



**Universidad de Valladolid**



**ESCUELA DE INGENIERÍAS  
INDUSTRIALES**

**UNIVERSIDAD DE VALLADOLID**

**ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES**

**Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y  
Automática**

**SIMULACIÓN DE FUENTES DE  
ALIMENTACIÓN CONMUTADAS CON  
AISLAMIENTO**

**Autor:**

**Soto Pérez, Julia**

**Tutor:**

**Ruiz González, José Miguel  
Departamento de Tecnología  
Electrónica**

**Valladolid, julio 2018.**

## RESUMEN Y PALABRAS CLAVE

Este proyecto es un estudio sobre el control y la estabilidad de convertidores de potencia con aislamiento galvánico, en concreto de las topologías Flyback y Forward.

Nos hemos centrado en el diseño de sus lazos de control, variando entre modo tensión y modo corriente, en diferentes ejemplos de convertidores. Hemos analizado con ayuda de diagramas de Bode su estabilidad, y con diversas simulaciones, como afectan las variaciones en la tensión de entrada con y sin este lazo de control.

Para las simulaciones y el diseño de los convertidores nos hemos ayudado del programa de simulación PSIM y de su herramienta SmartCtrl.

### PALABRAS CLAVE:

- CONVERTIDOR
- AISLAMIENTO
- CONTROL
- ESTABILIDAD
- RESPUESTA



## ÍNDICE

RESUMEN Y PALABRAS CLAVE	1
1. OBJETIVOS Y LÍNEA GENERAL DE TRABAJO	5
1.1. Objetivos	5
1.2. Línea general de trabajo	6
2. ESTADO DEL ARTE	7
2.1. Evolución de la electrónica de potencia	8
2.2. Fuentes de alimentación conmutadas	2
2.3. Tipos de convertidores	11
2.4. Flyback	16
2.5. Forward	17
2.6. Modos de control en lazo cerrado.	19
3. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK	27
3.1. Convertidor Flyback. Lazo abierto.	27
3.2. CIRCUITO 1. Convertidor Flyback MCD. Lazo cerrado modo tensión.	31
3.3. CIRCUITO 2. Convertidor Flyback MCC. Lazo cerrado modo tensión.	43
3.4. CIRCUITO 3. Convertidor Flyback MCD. Lazo cerrado modo corriente.	47
3.5. CIRCUITO 4. Convertidor Flyback MCC. Lazo cerrado modo corriente.	53
4. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FORWARD	57
4.1. Convertidor Forward. Lazo abierto.	57
4.2. CIRCUITO 5. Convertidor Forward MCC. Lazo cerrado modo tensión.	62
4.3. CIRCUITO 6. Convertidor Forward MCD. Lazo cerrado modo tensión.	66
4.4. CIRCUITO 7. Convertidor Forward MCC. Lazo cerrado modo corriente.	70
4.5. CIRCUITO 8. Convertidor Forward MCD. Lazo cerrado modo corriente.	74

5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	79
6. BIBLIOGRAFIA	83
ANEXO	85
ESTRUCTURAS ACTUALES TRASFORMADORES	85
6.1. Dispositivos magnéticos estructura tela.	85
6.2. Bobinas planas sobre substratos magnéticos.	86
6.3. Estructuras tipo sándwich	87
6.4. Estructuras planas con núcleo cerrado.	87
6.5. Estructuras especiales	88

## 1. OBJETIVOS Y LÍNEA GENERAL DE TRABAJO

### 1.1. Objetivos

El propósito de este proyecto es realizar un estudio y un análisis profundo de varios convertidores de potencia y de sus etapas de control con la ayuda de un simulador que nos permita comprobar el funcionamiento y la estabilidad de dichos convertidores.

Otro de los propósitos es que sirva de herramienta a los lectores para ayudar a decidir entre los distintos tipos de control, así como facilitar su diseño.

Los convertidores de potencia esta presentes de manera evidente en nuestro entorno, prácticamente cualquier aparato electrónico dispone de uno, desde un cargador de un teléfono móvil hasta la estaciones de conversión de corriente de alta tensión, y es esta gran diversidad de usos lo que nos ha llamado la atención y nos ha hecho decantarnos por realizar un estudio más profundo, para conseguir una mayor comprensión de estos tan utilizados "aparatos".

A lo largo de diferentes asignaturas hemos trabajado este tema, desde su constitución, características y funcionamiento, hasta aplicaciones concretas como pueden ser los aerogeneradores para transformar la energía eólica.

Esto nos ha llevado a plantearnos su gran utilidad y como las mejoras y avances en este campo nos pueden llevar a un mejor tratamiento de la energía eléctrica, más eficiente, eficaz e incluso a menor coste.

En este proyecto intentamos además de realizar un pequeño análisis de la situación actual, hacer un repaso teórico y simular de manera práctica algún convertidor, para entender mejor su funcionamiento y sus opciones de control a través de simuladores.

También procuramos nombrar alguno de los avances tecnológicos en curso o de las líneas que están tomando las investigaciones actuales, sin ahondar mucho en ello, debido a la amplitud del tema.

## 1.2. Línea general de trabajo

Primero realizaremos un estudio de la situación actual y de cómo han evolucionado los convertidores de potencia desde mediados del s. XX hasta la fecha actual.

Analizaremos los distintos tipos de convertidores que hay, y más concretamente los convertidores conmutados con aislamiento.

Elegiremos un convertidor flyback y un convertidor forward, lo analizaremos en lazo abierto y después en lazo cerrado, explicando su regulación, diferenciando entre regulación en modo tensión y regulación en modo corriente, lo que será la parte central del trabajo. Para realizar la simulación utilizaremos el programa PSIM, que nos permitirá visualizar las formas de onda de sus componentes en estado estacionario y estudiar su estabilidad gracias a diagramas de bode. Podremos comparar también la rapidez de sus respuestas en lazo de control así como la afectación a los diferentes circuitos de las variaciones de tensión en la entrada o de carga en la salida.

Y finalizaremos con las líneas de futuro en las que se centran las últimas investigaciones y recapitularemos sobre todo aquello que nos queda por hacer o sobre lo que nos gustaría seguir investigado.

## 2. ESTADO DEL ARTE

La electrónica de potencia es una materia que estudia los dispositivos y circuitos electrónicos que se usan para convertir o transformar la carga y controlarla. Su principal objetivo es el control de la transferencia de energía eléctrica con el mayor rendimiento posible.

Generalmente la primera fuente de energía es la corriente alterna (monofásica o trifásica a 50 o 60 Hz) que suministra la red de energía eléctrica.

Antes del desarrollo de la Electrónica de Potencia se utilizaban métodos electromecánicos para la conversión de energía, ahora gracias a ella conseguimos tener convertidores más baratos y de menor volumen.

Un circuito de Electrónica de Potencia lo componen los siguientes elementos:

- Un circuito de potencia, constituido por semiconductores de potencia. Se suelen emplear filtros a la entrada y a la salida para evitar tanto daños en la carga como interferencias electromagnéticas con otros sistemas de comunicación.

- Un circuito de control, que se encarga de procesar la información recibida del circuito de potencia y generar las señales de excitación que activan y desactivan los semiconductores del circuito de potencia. Si los semiconductores del circuito de potencia son no controlados (diodos) el circuito de control no existe.

En la Electrónica de Potencia se trabajan las ramas de potencia, de control y de electrónica: potencia por el equipo que se emplea en la conversión de la energía y las cargas a las que esta alimenta, control por el estudio de las características estáticas y dinámicas de los sistemas en lazo cerrado, y electrónica por los dispositivos semiconductores de los circuitos de potencia y control y por la circuitería empleada en el circuito de control.

Debido a las grandes corrientes y tensiones que soportan los dispositivos semiconductores, uno de los principales objetivos es conseguir que tengan una pequeña pérdida de potencia y que así su eficiencia energética sea lo mayor posible, especialmente por dos motivos, uno el coste de esa energía que no se aprovecha y otro por el calor generado por ésta, que es difícil de eliminar.



Otros objetivos importantes son la reducción del tamaño, el peso y el coste de los circuitos de potencia.

