))$ es el valor calculado anteriormente para escoger el tipo de compensador. El valor $AUFA$ da como resultado 31.26° . Una vez conocida $AUFA$, ya se puede calcular a que frecuencias se encontrarán el cero y el polo de la función en cuestión:

$$A_v(jw) = \frac{W_{p0c}}{jw} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{w}{w_{zc}}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{w}{w_{pc}}\right)} \quad (61)$$

$$K_v = 1.78 \quad (62)$$

$$w_{zc} = 7.08 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (63)$$

$$w_{pc} = 22.32 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (64)$$

$$w_{p0c} = 2.00 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (65)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Se ha calculado las frecuencias angulares del cero (ecuación 63) y del polo (ecuación 64) mediante un método conocido como el Método del factor K, donde las ecuaciones son extraídas del documento técnico ***Optimum Feedback Amplifier Design For Control Systems***. Se trata de un método sencillo y que permite resolver en poco tiempo el problema de la obtención de las frecuencias de los polos y ceros que intervienen en un compensador. Para ello, se ha empleado su fórmula genérica, mostrada en la ecuación 62 y a partir de su resultado se ha podido resolver los demás parámetros.

Finalmente, ya se calcula la expresión que marca el lazo de tensión en bucle abierto, tal como se hizo con el lazo de corriente:

$$T_v(j\omega) = b \cdot A_v(j\omega) \cdot G_{vc}(j\omega) \quad (66)$$

Donde su representación gráfica se muestra en la siguiente figura:

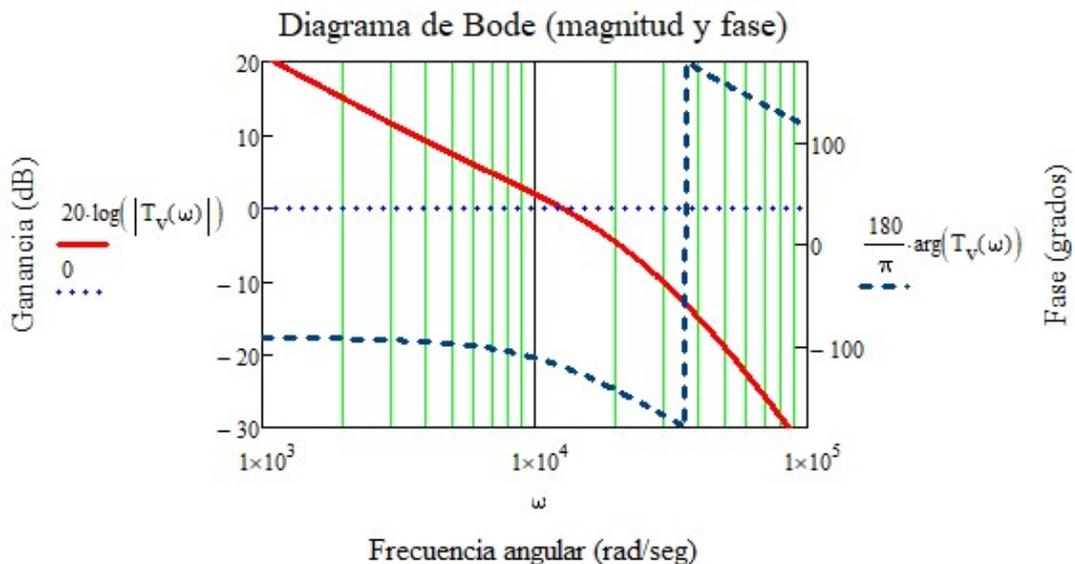


Figura 37. Representación gráfica del lazo de tensión en bucle abierto

Deduciendo de la **figura 37**, la curva de la ganancia se asemeja a una respuesta de primer orden, donde cae con una pendiente de -20 db por década. Esto es debido principalmente a la implementación de la rampa externa que hace que se suavice la curva además de la nula presencia de resonancia.

Como se hizo en el lazo de corriente, verificamos si cumple con las condiciones exigidas al inicio del diseño del lazo de tensión. Para ello, realizamos el mismo proceso representado en la **figura 33**:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

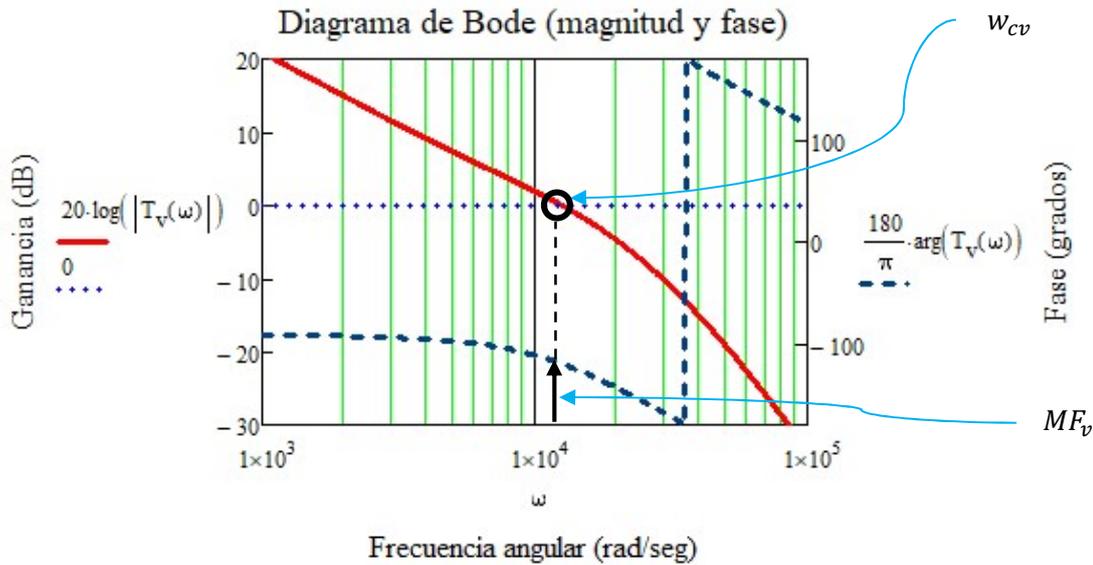


Figura 38. Extracción de los parámetros característicos del control en lazo de tensión

Como se puede deducir de la **figura 38**, w_{cv} tiene un valor aproximado de 12.5 krad/seg equivalente a 2 kHz mientras que el margen de fase MF_v adquiere un valor de 60° , con lo que se verifica el correcto funcionamiento del lazo de tensión ya que coincide con los elegidos.

Para implementar el compensador diseñado, se debe materializarlo mediante un amplificador operacional, condensadores y resistencias. Para hacerlo, se requiere conocer el esquema perteneciente a este elemento:

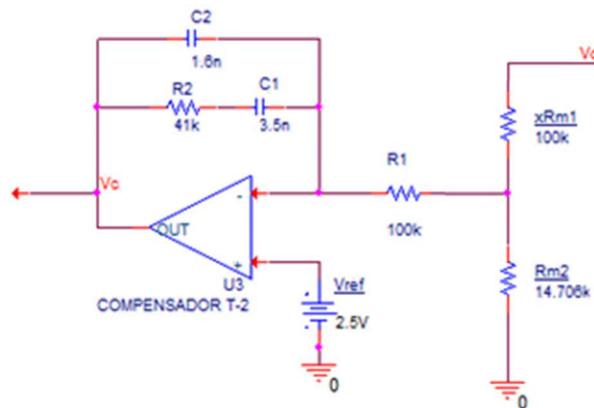


Figura 39. Modelo del compensador Tipo II a implementar en el circuito

Como se puede ver en la figura anterior, la tensión de salida V_o pasa por un divisor de tensión que actúa como un sensor donde recoge una muestra de dicha tensión para luego pasar por un amplificador inversor donde hace la diferencia entre la muestra y la tensión de referencia. Luego pasa por un compensador donde a su salida se obtiene el error. Una vez conocido el esquema objetivo, se deduce la función de transferencia que relaciona la tensión a su salida V_c y la tensión de entrada V_o :

$$A_v(j\omega) = \frac{1 + j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_2}{j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + j \cdot \omega \cdot \frac{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (67)$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

A partir de las igualdades de las frecuencias de los polos y ceros ya conocidos y los valores de las resistencias y condensadores que deseamos se establece unas igualdades como se muestra en las siguientes fórmulas:

$$w_{p0c} = \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)} = 2.00 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (68)$$

$$w_{zc} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1} = 7.08 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (69)$$

$$w_{pc} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} = 22.32 \frac{\text{krad}}{\text{seg}} \quad (70)$$

Al haber 3 ecuaciones con 4 incógnitas (C_1 , C_2 , R_1 y R_2), se da un valor a una de las incógnitas para igualarlas. En este caso, se ha dado un valor de 100 k Ω a R_1 . Ahora ya se calcula el resto de los parámetros:

$$R_2 = 28.29 \text{ k}\Omega \quad (71)$$

$$C_2 = 1.58 \text{ nF} \quad (72)$$

$$C_1 = 3.41 \text{ nF} \quad (73)$$

Por último, el valor de la resistencia que está situada en el divisor de tensión se calculará para una tensión de referencia de 2.5 V:

$$R_{m2} = 14.71 \text{ k}\Omega \quad (74)$$

Se puede comprobar el correcto funcionamiento si se obtiene una vez más la función que determina el lazo abierto de tensión, como se hizo en la ecuación 66. La gráfica que marca la función actualizada de $T_v(jw)$ es la siguiente:

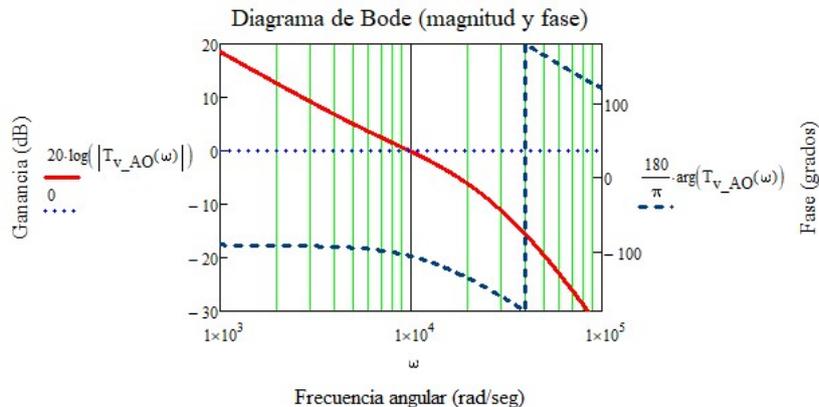


Figura 40. Diagrama de Bode de la función en bucle abierto del lazo de tensión una vez implementado el compensador materializado

Comparando la última gráfica con la gráfica que se obtuvo sin materializar el compensador (**figura 37**) se aprecia que prácticamente son idénticos, por lo que realizando el procedimiento de extracción de la frecuencia angular w_{cv} y el margen de fase de tensión MF_v , da como resultado unos valores de 12.57 krad/seg y 60° respectivamente.

6. Circuito completo

Una vez diseñado tanto la etapa de potencia como la etapa de control, ya es capaz de reunir aquellos componentes necesarios para conformar un circuito de manera que funcione como una fuente de alimentación. Como se dijo en su momento, se ha trabajado con el circuito equivalente Buck-boost. Sin embargo, se ha empleado tanto este circuito como un circuito con la misma etapa de control, pero utilizando una etapa de potencia configurada en Flyback y una etapa que actúa como rectificador a la entrada de la misma. Ambos se mostrarán en los siguientes subapartados.

➤ Circuito Buck-boost equivalente

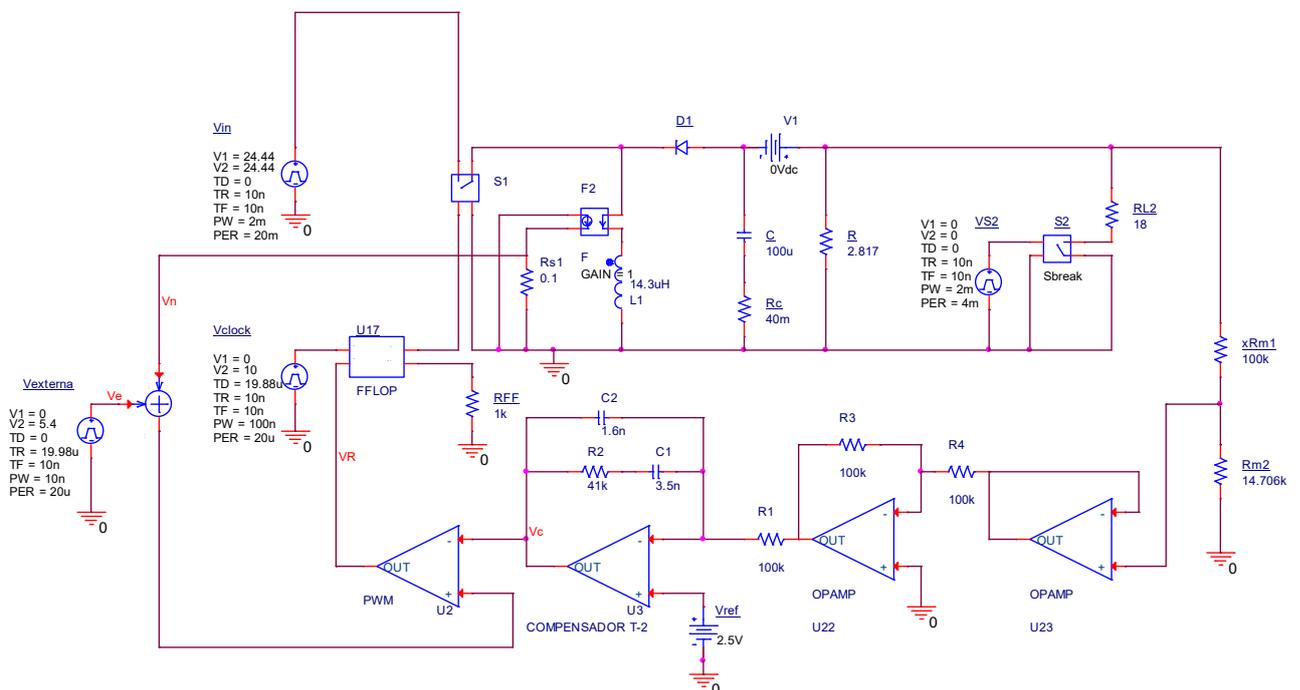


Figura 41. Circuito en configuración Buck-boost empleando la herramienta Orcad

Algunas menciones: el conmutador donde configura el ciclo de trabajo está representado por el switch $S1$, el switch $S2$ sirve para aplicar un escalón en la corriente de carga (se explicará en el apartado Resultados de simulación) y en la parte inferior encontramos la etapa de control que, de derecha a izquierda, encontramos el sensor de tensión, un buffer, un AO inversor (la tensión cambia de polaridad), el compensador con los valores de los componentes calculados, un modulador PWM, el biestable de tipo RS que va conectado al interruptor $S1$ donde ajustará el ciclo de trabajo.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