Cuando los circuitos son lineales, es decir, que los semiconductores trabajan en su zona lineal, es muy difícil conseguir los objetivos anteriores. Al trabajar en la zona lineal o región activa las eficiencias energéticas son pequeñas.

Para aumentar la eficiencia y reducir el calor disipado por dichas pérdidas de energía, se emplean semiconductores que no trabajan en su zona lineal, si no que funcionan como interruptores. A estos se les llama convertidores conmutados. Tienen además la ventaja de que debido a que no tienen partes móviles, no es necesario llevar a cabo un mantenimiento en el circuito, ni generan ruidos o desgastes.

## **2.1. Evolución de la electrónica de potencia**

Antiguamente la conversión de energía se realizaba por métodos electromecánicos.

Los primeros indicios de la Electrónica de Potencia son del año 1900, con el empleo de interruptores de válvulas de mercurio.

En la década de los 50 nace la Electrónica Industrial, se fueron introduciendo nuevos materiales para la fabricación de interruptores como el ignitrón o el tiratrón, entre otros.

A partir de 1960 se introducen los semiconductores en la industria (automatización de procesos).

En 1948 se produjo la invención del transistor de silicio por los laboratorios de la Bell Telephone por Bardeen, Brattain y Schokley. La mayoría de las tecnologías electrónicas más avanzadas se deben a este descubrimiento. El siguiente gran avance también fue por parte de la compañía Bell Telephone en el año 1956 con la invención del tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR).

En 1958 se desarrolló el tiristor comercial por la compañía General Electric. Éste fue el comienzo de la nueva era de la Electrónica de Potencia. Desde la aparición del tiristor se han introducido muchos nuevos tipos de semiconductores y de convertidores de potencia.

En la década de los 70 se introduce los circuitos integrados (miniaturización). Esto supone un menor tamaño y peso, menor costo, menor consumo y más fiabilidad.

En 1975 nacen los microprocesadores.

En los últimos años, la Electrónica de Potencia ha sufrido un gran crecimiento debido a los revolucionarios avances de la microelectrónica que ha conducido al desarrollo de circuitos integrados analógicos y/o microcontroladores, el desarrollo de la industria de fabricación de semiconductores, que ha permitido aumentar de forma importante la capacidad de manejar grandes tensiones y corrientes, así como la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores que forman parte de los circuitos de potencia.

La Electrónica de Potencia y la Electrónica en general están en constante dinamismo y evolución, esto proporciona de forma continua nuevos avances, conocimientos y creaciones.

### **Aplicaciones de la electrónica de potencia**

Como hemos dicho antes la electrónica de potencia tiene multitud de aplicaciones, no sólo está presente en el ámbito industrial, sino que también lo está en el doméstico y con un marcado carácter interdisciplinar.

Debido especialmente a los grandes avances que se están consiguiendo en lo relativo al desarrollo de los semiconductores con menores tamaños, más capacidad y de precio más reducido, cada vez es mayor la cantidad y variedad de aplicaciones donde se emplea este tipo de electrónica.

Aquí vemos un pequeño esquema con algunas de sus aplicaciones en diferentes campos:

#### APLICACIONES DE USO DOMESTICO

- Refrigeración y congelación de alimentos.
- Calefacción y aire acondicionado.
- Cocinas, lavadoras, aspiradoras, pndas ...
- Iluminación.

- Electrónica de consumo (ordenadores, TV, vídeo...

#### APLICACIONES DE USO COMERCIAL

- Calefacción, ventilación, aire acondicionado...
- Iluminación.

- Equipos informáticos.
- Sistemas de alimentación ininterrumpidas (SAIs).
- Ascensores.

#### APLICACIONES DE USO INDUSTRIAL

- Procesos de control y automatización
- Bombas, compresores, ventiladores...
- Motores, máquinas herramientas, robots...
- Hornos (inducción...)
- Laser industrial.
- Soldadura.
- Iluminación

#### APLICACIONES INDUSTRIA DEL TRANSPORTE

- Control de tracción de vehículos eléctricos.
- Cargadores de baterías.
- Locomoción eléctrica (automóviles, metro, ferrocarril)
- Electrónica del automóvil

#### APLICACIONES ENERGÉTICAS

- Transporte de energía de CC en alta tensión.
- Compensación de energía reactiva.
- Energías alternativas.

#### APLICACIONES EN TELECOMUNICACIONES

- Cargadores de baterías.
- Sistema de alimentaciones ininterrumpidas (SAIs).

#### APLICACIONES AEROESPACIALES

- Sistemas de potencia en aviones.
- Sistemas de potencia en transbordadores.

## 2.2. Fuentes de alimentación conmutadas

En los diseños de electrónica de potencia, lo importante es la elección del tipo de dispositivo semiconductor, que dependerá de la aplicación que se le vaya a dar al circuito. Algunas propiedades de estos semiconductores son:

- Los tiempos de conmutación.
- La máxima tensión a bloquear y la máxima intensidad que circula por el dispositivo.
- La caída de tensión en conducción.
- La potencia requerida en el circuito de control.
- El coste del dispositivo.

También se debe tener en cuenta la frecuencia de funcionamiento y el número de conmutaciones para reducir las pérdidas de potencia de estos dispositivos.

El diseño del circuito debe tener en cuenta al mismo tiempo las necesidades requeridas como las posibilidades que nos aporte el semiconductor.

### 2.3. Tipos de convertidores

Los circuitos de electrónica de potencia se pueden clasificar en los siguientes grupos, teniendo en cuenta las formas que energía que convierten:

- **Convertidores de corriente alterna a corriente alterna (CA – CA)** permiten variar el valor eficaz de la señal entregada por una fuente de corriente alterna a la carga, o bien variando la frecuencia (ciclo-convertidor), o bien sin modificar esta (regulador de alterna).
- **Convertidor de corriente continua a corriente continua (CC – CC)** o también llamado chopper, a partir de una alimentación de corriente continua nos permite suministrar una señal continua a la carga.
- **Convertidor de corriente alterna a corriente continua (CA – CC)** o rectificador, pueden ser de tres tipos:
  - Rectificadores no controlados, están formados por diodos. No regulan la tensión de salida, que siempre tiene un valor positivo.
  - Rectificadores semicontrolados, formados por diodos y por tiristores. Regulan la tensión de salida en magnitud, pero no en polaridad. La tensión de salida siempre es mayor o igual a cero.
  - Rectificadores controlados, que emplean tiristores. Regulan la tensión de salida en magnitud y polaridad controlando el momento de disparo de los tiristores. La tensión de salida puede ser menor, igual o mayor que cero. Como estos convertidores nos permiten controlar el sentido de la potencia transferida a la carga, pueden funcionar como rectificadores o como inversores, y como el control se efectúa a través del ángulo de disparo de los tiristores, este tipo de convertidores también pueden ser llamados convertidores controlados por fase.

- **Convertidores de corriente continua a corriente alterna (CC – CA)** o inversores de frecuencia variable, que a partir de una alimentación de corriente continua proporcionan una alterna de frecuencia regulable.

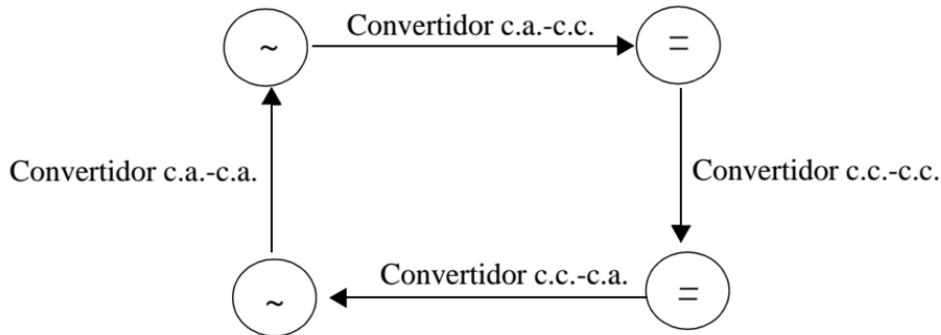


Figura 1

Una fuente conmutada es un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica mediante transistores en conmutación. Mientras que un regulador de tensión utiliza transistores polarizados en su región activa de amplificación, las fuentes conmutadas utilizan los mismos conmutándolos activamente a altas frecuencias (20-100 kilociclos típicamente) entre corte (abiertos) y saturación (cerrados).