➤ Circuito Flyback + convertidor AC/DC

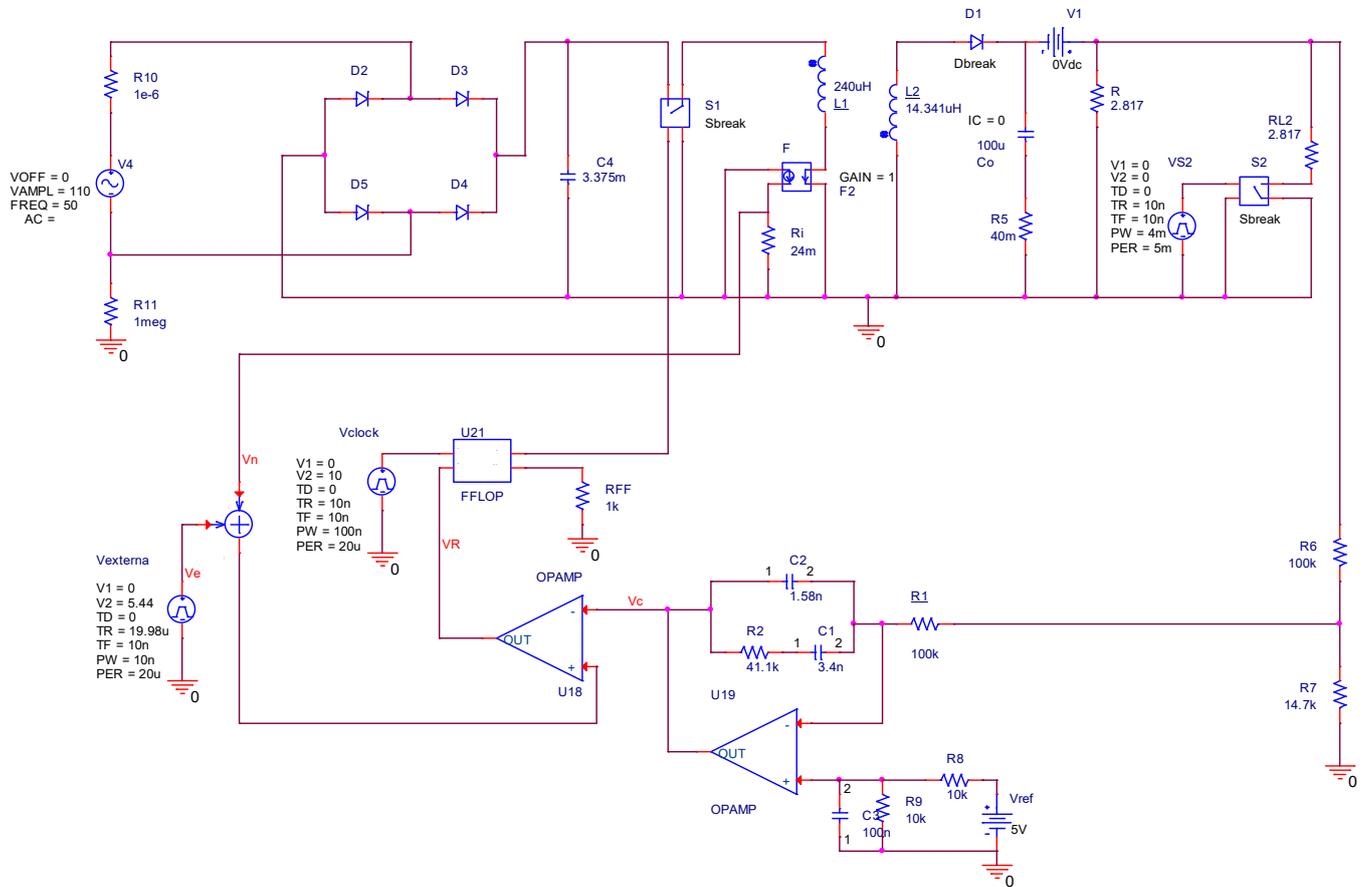


Figura 42. Circuito utilizando la configuración Flyback y el rectificador conectado a la entrada empleando la herramienta Orcad

Como puede verse, se ha empleado una etapa de control idéntica al circuito Buck-boost equivalente. La etapa de potencia, formada por los mismos componentes que el anterior circuito, incluyendo un transformador, está conectada a una tensión alterna de 110 V para que posteriormente esta tensión transite por un rectificador de puente completo formado por 4 diodos y un condensador de rizado que suaviza la forma de onda, tal como se vio en la **figura 2**, donde se explica su funcionamiento.

Algunos comentarios respecto a la **figura 42**: se ha eliminado el buffer conectado a la salida del sensor de tensión para ahorrar componentes, así como se ha implementado un divisor resistivo y un circuito de arranque suave conectado a la tensión de referencia V_{ref} ya que en caso contrario la simulación no funcionaba.

7. Resultados de simulación

Una vez creado el modelo Buck-boost equivalente y el modelo Flyback mediante Orcad, se procede a realizar su simulación. Para ello, este apartado se fragmentará en dos subapartados donde se explicará por separado los resultados de ambos modelos.

7.1. Resultados de simulación con el modelo Buck-boost

Primero se ha obtenido los resultados para este circuito mostrado en la **figura 41** utilizando los parámetros extraídos mediante cálculos teóricos en su momento. La forma de onda de la tensión de la entrada, la tensión de salida y la corriente por la bobina son las que muestra en la **figura 43**:

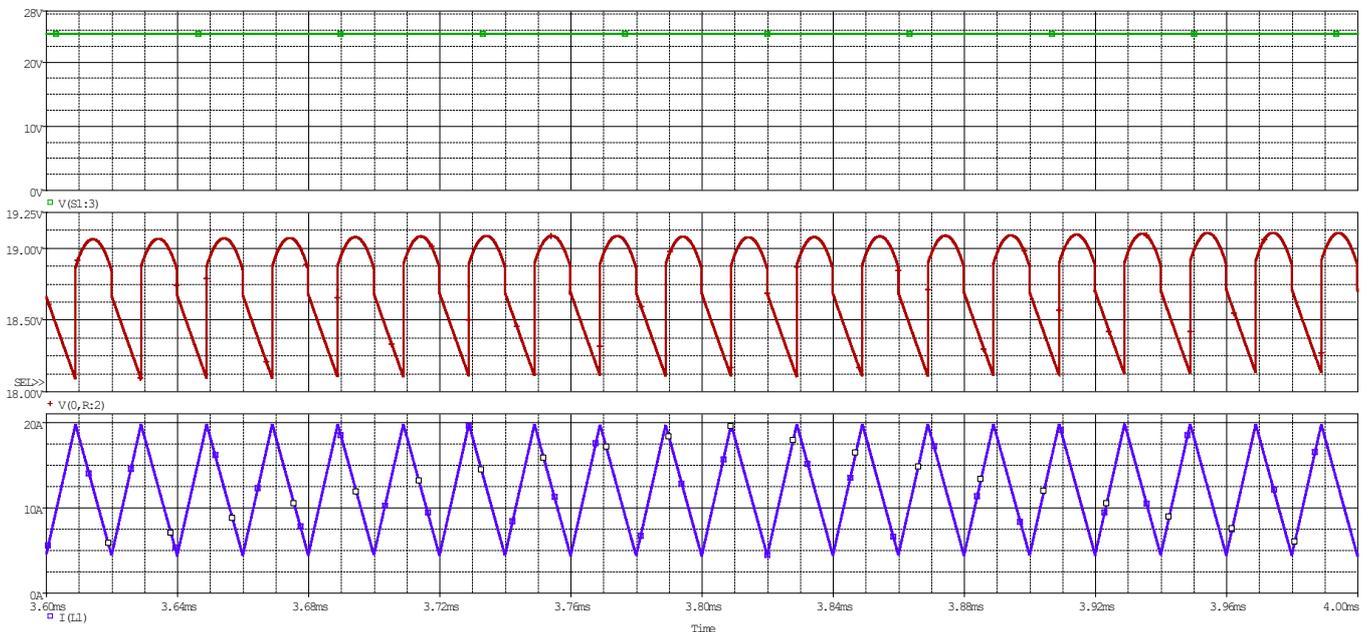


Figura 43. Formas de onda de la tensión de entrada V_{in} , la tensión de salida V_o y la corriente por la bobina en orden descendente

Como se puede ver, la gráfica de V_{in} muestra que a la entrada va conectada una tensión continua de aproximadamente 24.40 V, como se calculó en la ecuación 30. En cuanto a la gráfica de V_o , muestra la tensión que se obtiene a la salida, donde en cada ciclo de conmutación del transistor ($20 \cdot 10^{-6}$ segundos), alcanza su pico máximo con un valor aproximado de 19.10 V, con lo que cumple con el objetivo deseado. Por último, en la gráfica inferior, la de la bobina, muestra la corriente que atraviesa por la bobina L1 de la **figura 41**. Al no haber ningún tramo cuyo valor sea 0, se deduce que el convertidor Buck-boost efectivamente trabaja en modo de conducción continua, tal como se deseaba.

Después de realizar estos pasos, se procede a realizar pruebas para comprobar su respuesta ante una variación en la tensión de entrada y en la corriente de carga. Para ello, en la fuente de tensión de entrada V_{in} se ha implementado un escalón de tensión cambiando el valor V2 de 24.44 a 35 V. Su respuesta ante este hecho se muestra en la siguiente figura:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

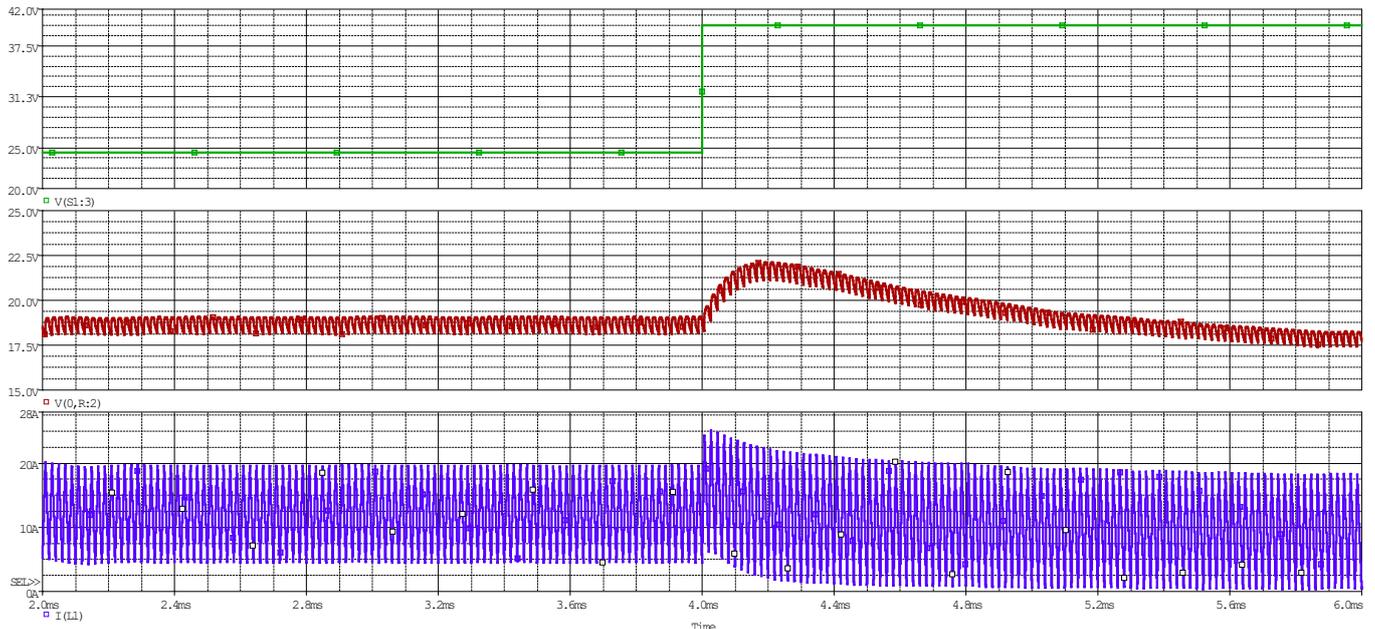


Figura 44. Formas de onda de V_{in} , V_o e I_L en orden descendente, aplicando un escalón de tensión en la fuente de entrada

Como se puede apreciar, en la pasada figura, se ha aplicado un escalón de tensión en la fuente de entrada, lo que provoca una variación transitoria tanto en la tensión de salida como la corriente por la carga. Sin embargo, gracias al correcto funcionamiento de la etapa de control se corrige los efectos que produce este suceso en un corto periodo de tiempo.