En el funcionamiento de un circuito de potencia conmutado, se origina una secuencia periódica en la que unos semiconductores entran en conducción y otros salen de ella.

Para el análisis de los circuitos, los semiconductores son considerados interruptores ideales, es decir, cuando conducen se comportan como un cortocircuito, y cuando están bloqueados se comportan como un circuito abierto. Esta simplificación no resulta del todo imprecisa y ayuda a un mejor conocimiento y a una mejor comprensión del funcionamiento del circuito.

Cada vez que un semiconductor cambia de estado, el esquema del circuito equivalente se ve modificado, lo que da lugar a un fenómeno transitorio en el sistema. Por tanto, el régimen permanente de funcionamiento de un sistema está formado por una sucesión de regímenes transitorios. A estos intervalos de tiempo en los que no cambia el circuito equivalente se le denomina intervalos de funcionamiento.

Para el estudio de un circuito de potencia se requiere describir la evolución de las tensiones y de las intensidades de los elementos del circuito durante cada intervalo de funcionamiento.

La forma de onda cuadrada resultante de los semiconductores de potencia es aplicada a transformadores con núcleo de ferrita (los núcleos de hierro no son adecuados para estas altas frecuencias porque tienen muchas pérdidas debido a corrientes de Foucault y sobre todo por las grandes pérdidas por histéresis) para obtener uno o varios voltajes de salida de corriente alterna (CA) que luego son rectificadas (con diodos rápidos) y filtradas (inductores y condensadores) para obtener los voltajes de salida de corriente continua (CC).

Las ventajas del uso de este tipo de material incluyen la de menor tamaño y peso del núcleo, mayor eficiencia y por lo tanto menor calentamiento. Las desventajas comparándolas con fuentes lineales es que son más complejas y generan ruido eléctrico de alta frecuencia que debe ser cuidadosamente minimizado para no causar interferencias a equipos próximos a estas fuentes.

En la actualidad, se está produciendo un auge continuo en el uso y expansión de este sistema de dispositivos debido al gran uso de todos los aparatos electrónicos existentes y el gran avance de los sistemas encargados de la captación de energía solar y transformación de ésta en energía eléctrica y de los sistemas de energía solar fotovoltaica, que tienen la necesidad de acumulación, por medio de baterías para su transporte.

La corriente continua tiene una importancia cada vez mayor; principalmente debido a que la distribución, el almacenamiento y la generación de la energía eléctrica continua no se puede hacer con los mismos valores de tensión que se va a necesitar en la carga; por lo que los convertidores continua-continua aumentan mucho su importancia en este tipo de sistemas.

Las principales características que puede requerir una carga a la fuente que la alimenta pueden ser:

- Mayor estabilidad de tensión o menor nivel de rizado.
- Tensión de valor diferente a la suministrada por el sistema.
- Tensión variable y controlable entre ciertos márgenes.
- Cualquier combinación de las anteriores.

Al hacer trabajar a los semiconductores en estado de corte o saturación, provocamos que se comporten como interruptores. Por medio del control de

frecuencia de conmutación y del ciclo de servicio del conmutador es la única forma que tenemos de regular la tensión continua que obtenemos a la salida.

Definimos el ciclo de servicio de un conmutador como la relación existente entre el tiempo que está activo o en modo de conducción y el tiempo total del periodo de conmutación con el que actúa. El ciclo de servicio se representa con una D mayúscula y se expresa en tanto por uno.

Dentro de los convertidores de continua tenemos principalmente dos tipos:

1. Sin aislamiento
2. Con aislamiento galvánico

Y dentro de cada uno de estos tipos, hay más clasificaciones y diferenciaciones.

Principales diferencias entre ambos tipos o características de cada uno de ellos:

#### **Convertidores CC/CC sin aislamiento:**

1. Son convertidores que no tienen ningún tipo de aislamiento entre la entrada y la salida.
2. Las deformaciones de la tensión y corriente en la entrada se ven reflejadas en la salida.
3. Se utilizan generalmente para aplicaciones de accionamientos motrices.

#### **Convertidores CC/CC con aislamiento:**

1. Disponen de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.
2. Realmente no son un único tipo de convertidor, sino que están formados por la unión de dos etapas CC-CA y CA-CC.

La clasificación general de los convertidores CC-CC de modos conmutados podría ser:

- Sin aislamiento
  - Reductor o Buck
  - Elevador o Boost
  - Reductor-Elevador o Buck-Boost
  - Cuk
  - Sepic
  - Zeta
- Con aislamiento
  - Flyback
  - Forward
  - Push-Pull
  - Half-Bridge
  - Full-Bridge

En este texto solo estudiaremos de forma más detalladamente los convertidores con aislamiento galvánico, concretamente los convertidores flyback y forward.

La desventaja de los convertidores de CC-CC sin aislamiento es, precisamente su falta de aislamiento entre la salida y la entrada, esto provoca que las masas de las dos etapas sean las mismas y que cualquier variación de las tensiones o corrientes de entrada por causas ajenas a la carga, se vean reflejadas en ésta, pudiendo incluso destruirla. El aislamiento galvánico es la manera más sencilla de aislar estos dos circuitos.



## 2.4. Flyback

El convertidor Flyback es un tipo de convertidor DC-DC con aislamiento galvánico. Es especialmente utilizado en aplicaciones de alta tensión y que trabaja en la zona positiva de las características B-H del transformador.

La ausencia de un inductor en su etapa de salida hace que tenga una ventaja respecto al coste y al tamaño con el resto de convertidores.

El convertidor Flyback tiene la misma estructura que el Buck-Boost con un segundo bobinado en el inductor que proporciona aislamiento eléctrico.

El circuito se realiza por medio de un conmutador, el cual puede ser un MOSfet, un IGBT, un transistor bipolar BJT, un Tiristor o un GTO, cualquier semiconductor controlado, con capacidad de trabajar en corte o saturación y con capacidad de potencia, es decir, que resista la corriente o tensión que exija el convertidor.

Y como se trata de un convertidor con aislamiento, también incorpora un transformador de alta frecuencia para realizar este aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.

Incluye además un condensador a la salida, que sirve de filtro de la tensión, y un diodo para evitar que la energía almacenada en el condensador circule hacia el transformador descargándose.

En las siguientes figuras podemos ver el circuito equivalente de este convertidor cuando trabaja en corte y cuando trabaja en conducción.

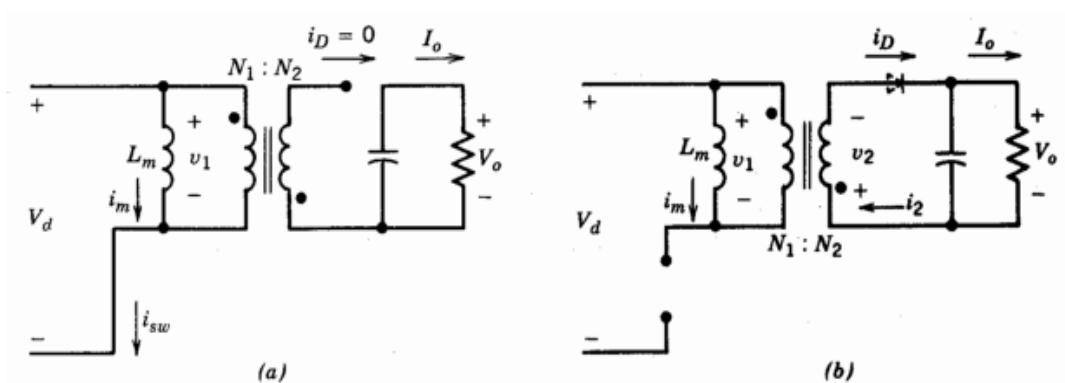


Figura 2

- Cuando el interruptor está activado (figura a), la bobina primaria está conectada directamente a la fuente de alimentación. Esto provoca un incremento del flujo magnético en el núcleo. La tensión en el secundario es negativa, por lo que el diodo está en inversa (bloqueado). No hay transferencia de energía directa, el condensador de salida es el único que proporciona energía a la carga. La energía del primario es almacenada en la inductancia magnetizante del transformador.
- Cuando el interruptor está abierto (figura b) la energía almacenada en el núcleo magnético dado que no puede pasar por el conmutador es conducida a través del diodo y transferida a la carga y al condensador de salida

### **Limitaciones**

La transferencia de energía al no realizarse a través de un transformador si no de bobinas acopladas, requiere un núcleo mayor que otros convertidores.

Comparado con otras topologías, el interruptor controlado debe soportar tensiones más elevadas.

### **Aplicaciones**

Fuentes de alimentación conmutadas de baja potencia como cargadores de baterías de teléfonos móviles, fuentes de alimentación de PC, etc.

Generación de grandes tensiones para tubos de rayos catódicos en televisiones y monitores.

Sistemas de ignición en motores de combustión interna.

## **2.5. Forward**

Partiendo de la estructura básica del convertidor Buck se pueden obtener diversas topologías mediante la inserción de aislamiento galvánico en diferentes posiciones. Una de las estructuras más comunes derivadas del Buck es el convertidor Forward, cuya topología se muestra a continuación:

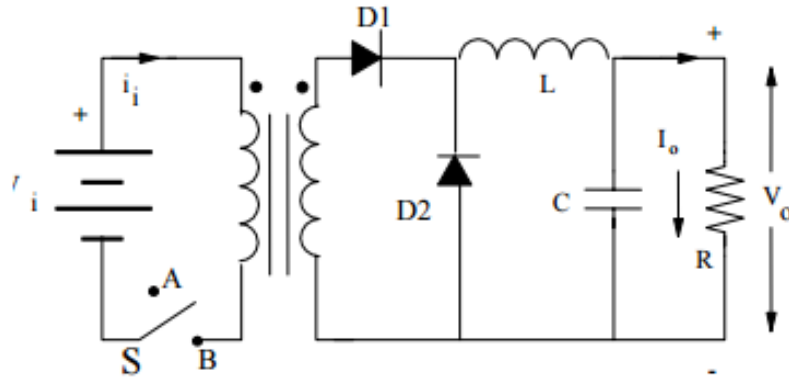


Figura 3

Es un convertidor también acoplado magnéticamente, que al igual que el Flyback, trabaja en la parte positiva de las características de la curva B-H del transformador.

El circuito está formado por un conmutador, que al igual que en el Flyback, puede ser de cualquier tipo, controlado, 3 diodos para regular la circulación de corriente en los circuitos, un filtro LC en la salida y un transformador; en cuyo caso el transformador de alta frecuencia está formado por tres devanados diferentes.

Veamos el principio de funcionamiento de este convertidor, para lo cual lo descomponemos en sus dos sub-circuitos lineales de funcionamiento.

ESTADO I: Conmutador S en la posición B. La tensión de alimentación  $V_i$  es aplicada al bobinado primario, induciendo una tensión de secundario que genera una corriente de carga ascendente en L. De esta forma la energía fluye desde la entrada hacia la salida de forma directa y coincidiendo con el periodo de conducción de S, almacenando a la vez energía en la bobina magnetizante.

La única utilidad del devanado 3 es la de desmagnetizar el núcleo antes del comienzo de cada periodo o, lo que es lo mismo, dar un camino para la descarga de la energía almacenada en la inductancia magnetizante, antes de que comience el siguiente ciclo de conmutación.

ESTADO II: Conmutador S en la posición A. a tensión en el secundario se invertirá bloqueado a D1. La corriente  $I_L$  continuara fluyendo en la dirección directa (hacia la carga) lo cual fuerza a conducción a D2 (diodo de libre circulación). La tensión  $V_L$  es ahora inversa de forma que  $I_L$  decrezca. En este estado la energía magnetizante almacenada en el transformador debe ser evacuada, para lo cual deberemos proveer al convertidor de algún mecanismo de reset.

Analizando el circuito equivalente de un transformador cabe destacar la incorporación de una inductancia de dispersión ( $L_d$ ) y una de magnetización ( $L_m$ ) en el circuito real. De esta forma durante la conducción del conmutador existirá una corriente de primario más la corriente debida a la inductancia magnetizante.

Como resumen podemos decir que se estudiará el convertidor Flyback por:

- Su forma típica de transmisión de la energía entre la entrada y la salida.
- Sus escasos componentes.
- Ser el único en que es relevante la inductancia magnetizante del transformador.
- Su grandísimo uso para aplicaciones de baja potencia.

Se estudiará el convertidor Forward por:

- Ser la "antítesis" del Flyback, en lo que a transferencia de energía se refiere, ya que en este caso se transfiere energía a través del transformador durante el tiempo de conducción.
- Sus escasos componentes.

### **2.6. Modos de control en lazo cerrado.**

Existen una gran variedad de tipos de control en lazo cerrado, cuya dificultad difiere pudiendo ser realmente elevada, esto consigue lazos de control de gran complejidad y con muy buenos resultados. Nosotros vamos a proceder a realizar una pequeña introducción de una parte de ellos, centrándonos en aquellos que son más utilizados en la industria y cuya complejidad podemos asumir de manera relativamente sencilla.

En la actualidad se están imponiendo los controles digitales, debido principalmente a las ventajas que tienen y a la versatilidad que ofrecen. Algunas de estas son su facilidad de programación, modificación de parámetros, tamaño, derivas mínimas debidas a la variación de la temperatura, tolerancias o aplicación a muy diversos sistemas sin modificación sustancial de sus componentes y coste.

El tipo de parámetro que utilizamos para realizar el control es lo que les clasifica, tensión o corriente, y ya a partir de ahí existen infinidad de tipos de control.

## Control en modo tensión

Es el más sencillo y el más antiguo de todos los controles, como el propio nombre indica, obtenemos la información del valor de la tensión de salida mediante una señal acondicionada adecuadamente para su ponderación en la etapa de control a través de un PWM, para así poder utilizar esta señal como control de la tensión que queremos obtener.

Como ya hemos dicho antes a pesar de ser un control sencillo tanto en implantación como en diseño, no recibe ningún tipo de información de la tensión de entrada lo que ralentiza el control, ya que cualquier cambio en la entrada debe atravesar toda la etapa de potencia hasta llegar a la salida para poder ser detectados, y además suele necesitar una ganancia de realimentación elevada debido al filtro de salida.

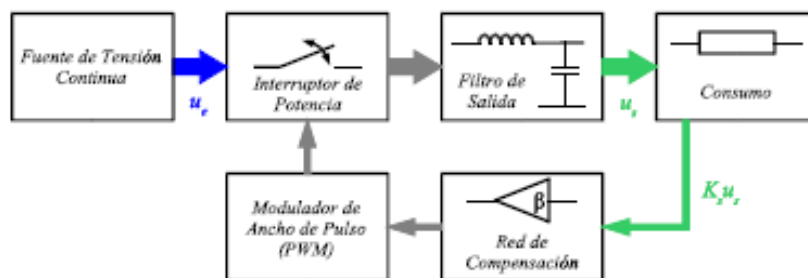


Figura 4

Vamos a hacer simulaciones con este tipo de control en los dos convertidores, flyback y forward.

Necesitamos lo primero de todo un sensor de voltaje para obtener un valor proporcional del valor de la tensión de salida. Ese valor que hemos obtenido es llevado a un amplificador de error donde es comparado con una referencia proporcionada por una fuente de tensión continua a la entrada de dicho amplificador.

La salida que hemos obtenido del amplificador la llevamos ahora a un comparador, a la entrada positiva, y a la entrada negativa situaremos una señal de diente de sierra de una frecuencia igual a la de trabajo del circuito.

La salida de la etapa (el modulador PWM), es enviada al conmutador, que será el que gobierne los momentos de apertura y cierre de éste.