Realizando el mismo procedimiento anterior, se ha establecido un escalón de corriente que atraviesa la resistencia de salida, marcada como R_{L2} de la **figura 41**. Veamos lo que ocurre en el circuito:

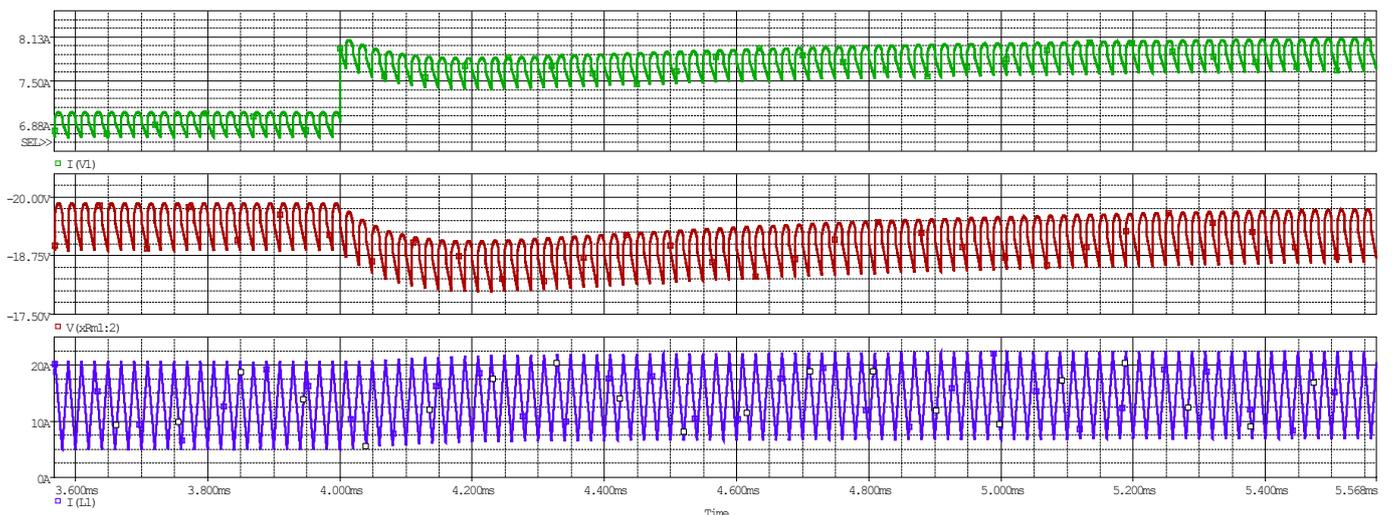


Figura 45. Formas de onda de V_{in} , V_o e I_L en orden descendente, aplicando un escalón de tensión en la corriente de carga

Al igual que el anterior, la etapa de control diseñado corrige los efectos, como se puede mostrar en la **figura 45**. Por tanto, los componentes que conforman el circuito Buck-boost cumplen con su propósito.

7.2. Resultados de simulación con el modelo Flyback

Empleando el circuito donde se utilizó la configuración Flyback y el rectificador para suavizar la fuente no estabilizada mostrada en la **figura 42**, como resultado obtenemos unas formas de onda de tensión en la resistencia de carga, así como las corrientes que traspasan por el transformador:

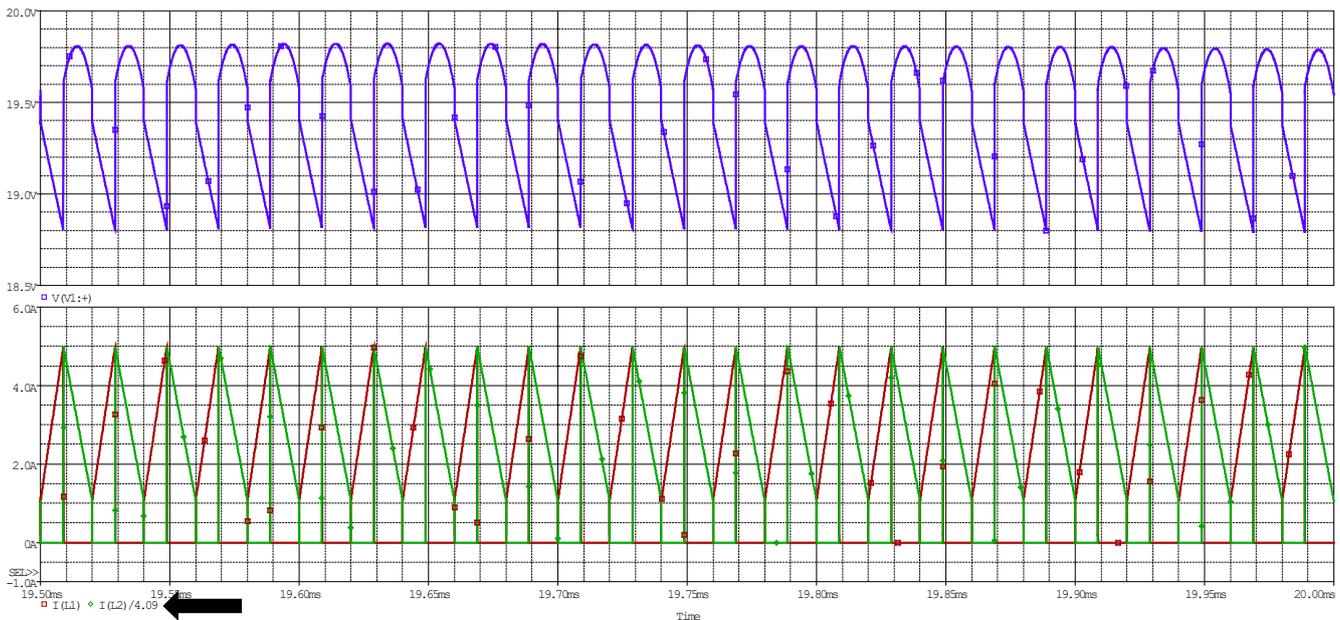


Figura 46. Formas de onda de la tensión de salida V_o (arriba) y corriente por el bobinado primario I_{Lp} y secundario I_{Ls} (dividiendo por la relación de transformación N_{ps}) del transformador (abajo) del circuito Flyback

En la primera gráfica, si se hace una comparativa con la gráfica de la tensión de salida en el caso del circuito Buck-boost equivalente, son idénticas, es decir, a la salida obtenemos una tensión aproximada de 19.50 V. Por otro lado, la forma de onda de la gráfica inferior muestra las corrientes tanto por el bobinado primario como del bobinado secundario de forma simultánea. Un apunte, se ha aplicado la relación de transformación N_{ps} en el caso de la corriente por el bobinado secundario como se puede apreciar en la flecha. Una vez hecho esto, la forma de onda de la corriente por el transformador actúa de manera continua a lo largo del tiempo. Por tanto, se verifica que trabaja en modo CCM como se quería en este proyecto.

Tal como se hizo anteriormente, implementamos un escalón de 0 V a 20 V al transistor MOSFET, expresado como S2 de la **figura 42**, que conecta con la resistencia R_{L2} , de manera que muestre el comportamiento que actúa la etapa de control ante este tipo de hechos. Los resultados de la simulación dados son los que se muestra en la **figura 47**:

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

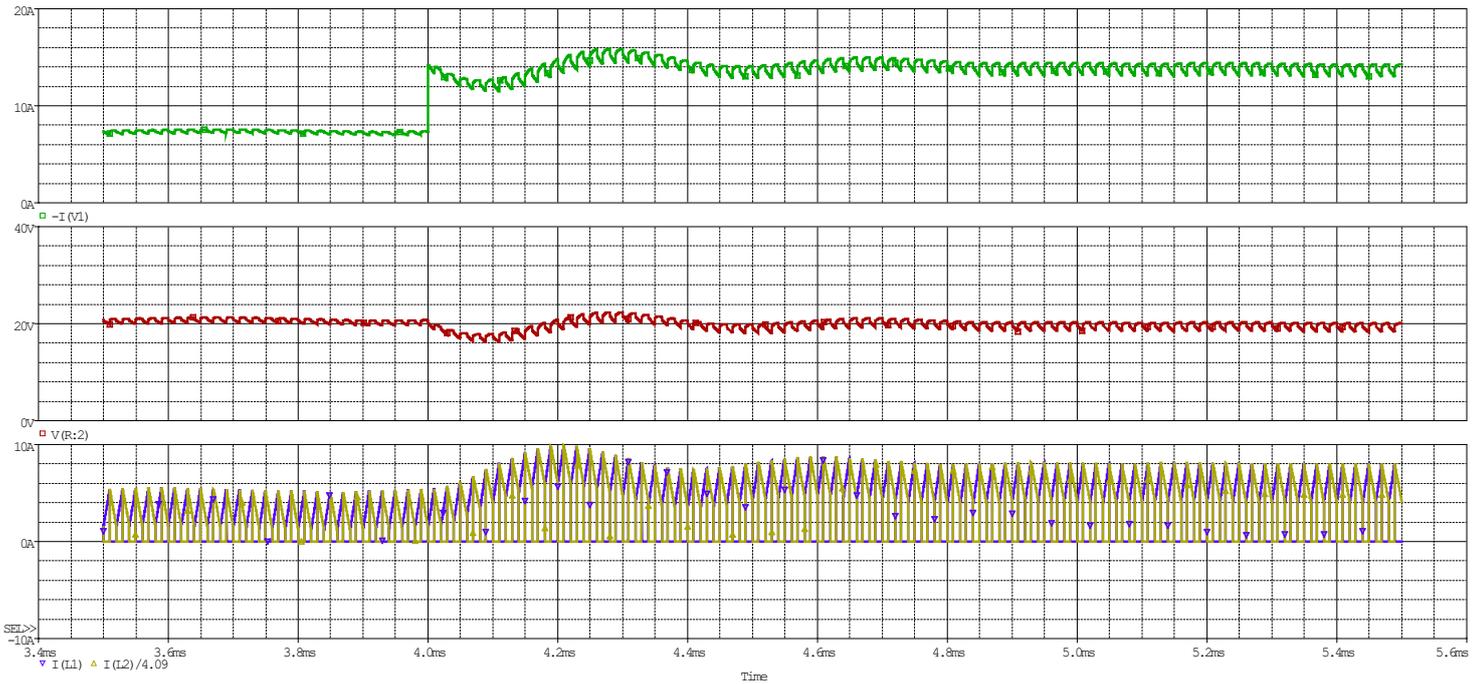


Figura 47. Formas de onda de corriente de carga, tensión a la salida V_o y corriente por el bobinado primario I_{Lp} y secundario I_{Ls} (aplicando la relación de transformación N_{ps}) del transformador en orden descendente, una vez aplicado el escalón de tensión

La etapa de control diseñado corrige los efectos producidos por el escalón en la tensión de salida, como se puede observar en la segunda forma de onda que se visualiza, manteniendo constante los 19.50 V que se pretende. Así mismo, amortigua la variación aplicada en las corrientes por el transformador como se puede mostrar en la gráfica inferior de la **figura 47**. Estas corrientes, sin embargo, experimentan un aumento de su valor. Esto es debido a que la corriente de salida está duplicando su valor debido a las dos resistencias en paralelo R y R_{L2} de idéntico valor.

8. Pliego de condiciones

En este documento se redactará las condiciones necesarias para llevar a cabo el proyecto, así como las especificaciones que regulan la ejecución de un proyecto. Debido a que en nuestro caso no se va a implementar el circuito en una placa de laboratorio, se ha simplificado su redacción.

8.1. Ejecución

En este apartado se formulará los procesos que se debe seguir para el desarrollo del circuito, así como la obtención de los resultados deseados. El circuito se ha desarrollado mediante el programa de software conocido como Orcad Capture Cis. Este programa es conocido en el mundo de la ingeniería al ser el más utilizado para realizar simulaciones de esquemas electrónicos, elaboración de esquemas de circuito impreso para PCBs así como automatización de esquemas con componentes electrónicos.

Para realizar su simulación, Orcad incorpora una herramienta conocida como SPICE, un software de simulación de circuitos que una de sus características más destacadas es la reducción de tiempo necesario para realizar cálculos numéricos complicados que puede presentar en el circuito.

8.1.1. Diseño del circuito

➤ Especificaciones de la ejecución

El primer paso es adquirir un ordenador cuyas especificaciones técnicas sean las mínimas para poder trabajar con un programa de simulador de circuitos, enunciadas en la siguiente lista:

- Procesador básico de 2.5 - 2.9 GHz; Procesador recomendado de 3 GHz o más
- Microsoft Windows 7 SPI (32 y 64 bits), Microsoft Windows 8.1 (32 y 64 bits) o actualización de aniversario de Microsoft Windows 10 (solo 64 bits)
- Memoria RAM básica de 8 GB; Memoria RAM recomendada de 16 GB
- Espacio en disco de 6 GB
- Pantalla VGA de 1920x1080 con color verdadero
- Tarjeta gráfica básica de 1 GB de GPU con 29 GB/s de ancho de banda y compatibilidad con DirectX 11
- Explorador Google Chrome

Posteriormente se descarga el programa Orcad. Hay versiones diferentes del programa como son la versión gratuita pero recortada (Orcad Lite), una versión solamente para lectura (Orcad Viewer) y una versión académica destinada a estudiantes (Orcad Academic Program). En este proyecto se ha realizado usando la versión gratuita del Orcad, donde a pesar de tener algunas funciones limitadas, no tuvo problemas en trabajar. También se ha trabajado en algunos momentos con la versión educativa de Orcad. Para ello, tenías que registrarte en la base de datos de Orcad con tal de verificar que eres estudiante.