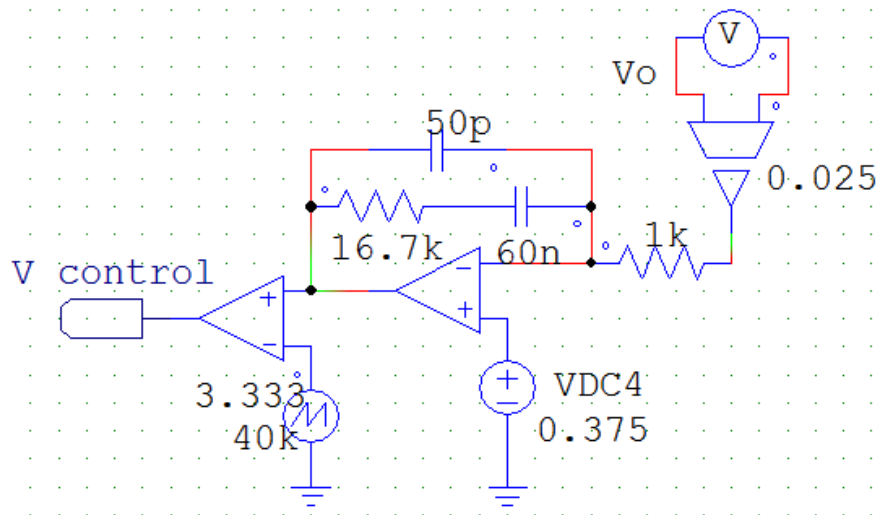


Figura 5

### Control en modo corriente de pico

En este modo de control se utiliza como señal por el contra el valor de la corriente, este caso en concreto se centra en la corriente de pico o corriente máxima. La corriente que pasa por una rama del circuito llega a un valor límite determinado cuando el conmutador está abierto, esto hará que se corte la tensión por el conmutador y que de nuevo se abra. No es control con PWM pero como realiza la comparación entre dos señales podríamos considerar que es análogo.

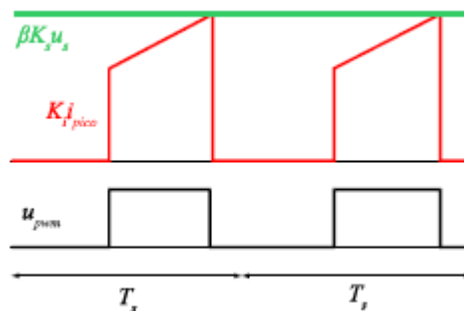


Figura 6

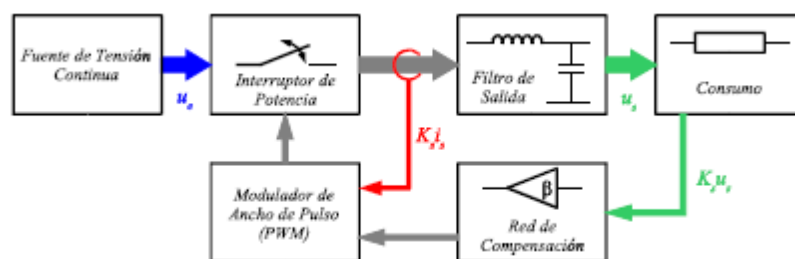


Figura 7

## Control en modo corriente media

En este caso el valor de la señal se obtiene a través de la tensión de salida y de la corriente media en algún punto del circuito, se comparan ambas señales junto con una onda triangular de frecuencia constante (PWM) generándose así la señal que dirige los ciclos del conmutador.

En nuestro caso hemos realizado lazos de control de corriente de pico también para ambos convertidores, debido a los buenos resultados que se obtienen y a su sencillez en la comprensión comparando con el control por corriente media.

Este tipo de control además como controla la corriente máxima que circula por el circuito actúa también como protector de los conmutadores. Vamos a explicar dos métodos diferentes para este tipo de control. El primero es el más básico y el segundo que es el que hemos seguido para realizar nuestras simulaciones.

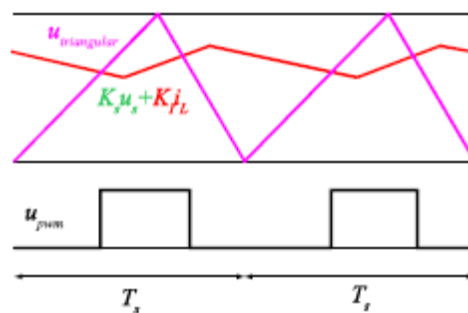


Figura 8

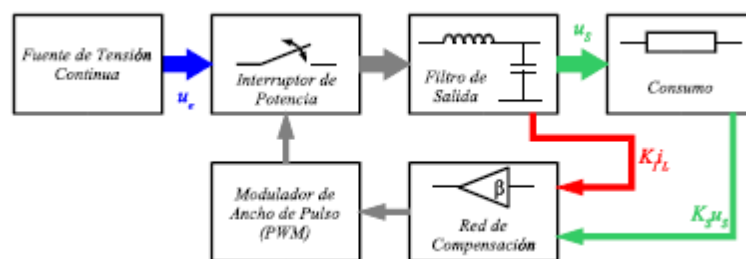


Figura 9

- *Control por corriente de pico básico:*

Este tipo de control se caracteriza porque obtenemos la información del valor de la corriente en cualquier punto del convertidor, de donde seamos capaces de saber su valor y su evolución a lo largo del ciclo de servicio. En el ejemplo recogemos información referente a la intensidad por el propio conmutador,

teniendo la opción de obtenerla mediante derivación (Shunt) o mediante sensores de corriente.

Esta información que hemos obtenido es acondicionada y llevada a la entrada del comparador, donde la otra entrada de este estará conectada a una fuente de tensión continua que será lo que llamemos el valor de referencia.

Cuando la intensidad por el conmutador alcance el valor que nosotros definiremos como límite (entrada negativa), la salida del comparador pasará a valer '1', lo que producirá un RESET en un flipflop RS.

En la entrada SET de éste flipflop, tendremos una fuente de tensión de onda cuadrada, que se encarga de activar el conmutador al principio de cada ciclo, y cuya frecuencia será la frecuencia deseada de funcionamiento del convertidor.

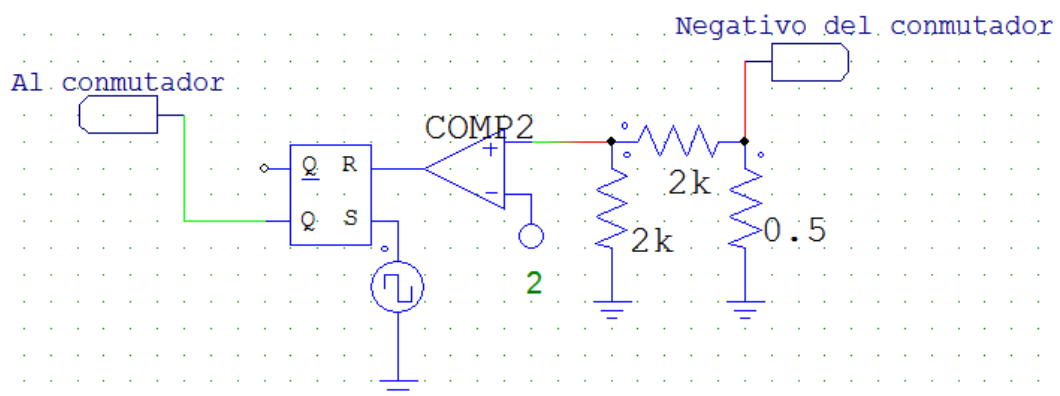


Figura 10

- *Control por corriente de pico, con información de la tensión de salida:*

La única diferencia en la etapa de obtención de información de la corriente es en la entrada negativa del comparador, en la cual conectábamos una fuente de tensión continua como referencia.

En este control, la referencia la fijamos basándonos en el valor de la tensión de salida del convertidor, consiguiendo así cerrar completamente el lazo de control.

La tensión la obtenemos, al igual que la corriente, mediante un sensor de voltaje con una ganancia dada, que proporciona un valor proporcional a la diferencia de



potencial de salida. Ésta señal se lleva a un amplificador operacional de error, en el cual se compara con una referencia, a su salida tendremos una tensión que, mediante un sumador, se acondiciona para trabajar como referencia de la intensidad por el conmutador.

De esta forma conseguimos una referencia que también es sensible a las variaciones en la salida, lo cual proporciona una regulación más efectiva, ya que la tensión de salida es inmune tanto a la tensión de entrada como a variaciones en la carga, lo que es una ventaja ante el anterior método.