Una vez adquirido la licencia del programa, basta con montar el circuito mostrado en la **figura 42**, empleando los componentes cuyos valores se han visto en apartados anteriores. Posteriormente, se simula empleando SPICE (integrado en la instalación de Orcad) para visualizar las formas de onda de la tensión de salida, corriente por la bobina, etc.

➤ **Control de la ejecución**

El diseñador debe chequear los valores de los componentes, las conexiones de los mismos, así como no dejarse ninguno por el camino de manera que sea apto para su simulación.

8.2. Pruebas y ajustes de servicio

El diseñador cerciorará de que el circuito funciona correctamente atendiendo a los resultados de la simulación. Esto se consigue poniendo una sonda de tensión a la salida y otra sonda, esta vez de corriente, en la bobina de la etapa de potencia. Mirando la simulación de ambos parámetros, debe coincidir con lo mostrado en la **figura 41**, si se trata de la configuración Buck-boost; o la **figura 42**, en el caso de que trabaje en configuración Flyback.

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

9. Presupuesto

9.1. Presupuesto de materiales

Material	Referencia	Cantidad	Ud	Coste unitario	Horas empleadas	Importe total
Orenador MSI modelo GP72m	9S7-1799D3-1493	1	ud	1249 €/4 años	300	10.69 €
Licencia Orcad Capture Cis	-	1	ud	2000 €/año	200	45.66 €
Licencia Windows 10	KW9-00124	1	ud	118.76 €/4 años	300	1.02 €
PRECIO MATERIALES						57.37 €

La tabla anterior se ha calculado para unas horas de trabajo de entre 5 y 6 horas diarias durante 4 semanas.

9.2. Presupuesto mano de obra

Componente	Operario	Descripción ejecución	Nº operarios	Horas trabajo	Coste Horas trabajo (€/h)	Importe total
Licencia Orcad Capture Cis	Ingeniero electrónico	Instalación de la herramienta de simulación de circuitos	1	1	0	0
Diseño de los componentes del circuito	Ingeniero electrónico	Realización de los cálculos teóricos para extracción de los valores de los componentes	1	120	10	1200 €
Circuito electrónico	Ingeniero electrónico	Implementación del circuito en Orcad	1	110	10	1100 €
Simulaciones	Ingeniero electrónico	Simulaciones de parámetros a partir del circuito anterior	1	69	5	345 €
PRECIO MANO DE OBRA						2645 €

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

9.3. Costes indirectos y totales

Materiales	57.37 €	
Mano de obra	2645 €	
Costes indirectos	5%	135.12 €
TOTAL	2837.49 €	

9.4. Tabla precio final

PRESUPUESTO		
Coste total	2837.49 €	
Beneficio	12%	340.50 €
IVA	21%	667.38 €
COSTE FINAL	3845.37 €	

El precio total de este proyecto asciende a tres mil ochocientos cuarenta y cinco euros con treinta y siete céntimos.

10. Aspectos a mejorar

En este proyecto se realiza un estudio técnico sobre una fuente de alimentación conmutada para solucionar un problema que podemos encontrar en un conocido equipo electrónico de baja potencia. Sin embargo, sería útil poner los conocimientos teóricos adquiridos en un caso práctico, como puede ser la implementación en una placa PCB además de la posibilidad de realizar simulaciones más realistas. Sin embargo, debido a cuestiones de tiempo y recursos, se ha rehusado esta posibilidad.

Una peculiaridad que tiene trabajar con transformadores es la posibilidad de trabajar con varias salidas conectadas. Esto abre un abanico de posibilidades donde además de conectar una etapa de potencia para alimentar un ordenador portátil, se puede conectar también una etapa de potencia óptima para alimentar un teléfono móvil o una tablet. Como consecuencia, haría falta un circuito con un mayor número de componentes, así como un mayor tamaño del mismo, por lo que se ha optado por simplificar los componentes para dotar un objetivo concreto como es la alimentación de un portátil.

Otra posible mejora, aunque no menos importante, es vigilar la disipación de calor de todos los componentes que conforman el circuito. En el diseño no se ha tomado en cuenta esta característica, pero si lo implementáramos en una placa, este parámetro sí que hay que tomar en cuenta para el correcto funcionamiento del sistema.

En cuanto al circuito diseñado, se ha empleado las etapas necesarias para su funcionamiento. Sin embargo, si se pretende ganar fiabilidad y seguridad, se puede implementar una etapa de aislamiento de la realimentación cuya función es realizar un aislamiento de la sección de alimentación con respecto al circuito. Esto se logra empleando un optoacoplador donde el lazo de alimentación se conecta con el circuito restante mediante el funcionamiento de un diodo led y un componente optoelectrónico, lo que permite un aislamiento eléctrico. En nuestro caso se ha simplificado el funcionamiento restringiendo a lo necesario.

Por otra parte, se disponía la posibilidad de diseñar una etapa de corrector del factor de potencia. Recordando su explicación en el apartado **2.1.1. Etapa de entrada**, esta etapa corrige el desfase de la forma de onda de la corriente con respecto al de la tensión para obtener la mayor potencia disponible. Sin embargo, por cuestiones de simplicidad en el circuito, no se ha escogido esta opción.

11. Conclusiones

A lo largo de este proyecto se ha ido consiguiendo una serie de logros a partir de unas pautas establecidas por el diseñador, como se muestra en los siguientes puntos:

- Se ha diseñado un convertidor AC/DC como etapa de entrada y se han elegido los componentes necesarios para realizarlo.
- Se ha diseñado la etapa de potencia empleando un convertidor en configuración Flyback y se han elegido los semiconductores, bobinas del transformador y condensador de filtro.
- Se ha diseñado la etapa de control utilizando el modo corriente de pico, eligiendo la rampa externa y los componentes del compensador de tensión.
- Se ha simulado el comportamiento estacionario del convertidor para comprobar su correcto funcionamiento.
- Se ha simulado el comportamiento transitorio del convertidor frente a variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de carga, obteniendo una respuesta rápida y estable.

Gracias a estas pautas conseguidas, se ha alcanzado los objetivos estipulados gracias al circuito diseñado.

12. Referencias bibliográficas

- 4infor. (s.f.). Typical Laptop Power Battery System Diagram. Recuperado el 12 de mayo de 2020 de <https://sites.google.com/site/4abcxyz123/laptop/battery/typical-laptop-power-battery-system-diagram>
- Basso, C. (2008). *Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs*. McGraw-Hill Education.
- Erickson, R.W. (1997). *Fundamentals of Power Electronics*, Nueva York. University of Colorado, Boulder.
- Garcerá, G., Abellán, A., Figueres, E. (1998). *Convertidores conmutados: circuitos de potencia y control*, Valencia. Universidad Politécnica de Valencia.
- Hang-Seok Cho. (2004). *Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)*. Fairchild Semiconductor. Recuperado el 15 de mayo de 2020 de <https://www.onsemi.cn/pub/Collateral/AN-4137.pdf.pdf>
- Mahendrabhai, R. (2010). *Analysis and Comparison of Popular Models for Current-Mode Control of Switch Mode Power Supplies*. Wright State University, India.
- Optimum Feedback Amplifier Design for Control Systems. (s.f.). Recuperado el 1 de junio de 2020 de <https://venable.biz/technical-publications/optimum-feedback-amplifier-design-control-systems/>
- Ospina, Stiven. (2015). Diagramas de bloques y fallas en monitores e impresoras. Blogger.com. Recuperado el 23 de mayo de 2020 de http://fallasmonitoreseimpresoras.blogspot.com/2015/09/diagrama-de-bloques-fuente-lineal_23.html
- The TL431 in the Control of Switching Power Supplies. (s.f.). Recuperado el 1 de junio de 2020 de <https://www.onsemi.cn/pub/Collateral/TND381-D.PDF>

13. ANEXO

Hoja de cálculo

Diseño y simulación de un convertidor AC/DC para la alimentación de un ordenador portátil

- Especificaciones

Entrada del convertidor Flyback

$$V_{i_min} := 100V$$

$$V_{i_max} := 240V$$

$$I_i := 1.8A$$

$$V_F := 0.5V$$

$$f_s := 50kHz$$

Salida del convertidor Flyback

$$P_o := 135W$$

$$V_o := 19.5V$$

$$E_{ff} := 0.8 \rightarrow \text{Eficiencia del 80\%}$$

- Cálculo de parámetros

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 6.923 A$$

$$R := \frac{V_o^2}{P_o} = 2.817 \Omega$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 20 \mu s$$

$$P_i := \frac{P_o}{E_{ff}} = 168.75 W$$

DISEÑO DEL CONVERTIDOR AC/DC CONECTADO A LA ENTRADA

- Especificaciones

$$V_i := 110V \quad V_{o_riz} := 10V$$

$$f_i := 50Hz$$

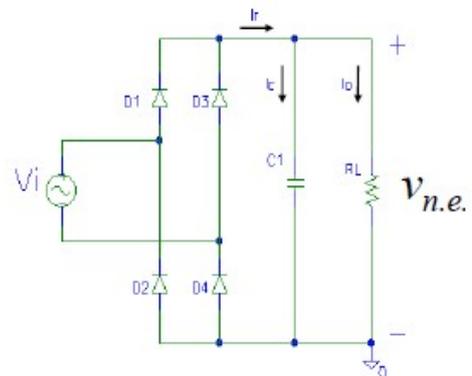
- Cálculo de parámetros

$$I_{o_AV} = \frac{P_{o_ne}}{V_{ne_AV}}$$

$$P_{o_ne} := \frac{V_o \cdot I_o}{E_{ff}} = 168.75 W$$

$$V_{ne_AV} := 100V$$

$$I_{o_AV} := \frac{P_{o_ne}}{V_{ne_AV}} = 1.688 A$$



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

$$V_{o_riz_ne} = \frac{I_{o_AV}}{2 \cdot f_i \cdot C_{ne}}$$

Supongo un rizado de tensión deseado de $\rightarrow V_{o_riz_ne} = 5V$

$$C_{ne} = \frac{I_{o_AV}}{2 \cdot f_i \cdot V_{o_riz_ne}} \quad \boxed{C_{ne} = 3.375 \cdot \text{mF}}$$

DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

$D_{max} = 0.45 \rightarrow$ Ciclo de trabajo máximo

$$V_o = \frac{1}{N_{ps}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i - V_F$$

$$N_{ps} = \frac{D_{max} \cdot V_{i_min}}{(V_o + V_F) \cdot (1 - D_{max})} = 4.091 \quad \rightarrow \text{Relación de bobinados del transformador}$$

$$D_{min} = \frac{N_{ps} \cdot (V_o + V_F)}{V_{i_max} + N_{ps} \cdot (V_o + V_F)} = 0.254 \quad \rightarrow \text{Ciclo de trabajo mínimo}$$

$$V_{DS_max} = V_{i_max} + N_{ps} \cdot (V_o + V_F) = 321.818 V \quad \rightarrow \text{Tensión máxima que puede soportar el transistor MOSFET}$$

$$K_{RF} = 0.5 \quad D = 0.45$$

$$L_p = \frac{(V_{i_min} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot P_i \cdot f_s \cdot K_{RF}} \quad \boxed{L_p = 240 \cdot \mu\text{H}} \quad \rightarrow \text{Extraído del artículo } \textit{Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)}$$

$$L_s = \frac{L_p}{N_{ps}^2} \quad \boxed{L_s = 14.341 \cdot \mu\text{H}}$$

- Cálculo de tensión de rizado por la bobina primaria y la bobina secundaria

$$I_{p_riz} = \left(\frac{1}{L_p} \right) \cdot V_{i_min} \cdot D \cdot T_s \quad \boxed{I_{p_riz} = 3.75 A}$$

$$I_{s_riz} = (N_{ps})^2 \cdot \left(\frac{1}{L_p} \right) \cdot (V_o + V_F) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad \boxed{I_{s_riz} = 15.341 A}$$

↓

También se podría haber calculado mediante la siguiente fórmula:

$$I_{p_riz} \cdot N_{ps} = 15.341 A$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Cálculo de los valores máximos y mínimos de la corriente por la bobina primaria y bobina secundaria

$$I_o = (1 - D) \cdot \frac{I_{s_max} + I_{s_min}}{2}$$

$$I_{s_max} + I_{s_min} = \frac{2 \cdot I_o}{1 - D}$$

$$I_{s_max} - I_{s_min} = I_{s_riz}$$

Devanado secundario

$$I_{s_max} := \frac{I_o}{1 - D} + \frac{I_{s_riz}}{2} \quad \boxed{I_{s_max} = 20.258 \text{ A}}$$

$$I_{s_min} := \frac{I_o}{1 - D} - \frac{I_{s_riz}}{2} \quad \boxed{I_{s_min} = 4.917 \text{ A}}$$

Devanado primario

$$I_{p_max} := \frac{I_{s_max}}{N_{ps}} \quad \boxed{I_{p_max} = 4.952 \text{ A}}$$

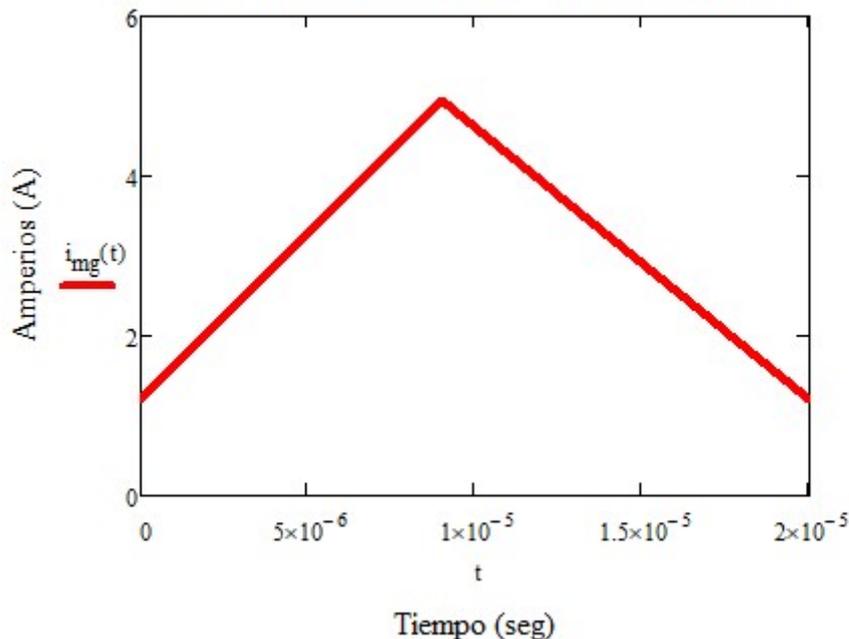
$$I_{p_min} := \frac{I_{s_min}}{N_{ps}} \quad \boxed{I_{p_min} = 1.202 \text{ A}}$$

- Representación gráfica

$$i_p(t) := \begin{cases} \left[I_{p_min} + \left(\frac{V_{i_min}}{L_p} \right) \cdot t \right] & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad i_s(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ \left[I_{s_max} - N_{ps}^2 \cdot \left(\frac{1}{L_p} \right) \cdot (V_o + V_F) \cdot (t - D \cdot T_s) \right] & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$i_{mg}(t) := \begin{cases} i_p(t) & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ \frac{i_s(t)}{N_{ps}} & \text{if } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$

Gráfica de la corriente por el transformador



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Cálculo del valor medio de la corriente por el transformador

$$I_{s_AV} := (1 - D) \cdot \frac{I_{s_max} + I_{s_min}}{2} = 6.923 \text{ A} \quad \rightarrow \quad I_o = 6.923 \text{ A}$$

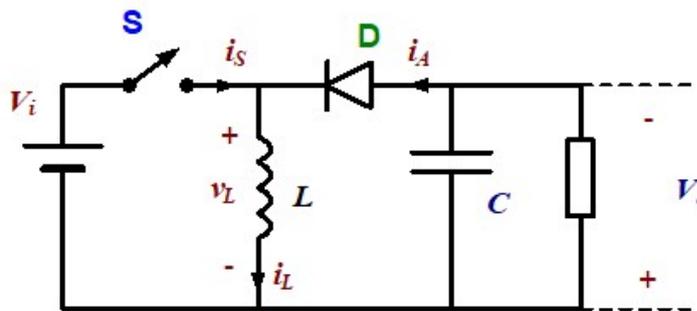
- Cálculo del condensador de filtrado a la salida

Supongo un rizado máximo a la salida: <5% de la corriente de carga $\rightarrow V_{o_riz_max} := 5\% \cdot V_o = 0.975 \text{ V}$

$$C_{min} := \frac{1}{V_{o_riz_max}} \cdot I_o \cdot D \cdot T_s = 63.905 \cdot \mu\text{F} \quad \rightarrow \text{Tomaremos como valores normalizados}$$

$$ESR_{max} := \frac{V_{o_riz_max}}{I_{s_max}} = 48.129 \cdot \text{m}\Omega \quad \boxed{C_o := 100 \mu\text{F}} \quad \boxed{R_C := 40 \text{m}\Omega}$$

- Circuito Buck-boost equivalente



$$V_{i_bb} = \frac{V_{i_min}}{N_{ps}} \quad \boxed{V_{i_bb} = 24.444 \text{ V}} \quad \rightarrow \text{Tensión de entrada } V_i$$

$$L_{bb} = \frac{1}{N_{ps}^2} \cdot L_p \quad \boxed{L_{bb} = 14.341 \cdot \mu\text{H}} \quad \rightarrow \text{Inductancia de la bobina } L$$

$$V_o = \frac{D}{(1 - D)} \cdot V_{i_bb}$$

$$D := \frac{V_o}{V_o + V_{i_bb}} \quad \boxed{D = 0.444} \quad \rightarrow \text{Ciclo de trabajo que tendrá el circuito}$$

- Representación gráfica de la corriente por la bobina

$$i_{Lbb}(t) = \begin{cases} \left[I_{Lbb_min} + \left(\frac{V_{i_bb}}{L_{bb}} \right) \cdot t \right] & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ I_{Lbb_max} - \frac{1}{L_{bb}} V_o \cdot (t - D \cdot T_s) & \text{otherwise} \end{cases}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Cálculo de tensión de rizado por la bobina

Existe dos maneras de resolver:

$$I_{Lbb_riz} := \frac{V_{i_bb}}{L_{bb}} \cdot D \cdot T_s = 15.128 \text{ A}$$

$$\frac{1}{L_{bb}} V_o \cdot (T_s - D \cdot T_s) = 15.128 \text{ A}$$

- Cálculo de los valores máximos y mínimos de la corriente por la bobina

$$I_o = (1 - D) \cdot \frac{I_{Lbb_max} + I_{Lbb_min}}{2}$$

$$I_{Lbb_max} + I_{Lbb_min} = \frac{2I_o}{(1 - D) \cdot T_s}$$

$$I_{Lbb_max} = \frac{I_o}{(1 - D)} + \frac{I_{Lbb_riz}}{2}$$

$$I_{Lbb_max} = 20.01 \text{ A}$$

$$I_{Lbb_max} - I_{Lbb_min} = I_{Lbb_riz}$$

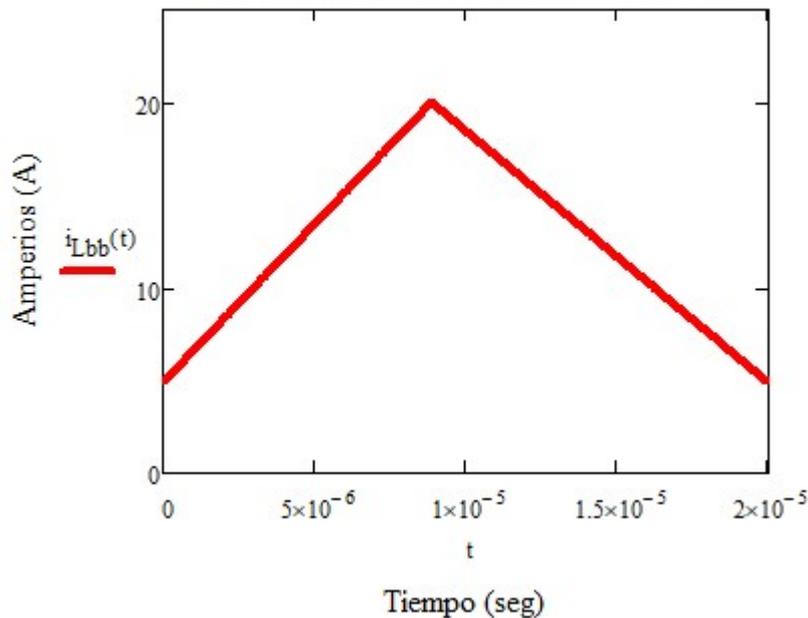
$$I_{Lbb_min} = \frac{I_o}{(1 - D)} - \frac{I_{Lbb_riz}}{2}$$

$$I_{Lbb_min} = 4.882 \text{ A}$$

- Representación gráfica

$$i_{Lbb}(t) := \begin{cases} I_{Lbb_min} + \left(\frac{V_{i_bb}}{L_{bb}} \right) \cdot t & \text{if } 0 < t < D \cdot T_s \\ I_{Lbb_max} - \frac{1}{L_{bb}} [V_o \cdot (t - D \cdot T_s)] & \text{if } D \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$

Gráfica de la corriente por la bobina



DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL POR MODO CIC

LAZO DE CORRIENTE

Sensor de corriente → $R_i = 0.15 \Omega$

En la simulación R_i ha pasado al otro lado del transformador, por lo que se vuelve a calcular aplicando la relación de transformación →

$$R_{ip} = \frac{R_i}{N_{ps}} = 0.024 \Omega$$

Rampa externa:

$$m_1 := \frac{V_{i_bb}}{L_{bb}} = 1.705 \cdot \frac{A}{\mu s}$$

$$m_2 := \left(\frac{1}{L_{bb}} \right) \cdot (V_o) = 1.36 \cdot \frac{A}{\mu s}$$

$m_e = 2m_2$ $m_e = 2.72 \cdot \frac{A}{\mu s}$ → Pendiente de la rampa externa a implementar

$V_m = m_e \cdot T_s \cdot R_{ip}$ $V_m = 1.33 V$ → Tensión a implementar en la implementación de la rampa externa

- Extracción de la función $G_{vd}(w)$

$$G_{v0} := \frac{V_{i_bb}}{(1-D)^2} = 79 V$$

$$\omega_{z1} := \frac{1}{R_C \cdot C} = 250 \cdot \frac{krad}{s}$$

$$\omega_{z2} := \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R}{L_{bb}} = 136.957 \cdot \frac{krad}{s}$$

$$\omega_n := (1-D) \cdot \sqrt{\frac{R}{(R+R_C) \cdot L_{bb} \cdot C}} = 14.586 \cdot \frac{krad}{s}$$

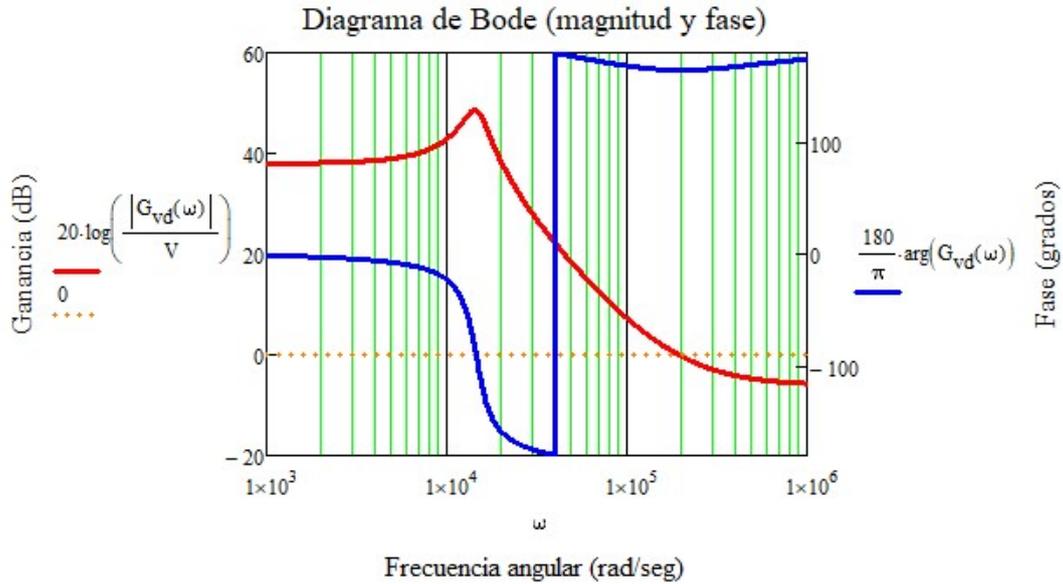
$$\omega_{zw} := (1-D) \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{bb} \cdot C}} = 14.689 \cdot \frac{krad}{s}$$

$$Q := \frac{R \cdot (1-D)^2}{\omega_n \cdot [L_{bb} + C \cdot R \cdot R_C \cdot (1-D)^2]} = 3.328$$

Criterio que debe cumplir → $\omega_n < \omega_{z2} < \omega_{z1}$

$$G_{vd}(w) := G_{v0} \cdot \frac{\left(1 - j \cdot \frac{w}{\omega_{z2}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{w}{\omega_{z1}}\right)}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{w}{\omega_n} - \left(\frac{w}{\omega_n}\right)^2}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL



- Extracción de la función $G_{id}(w)$

$$G_{i0} := \left[\frac{(1+D)}{R \cdot (1-D)^3} \right] \cdot V_{i_bb} = 72.796 \text{ A}$$

$$\omega_z := \frac{1+D}{(1+D) \cdot R_C \cdot C + R \cdot C} = 5.023 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{ww} := (1-D) \cdot \sqrt{\frac{R}{(R+R_C) \cdot L_{bb} \cdot C}} = 14.586 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Criterio que debe cumplir $\rightarrow \omega_n < \omega_{z2} < \omega_{z1}$