Hemos utilizado este método en las dos topologías (Flyback y Forward).

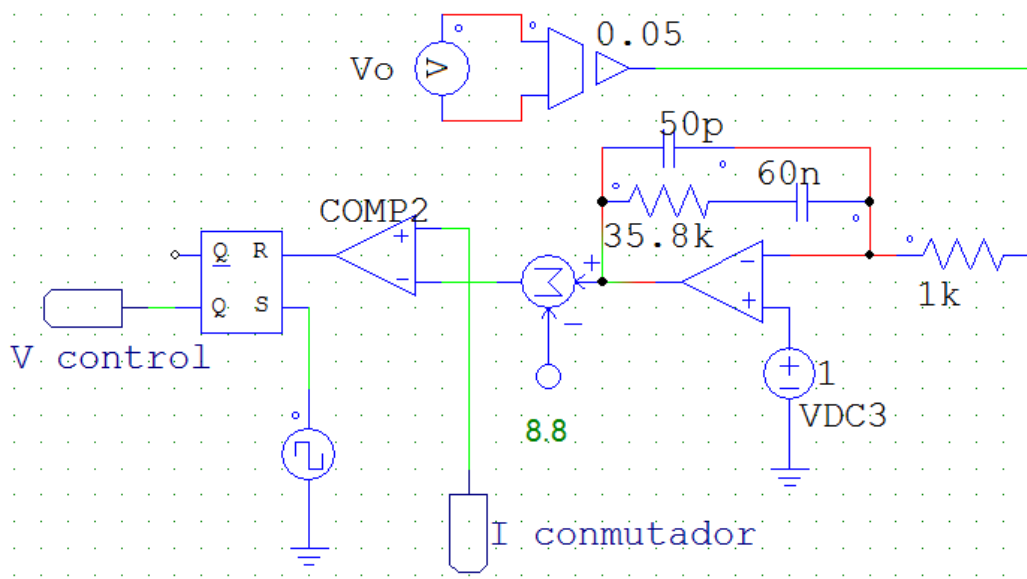


Figura 11

La intensidad del conmutador se obtiene mediante un sensor de corriente, que genera a su salida un valor de voltaje igual al de la corriente que pasa por la rama donde se ha posicionado el sensor.

La tensión de comparación que representa el pico de corriente máximo a alcanzar, en este caso está establecida por un amplificador de error cuyas entradas son la tensión de salida del conmutador y un valor de referencia acorde con la diferencia de potencial que se pretende obtener a su salida, y que será utilizada como valor de corriente máximo.

Hay muchos más tipos de controladores que no hemos desarrollado como son:

Adaptativo de corriente media, Control paralelizado, De tensión sincronizado, De tensión maestro-esclavo, De corriente promediada, De corriente máxima, Adaptativo de corriente media, Corriente de pico sincronizada...



### 3. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK

Ahora llegamos al núcleo central de este proyecto. Vamos a proceder a diseñar y simular una serie de circuitos para analizar y comparar sus estabildades, antes distintos cambios en la tensión de entrada y la carga de la salida.

En primer lugar simularemos los circuitos base (Flyback y Forward), ambos en modo de conducción continua y discontinua. Y a partir de estos 4 circuitos base, realizaremos una simulación de cada uno de ellos en control en lazo cerrado en modo corriente y en modo tensión.

Comenzamos por el convertidor conmutado Flyback.

#### 3.1. Convertidor Flyback. Lazo abierto.

El circuito Flyback que vamos a simular es el siguiente:

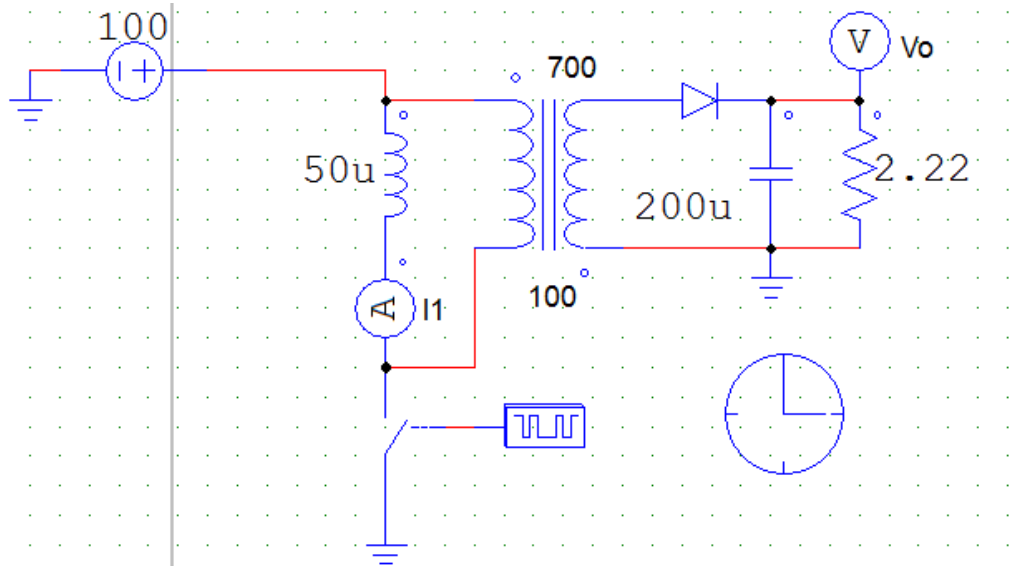


Figura 12

Con los parámetros de simulación dados, la señal del transitorio ( $V_o$ ) es:

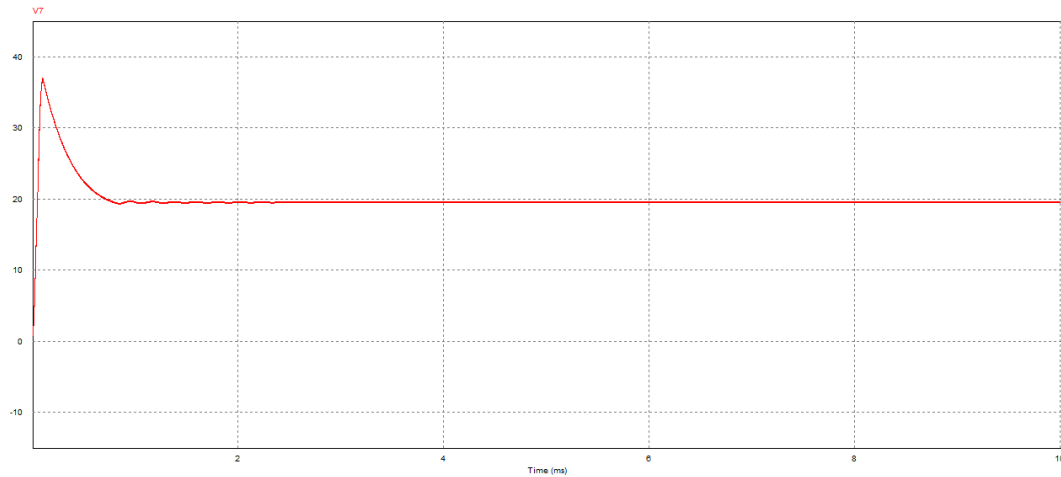


Figura 13

En la simulación podemos ver que la señal tarda en estabilizarse unos 940µs, su valor máximo es de 36.96V y su rizado utilizando las herramientas de SimView es:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 19.58 - 19.45 = 0.13V$$

Observando la forma de onda de la corriente por la inductancia (I1), vemos que su valor llega a 0A antes de que vuelva a aumentar al inicio del siguiente ciclo. Por lo tanto el convertidor estará trabajando en **modo de conducción discontinua**.