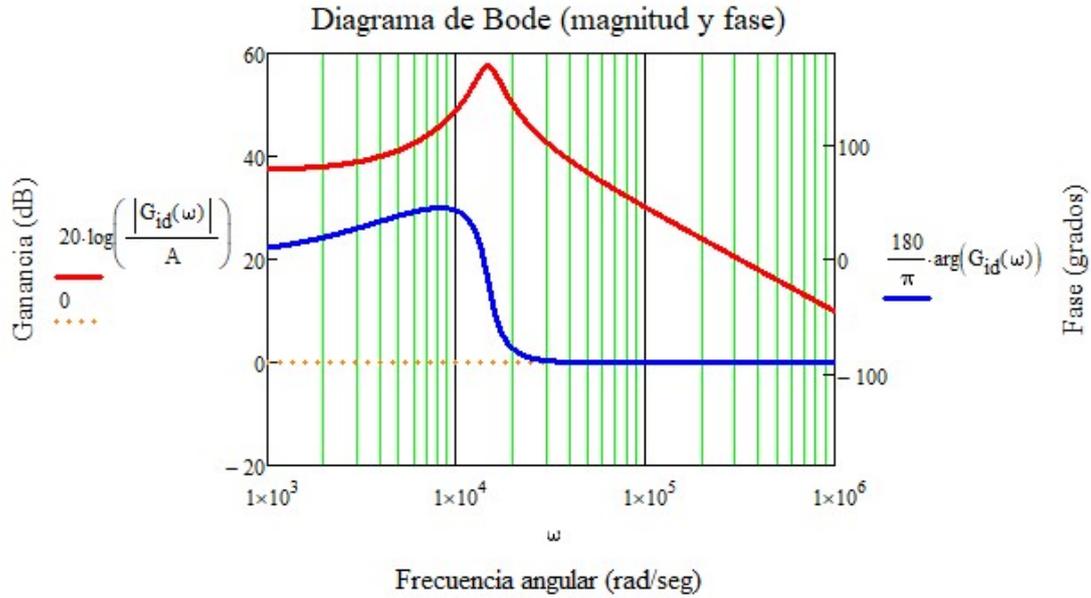
$$\omega_{ww} := (1-D) \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{bb} \cdot C}} = 14.689 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$Q := \frac{R \cdot (1-D)^2}{\omega_n \cdot [L_{bb} + C \cdot R \cdot R_C \cdot (1-D)^2]} = 3.328$$

$$Q := \frac{(1-D) \cdot \sqrt{L_{bb} \cdot C}}{\frac{L_{bb}}{R} + (1-D)^2 \cdot R_C \cdot C} = 3.328$$

$$G_{id}(w) := G_{i0} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{w}{\omega_z}\right)}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{w}{\omega_n} - \left(\frac{w}{\omega_n}\right)^2}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL



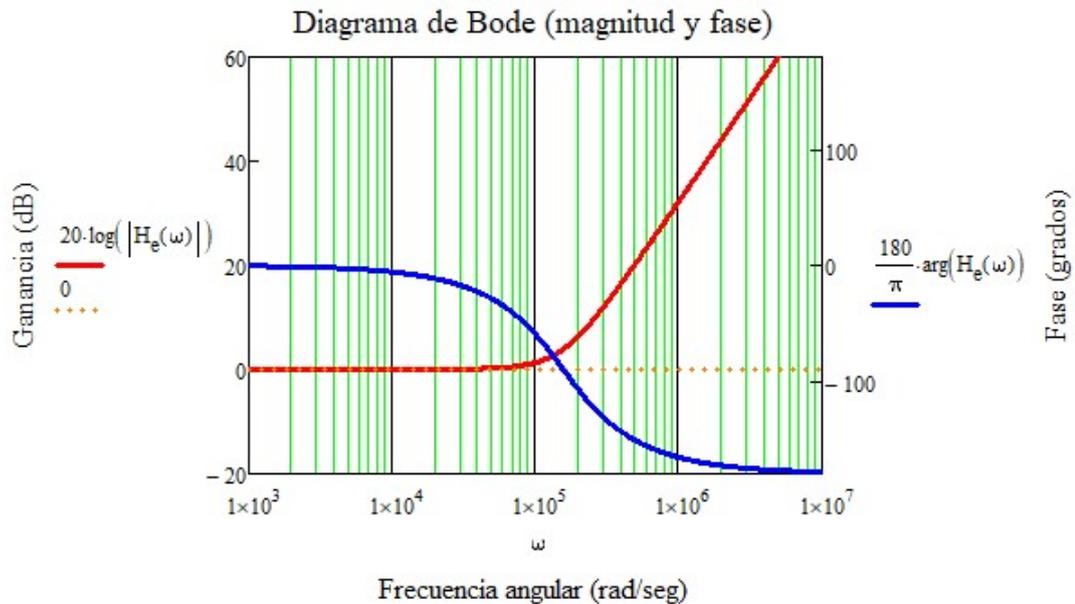
- Extracción de la ganancia de muestreo $H_e(\omega)$

$$\omega_{zm} := \frac{\pi}{T_s} = 157.08 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_s := 2\pi \cdot f_s = 314.159 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$Q_{zm} := \frac{-2}{\pi} = -0.637$$

$$H_e(\omega) := 1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{zm} \cdot Q_{zm}} + \frac{(j \cdot \omega)^2}{\omega_{zm}^2}$$



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Extracción de la ganancia del modulador PWM-CIC

Rampa debido a la bobina: $m_{1, \text{bb}} := \frac{V_{i_bb}}{L_{bb}} = 1.705 \cdot \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ $m_2 = 1.36 \cdot \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$

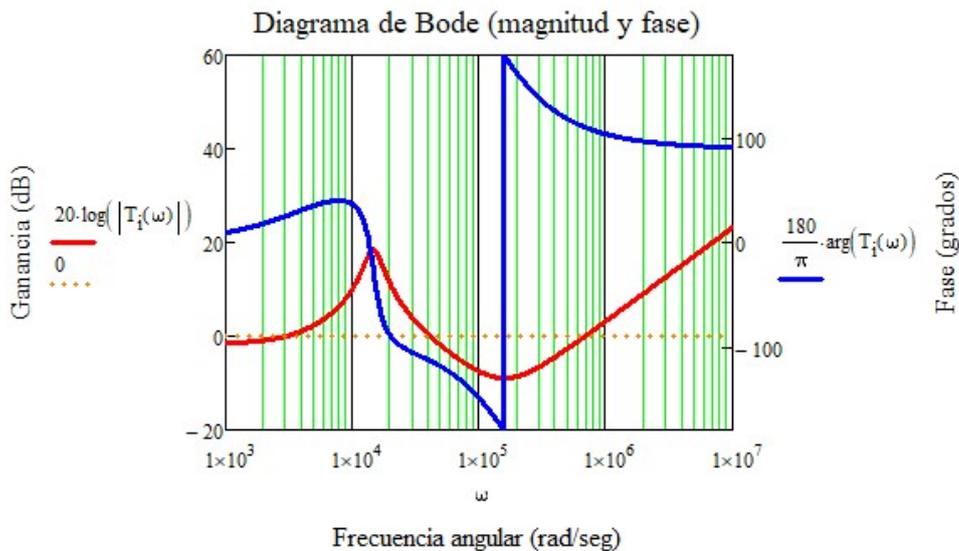
$m_{e, \text{bb}} := 2m_2 = 2.72 \cdot \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ $V_{e, \text{bb}} := m_e \cdot T_s \cdot R_{ip} = 1.33 \text{ V}$

$$F_{M_CIC} := \frac{1}{(m_1 + m_e) \cdot R_{ip} \cdot T_s}$$

$$F_{M_CIC} = 0.462 \frac{1}{\text{V}}$$

- Extracción de la ganancia del lazo de corriente

$$T_i(\omega) := G_{id}(\omega) \cdot R_{ip} \cdot H_e(\omega) \cdot F_{M_CIC}$$



- Obtención de la frecuencia de cruce f_{ci} y margen de fase MF_i

Given $\omega_{ci1} := 20 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$ $|T_i(\omega_{ci1})| = 1$ $\omega_{ci} := \text{Find}(\omega_{ci1}) = 41.22 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$ $f_{ci} := \frac{\omega_{ci}}{2\pi} = 6.56 \text{ kHz}$

$0.1 \cdot f_s = 5 \text{ kHz} < f_{ci} < 0.2 \cdot f_s = 10 \text{ kHz}$ $\arg(T_i(\omega_{ci})) = -113.834^\circ$ $MF_i := \arg(T_i(\omega_{ci})) + 180^\circ = 66.166^\circ$

↓

Son adecuados los valores de f_{ci} y MF_i

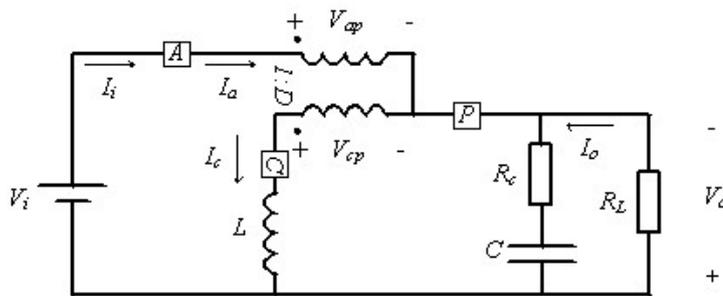
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Obtención de la ganancia del lazo cerrado de corriente $T_{i,LC}(\omega)$

$$T_{i,LC}(\omega) := \frac{1}{R_{ip} \cdot H_e(\omega)} \cdot \frac{T_i(\omega)}{1 + T_i(\omega)}$$

- Obtención de la ganancia $G_{vi}(\omega)$

Circuito equivalente en DC:



$$V_o = \frac{D}{1-D} \cdot V_{i_bb} \quad \frac{1}{D} = \frac{V_{ap}}{V_{cp}} = \frac{I_c}{I_a}$$

$$D := \frac{V_o}{V_o + V_{i_bb}} = 0.444 \quad I_{a_m} := \frac{V_o}{R} = 6.923 \text{ A} \quad I_{c_m} := \frac{1-D}{D} \cdot I_i = 2.256 \text{ A} \quad I_o = \frac{1-D}{D} \cdot I_i$$

$$V_{i_bb} := -\frac{V_o \cdot (D-1)}{D} = 24.444 \text{ V}$$

$$I_i = \frac{V_o^2}{V_{i_bb} \cdot R} = \frac{1}{R} \cdot \frac{D^2}{(1-D)^2} \cdot V_{i_bb} \quad I_i := \frac{1}{R} \cdot \frac{D^2}{(1-D)^2} \cdot V_{i_bb} = 5.523 \text{ A} \quad V_{i_bb} \cdot I_i = 135 \text{ W}$$

$$V_{ap} := V_{i_bb} + V_o = 43.944 \text{ V} \quad V_{ap} := V_{i_bb} \cdot \left(\frac{1}{1-D} \right) = 43.944 \text{ V}$$

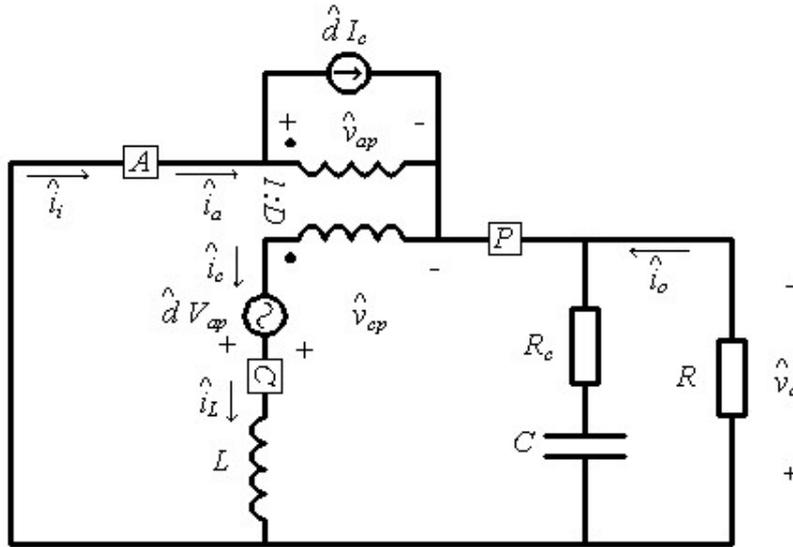
$$I_c := I_i + I_o = 7.779 \text{ A} \quad I_L := I_c = 7.779 \text{ A}$$

$$V_{cp} := D V_{ap} = 19.5 \text{ V}$$

$$G_{vi} = \frac{V_o}{i_L} \quad v_i = 0 \quad i_o = 0$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Circuito equivalente de pequeña señal:



$$\frac{1}{D} = \frac{v_{ap}}{v_{cp} - d \cdot V_{ap}} \quad v_L + v_o - d \cdot V_{ap} = D \cdot v_o \quad d = \frac{v_L}{V_{ap}} + (1 - D) \cdot \frac{v_o}{V_{ap}}$$

$$v_{ap} = v_o \quad v_{cp} = v_L + v_o = Z_L \cdot i_L + v_o$$

$$\frac{1}{D} = \frac{v_o}{Z_L \cdot i_L + v_o - d \cdot V_{ap}} \quad d = \frac{Z_L \cdot i_L + (1 - D) \cdot v_o}{V_{ap}}$$

$$\frac{1}{D} = \frac{i_c}{i_a - d \cdot I_c} \quad i_a = i_L - i_o = i_L - \frac{v_o}{Z}$$

$$i_c = i_L$$

$$\frac{1}{D} = \frac{i_L}{i_L - \frac{v_o}{Z} - d \cdot I_c} \quad d = \frac{(1 - D) \cdot i_L - \frac{v_o}{Z}}{I_c}$$

$$\frac{Z_L \cdot i_L + (1 - D) \cdot v_o}{V_{ap}} = \frac{(1 - D) \cdot i_L - \frac{v_o}{Z}}{I_c}$$

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{D \cdot V_{ap} \cdot Z - V_{ap} \cdot Z + I_c \cdot Z \cdot Z_L}{V_{ap} + I_c \cdot Z - D \cdot I_c \cdot Z}$$

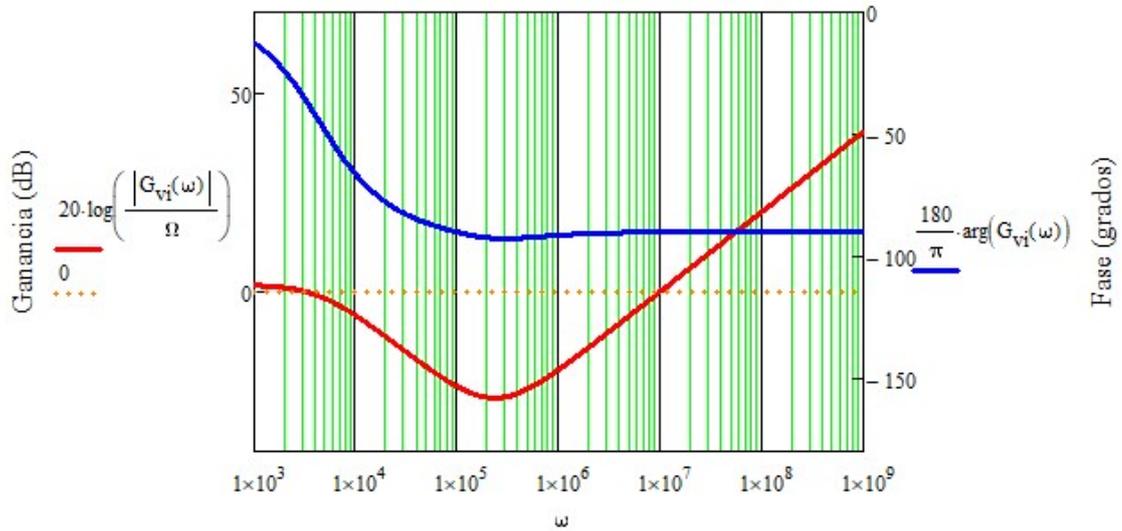
$$Z(\omega) = \frac{R \cdot (1 + j \cdot R_C \cdot C \cdot \omega)}{1 + j \cdot (R + R_C) \cdot (C \cdot \omega)}$$

$$Z_L(\omega) = j \cdot L_{bb} \cdot \omega$$

$$G_{vi}(\omega) = \frac{(1 - D) \cdot V_{ap} \cdot Z(\omega) - I_c \cdot Z(\omega) \cdot Z_L(\omega)}{V_{ap} + (1 - D) \cdot I_c \cdot Z(\omega)}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

Diagrama de Bode (magnitud y fase)



Frecuencia angular (rad/seg)

$$G_{vi}(\omega) = \frac{[(1-D) \cdot V_{ap} - I_c \cdot j \cdot L_{bb} \cdot \omega] \cdot \frac{R \cdot (1 + j \cdot R_C \cdot C \cdot \omega)}{1 + j \cdot (R + R_C) \cdot (C \cdot \omega)}}{V_{ap} + (1-D) \cdot I_c \cdot \frac{R \cdot (1 + j \cdot R_C \cdot C \cdot \omega)}{1 + j \cdot (R + R_C) \cdot (C \cdot \omega)}}$$

$$G_{vi}(\omega) = \frac{[(1-D) \cdot V_{ap} - I_c \cdot j \cdot L_{bb} \cdot \omega] \cdot R \cdot (1 + j \cdot R_C \cdot C \cdot \omega)}{V_{ap} + (1-D) \cdot I_c \cdot R + j \cdot [V_{ap} \cdot (R + R_C) + j \cdot (1-D) \cdot I_c \cdot R \cdot R_C] \cdot C \cdot \omega}$$

$$G_{vi}(\omega) = \frac{R \cdot [(1-D) \cdot V_{ap}]}{[V_{ap} + (1-D) \cdot I_c \cdot R]} \cdot \frac{\left[1 - j \cdot \frac{I_c \cdot L_{bb}}{(1-D) \cdot V_{ap}} \cdot \omega\right] \cdot (1 + j \cdot R_C \cdot C \cdot \omega)}{1 + j \cdot \left[\frac{V_{ap} \cdot (R + R_C) + (1-D) \cdot I_c \cdot R \cdot R_C}{V_{ap} + (1-D) \cdot I_c \cdot R}\right] \cdot C \cdot \omega}$$

$$G_{vi0} = \frac{R \cdot [(1-D) \cdot V_{ap}]}{[V_{ap} + (1-D) \cdot I_c \cdot R]} = 1.227 \Omega$$

$$\omega_{z1_vi} = \frac{1}{(R_C \cdot C)} = 250 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

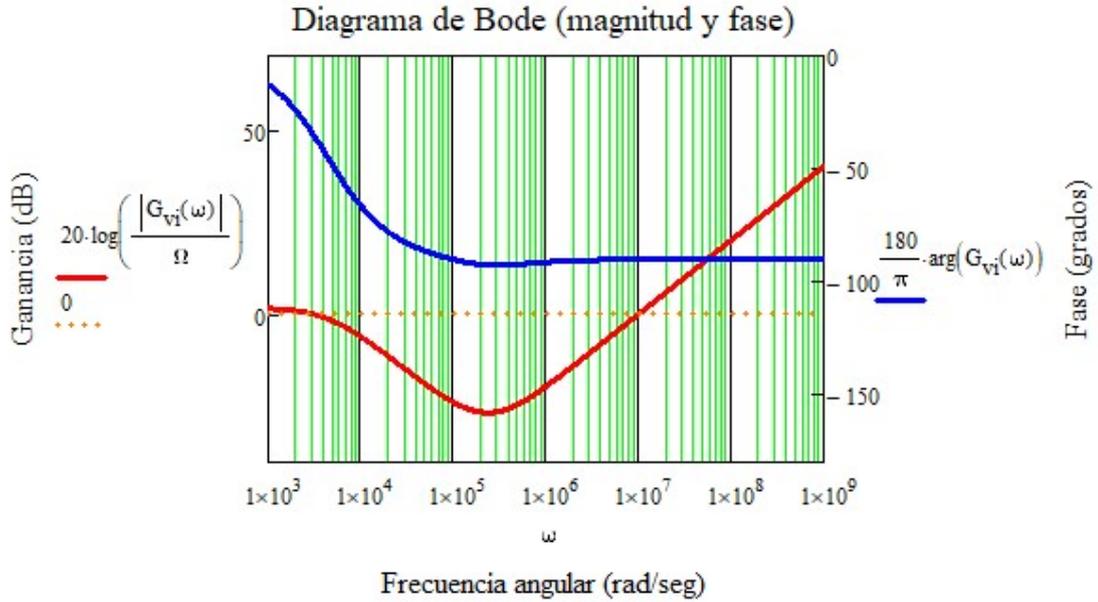
$$\omega_{z2_vi} = \frac{(1-D) \cdot V_{ap}}{I_c \cdot L_{bb}} = 219.118 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{p_vi} = \frac{V_{ap} + (1-D) \cdot I_c \cdot R}{[V_{ap} \cdot (R + R_C) + (1-D) \cdot I_c \cdot R \cdot R_C] \cdot C} = 4.454 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$G_{vi}(\omega) = G_{vi0} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1_vi}}\right) \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z2_vi}}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{p_vi}}\right)}$$

Criterio que debe cumplir $\rightarrow \omega_{p_vi} < \omega_{z1_vi} < \omega_{z2_vi}$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

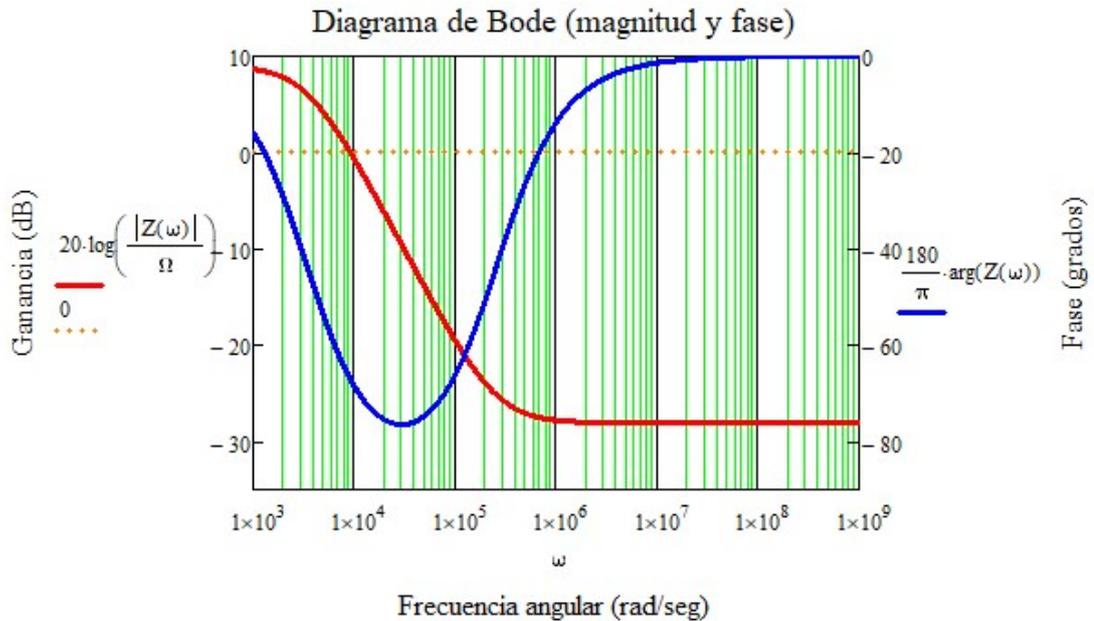


- Obtención de la impedancia de salida $Z(\omega)$

$$Z(\omega) = \frac{R \cdot (1 + j \cdot R_C \cdot C \cdot \omega)}{1 + j \cdot (R + R_C) \cdot C \cdot \omega}$$

$$20 \cdot \log\left(\frac{R}{\Omega}\right) = 8.995$$

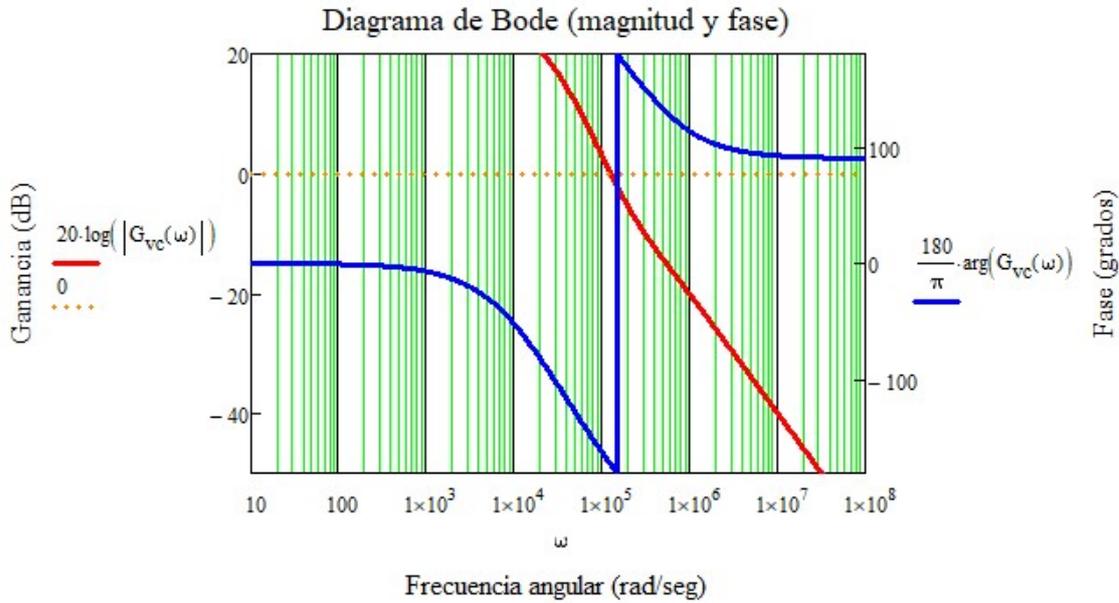
$$20 \cdot \log\left(\frac{R_C}{\Omega}\right) = -27.959$$



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Obtención de la ganancia $G_{vc}(w)$

$$G_{vc}(w) := T_{i_LC}(w) \cdot G_{vi}(w)$$



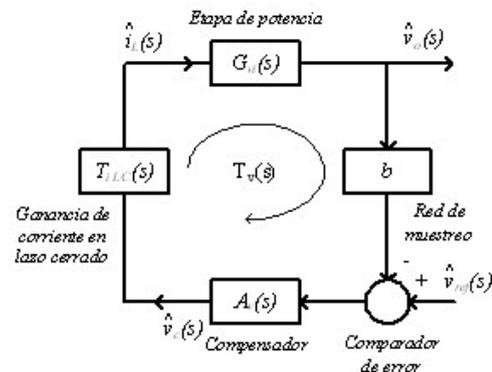
LAZO DE TENSIÓN

Sensor de tensión \rightarrow $b = 1$

Declaración de parámetros de diseño:

$$f_{cv} < \frac{f_{ci}}{2} = 3.28 \text{ kHz} \rightarrow f_{cv} = 2 \text{ kHz}$$

$$MF_v \geq 45^\circ \rightarrow MF = 60^\circ$$



$$\omega_{cv} := 2\pi \cdot f_{cv} \quad \arg(G_{vc}(\omega_{cv})) = -61.235^\circ$$

Aumento de fase a la frecuencia de cruce \rightarrow $AUFA := -90^\circ + MF - \arg(G_{vc}(\omega_{cv})) = 31.235^\circ$

↓
Compensador de tipo II

Método del factor K:

$$K_v := \tan\left(\frac{AUFA}{2} + 45^\circ\right) = 1.776$$

$$\omega_{zc} := \frac{\omega_{cv}}{K_v} = 7.076 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