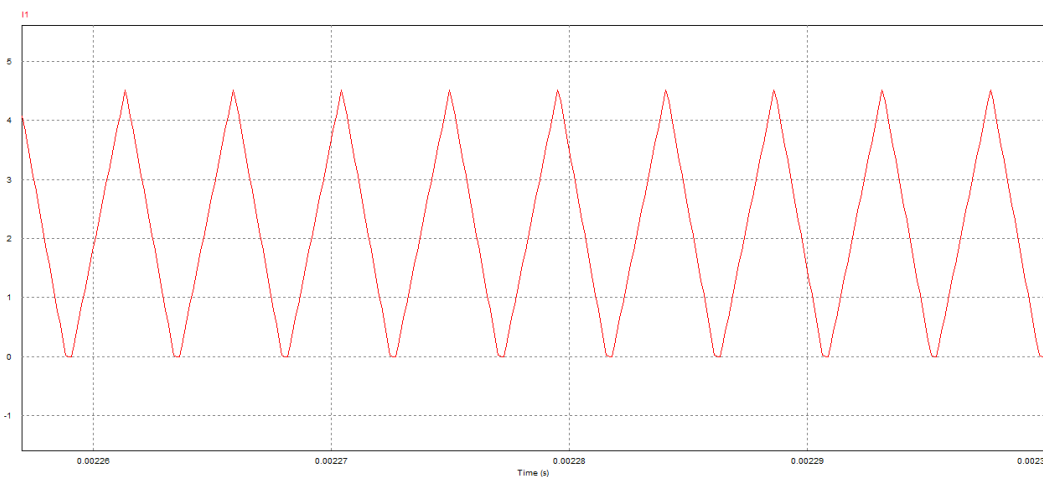


Figura 14

El valor límite de la inductancia es el siguiente:

$$(L_m)_{min} = \frac{(1 - D)^2 R}{2f} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

Añadimos en el circuito una señal Vstep con un escalón de 15V y simulamos de nuevo la señal de salida para ver como evoluciona el transitorio:

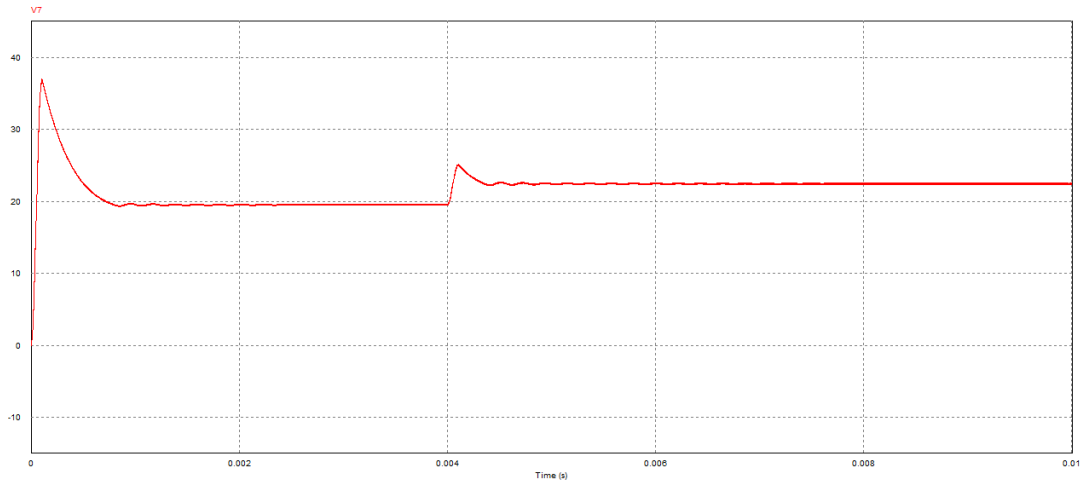


Figura 15

Observamos que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que  $V_{step}$  introduce la tensión, llegando a superar los 22V, con un tiempo de estabilización de unos 520  $\mu s$ .

El valor máximo de la señal estabilizada es de 22.52V, y el mínimo es de 22.37. Por tanto, el rizado es de 0.15V.

Ahora vamos a modificar este circuito para hacer que sea de modo de conducción continua. Como ya sabemos calcular el valor mínimo de la inductancia, podemos diseñarlo.

El circuito que hemos elegido es el siguiente:

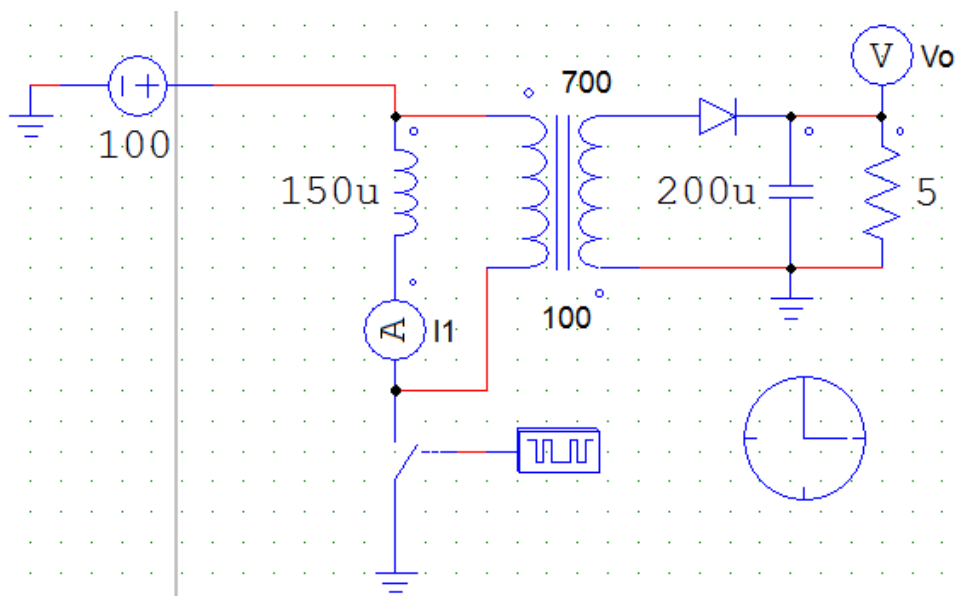


Figura 16

En este caso la señal del transitorio ( $V_o$ ) es la siguiente:

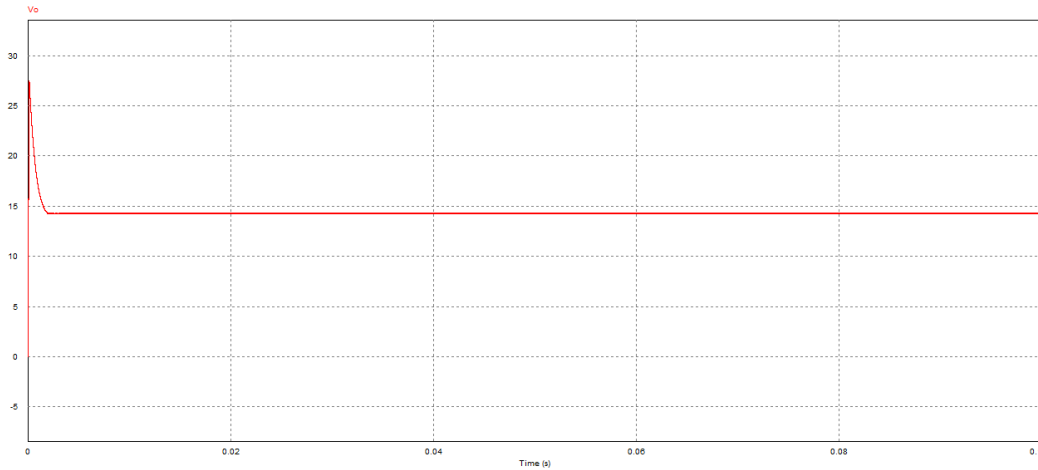


Figura 17

En la simulación podemos ver que la señal tarda en estabilizarse unos 1.88ms, su valor máximo es de 27.51V y su rizado utilizando las herramientas de SimView es:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 14.29 - 14.25 = 0.04V$$

Observando ahora la forma de onda de la corriente por la inductancia (I1), vemos que su valor ya no llega a 0A antes de que vuelva a aumentar al inicio del siguiente ciclo. Por lo tanto comprobamos que el convertidor está trabajando en **modo de conducción continua**.