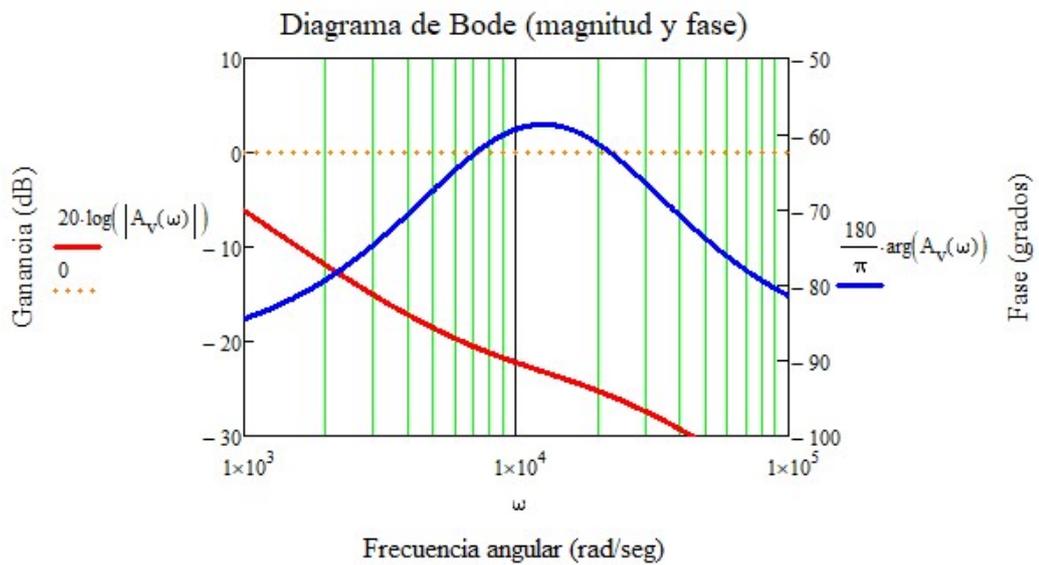
$$\omega_{pc} := K_v \cdot \omega_{cv} = 22.318 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$A_v(w) = \frac{\omega_{p0c}}{(j \cdot w)} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{w}{\omega_{zc}}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{w}{\omega_{pc}}\right)}$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

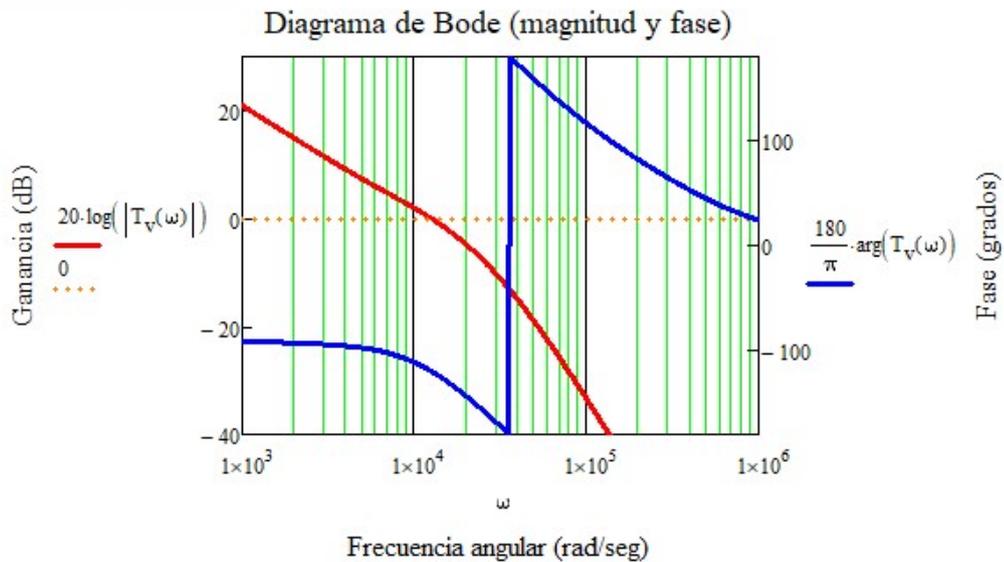
$$\omega_{p0c} := \frac{\omega_{cv} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{cv}}{\omega_{pc}}\right)^2}}{|G_{vc}(\omega_{cv})| \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{cv}}{\omega_{zc}}\right)^2}} = 0.489 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$A_v(\omega) := \frac{\omega_{p0c}}{(j \cdot \omega)} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{zc}}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{pc}}\right)}$$



- Extracción de la ganancia del lazo de tensión

$$T_v(\omega) := G_{vc}(\omega) \cdot A_v(\omega) \cdot b$$



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

- Obtención de la frecuencia de cruce f_{cv} y margen de fase MF_v

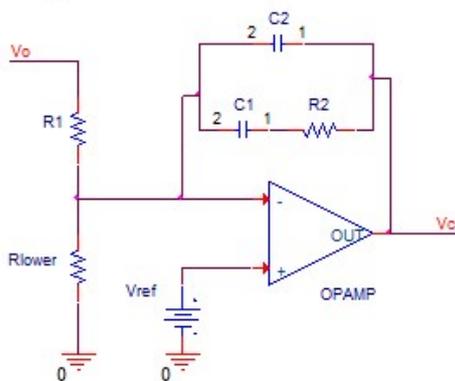
$$\text{Given } \omega_{cv1} := 1000 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad |T_v(\omega_{cv1})| = 1 \quad \omega_{\text{cruce}} := \text{Find}(\omega_{cv1}) = 12.566 \frac{\text{krad}}{\text{s}} \quad f_{\text{cruce}} := \frac{\omega_{cv}}{2\pi} = 2 \text{ kHz}$$

$$MF_v := \arg(T_v(\omega_{cv})) + 180^\circ \quad MF_v = 60.9^\circ$$

↓

Coinciden con los interpuestos por el diseñador

- Materialización del compensador de tipo II con Amplificador Operacional



$$Z_2(\omega) = \frac{1}{[j \cdot (C_1 + C_2) \cdot \omega]} \cdot \frac{(1 + j \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \omega)}{\left(1 + j \cdot R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot \omega\right)}$$

Primero se considera que $C_1 \gg C_2$:

$$\omega_{p0c} = \frac{1}{[R_1 \cdot (C_1 + C_2)]}$$

$$\omega_{p0c} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

$$\omega_{zc} = \frac{1}{(R_2 \cdot C_1) \cdot (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{zc} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$$

$$\omega_{pc} = \frac{1}{(R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)}$$

$$\omega_{pc} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}$$

Tomando $R_1 := 100 \text{ k}\Omega$

$$C_1 := \frac{1}{\omega_{p0c} \cdot R_1} = 2.044 \times 10^4 \text{ pF}$$

$$R_2 := \frac{1}{\omega_{zc} \cdot C_1} = 6.915 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 := \frac{1}{\omega_{pc} \cdot R_2} = 6.48 \times 10^3 \text{ pF}$$

No se cumple $C_1 \gg C_2$

$$V_{\text{ref}} := 2.5 \text{ V}$$

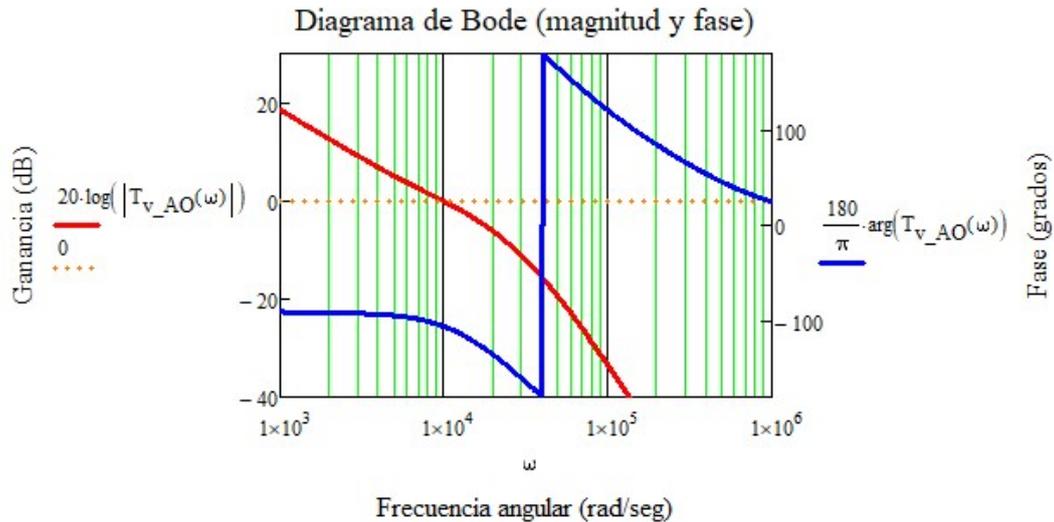
$$V_{\text{ref}} = V_o \cdot \frac{R_{\text{lower}}}{R_1 + R_{\text{lower}}} \quad \rightarrow$$

$$R_{\text{lower}} := \frac{V_{\text{ref}}}{V_o - V_{\text{ref}}} \cdot R_1 = 14.706 \text{ k}\Omega$$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

$$A_{V_AO}(\omega) := \frac{1 + j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_2}{j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + j \cdot \omega \cdot \frac{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

$$T_{V_AO}(\omega) := G_{vc}(\omega) \cdot A_{V_AO}(\omega) \cdot b$$



- Obtención de la frecuencia de cruce f_{cv} y margen de fase MFv una vez materializado el compensador

Given $\omega_{cruce} := 10000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ $|T_{V_AO}(\omega_{cv1})| = 1$ $\omega_{cruce} := \text{Find}(\omega_{cv1})$ $f_{cruce} = \frac{\omega_{cv}}{2\pi} = 1.562 \text{ kHz}$

$MF_v := \arg(T_v(\omega_{cv})) + 180^\circ$

$MF_v = 69.117^\circ$

Sin hacer la aproximación $C_1 \gg C_2$:

$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$

$$\omega_{zc} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot \omega_{zc}}$$

$$\omega_{pc} = \frac{(C_1 + C_2)}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}$$

$$\omega_{pc} = \frac{(C_1 + C_2)}{\left(\frac{1}{C_1 \cdot \omega_{zc}} \cdot C_1 \cdot C_2\right)}$$

$$C_2 = \frac{C_1 \cdot \omega_{zc}}{\omega_{pc} - \omega_{zc}}$$

$$\omega_{p0c} = \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{p0c} = \frac{1}{R_1 \cdot \left(C_1 + \frac{C_1 \cdot \omega_{zc}}{\omega_{pc} - \omega_{zc}}\right)}$$

$$C_1 = \frac{\omega_{pc} - \omega_{zc}}{R_1 \cdot \omega_{pc} \cdot \omega_{p0c}}$$

$$C_2 = \frac{C_1 \cdot \omega_{zc}}{\omega_{pc} - \omega_{zc}}$$

$C_1 = 13.958 \text{ nF}$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot \omega_{zc}}$$

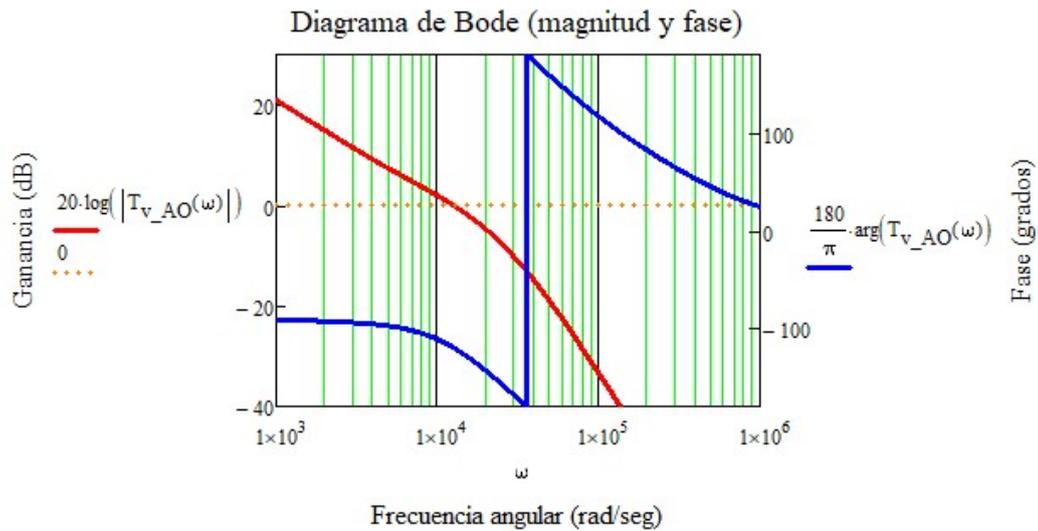
$C_2 = 6.48 \text{ nF}$

$R_2 = 10.125 \text{ k}\Omega$

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR AC/DC PARA LA ALIMENTACIÓN DE UN ORDENADOR PORTÁTIL

$$A_{V_AO}(\omega) = \frac{1 + j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_2}{j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + j \cdot \omega \cdot \frac{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right)}$$

$$T_{V_AO}(\omega) = G_{VC}(\omega) \cdot A_{V_AO}(\omega) \cdot b$$



- Obtención de la frecuencia de cruce f_{cv} y margen de fase MFV una vez materializado el compensador

Given $\omega_{crossover} = 10000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ $|T_{V_AO}(\omega_{cv1})| = 1$ $\omega_{crossover} = \text{Find}(\omega_{cv1})$

$$f_{crossover} = \frac{\omega_{cv}}{2\pi} = 2 \text{ kHz}$$

$$MF_{V} = \arg(T_{V}(\omega_{cv})) + 180^\circ$$

$$MF_{V} = 60^\circ$$