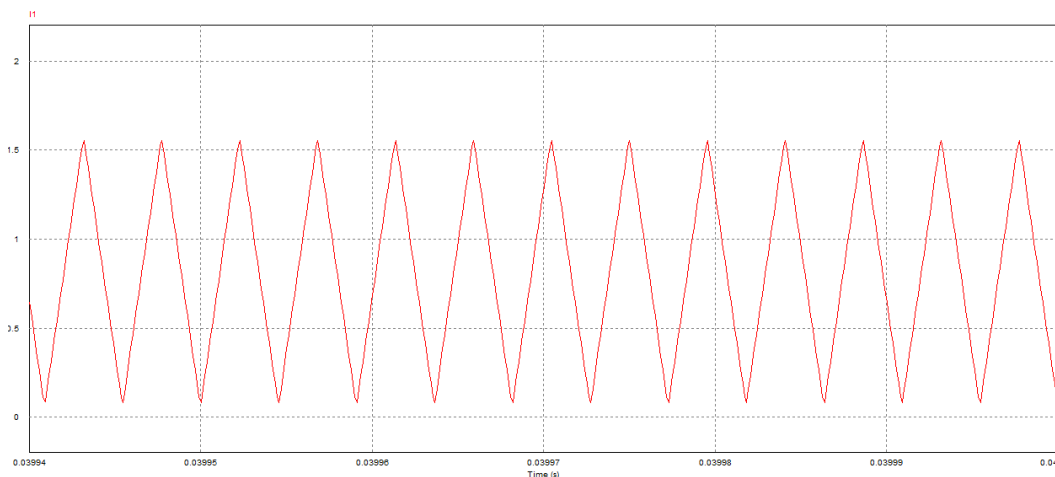


Figura 18

Añadimos también una señal Vstep de 15V a la entrada de este circuito a los 40ms. Simulamos la señal de salida:

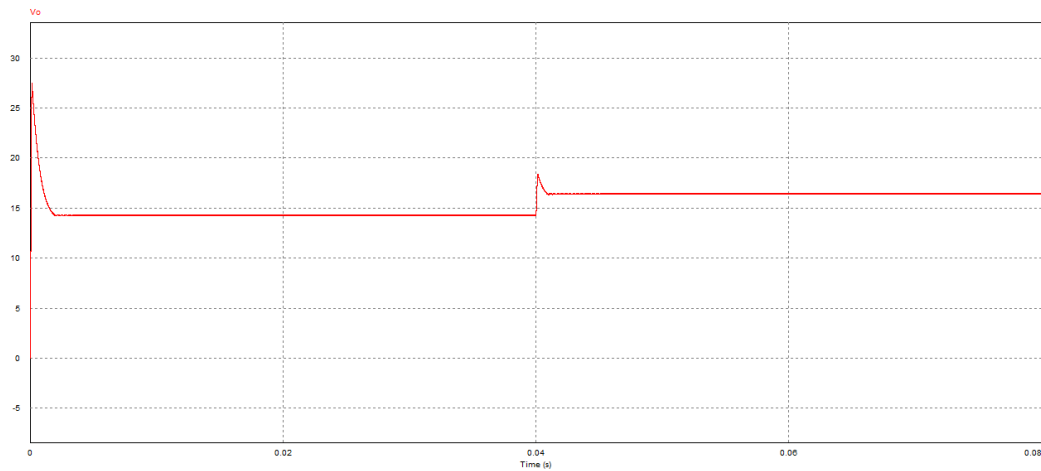


Figura 19

Observamos que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que  $V_{step}$  introduce la tensión, llegando a superar los 18V, con un tiempo de estabilización de unos 520  $\mu s$ .

### 3.2. CIRCUITO 1. Convertidor Flyback MCD. Lazo cerrado modo tensión.

A partir de los circuitos de base que hemos simulado anteriormente, vamos a comenzar a diseñar nuevos circuitos en lazo cerrado, y ver sus comportamientos.

Empezamos por un convertidor flyback, realimentado en modo tensión. El circuito que utilizaremos es el siguiente:



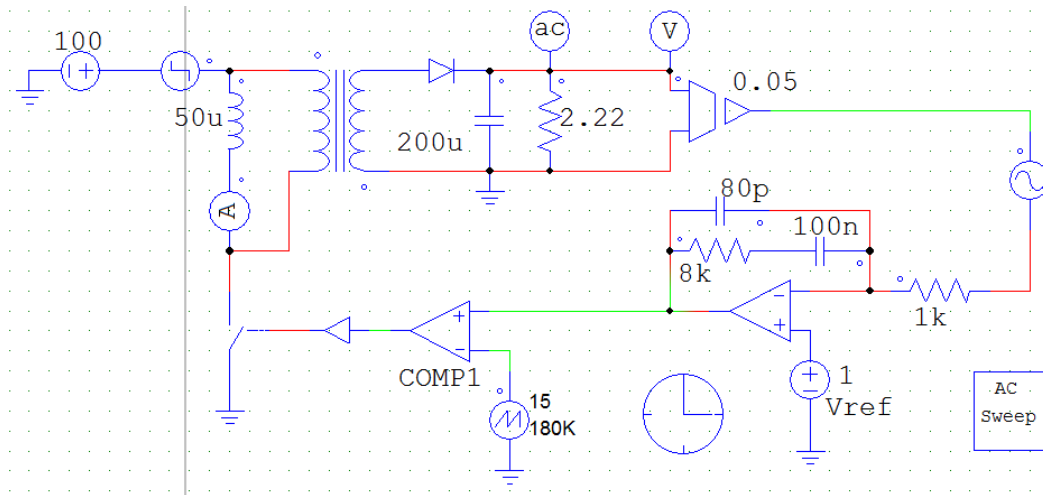


Figura 20

El control de retroalimentación es un proceso que consiste en hacer un sistema variable se ajuste a un valor deseado particular. Este proceso implica la medición de una variable del sistema, obteniendo una señal de error mediante la comparación de esta variable del sistema con el valor deseado y entonces influir en el valor de la variable del sistema utilizando la señal de error. Los sistemas de alimentación en modo conmutado requieren inevitablemente retroalimentación de control para regular la tensión de salida y / o corriente a un valor deseado.

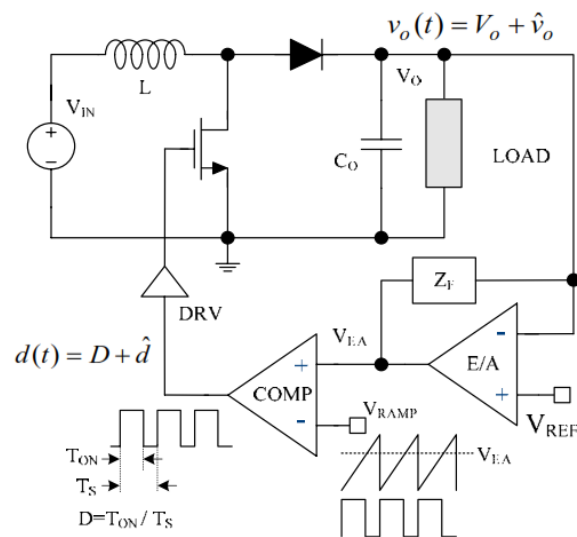


Figura 21

La figura muestra un circuito de realimentación simplificado para un convertidor boost. La tensión de salida debe mantenerse constante, independientemente de los cambios en la tensión de entrada o corriente de carga. Esto se logra mediante la construcción de un circuito de realimentación que varíe la entrada de control

del convertidor (Ciclo de trabajo del interruptor), de manera tal que la diferencia entre la tensión de salida y el valor de referencia deseado debe ser minimizada.

Una vez que el circuito de realimentación está cerrado, las funciones de transferencia entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida y entre la corriente de salida y el voltaje de salida son las siguientes:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{in}} = \frac{G_{vg}(s)}{1+T(s)} \quad \text{: when } \hat{i}_{load} = 0 \text{ and } \hat{v}_{ref} = 0$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{load}} = -\frac{Z_{out}(s)}{1+T(s)} \quad \text{: when } \hat{v}_{in} = 0 \text{ and } \hat{v}_{ref} = 0$$

Dado que los convertidores emplean inevitablemente un filtro de paso bajo en la etapa de salida, el bucle de ganancia  $T(s)$  por lo general sólo tiene un cruce con la línea frecuencia y el método de margen de fase es ampliamente utilizado para el diseño del circuito de retroalimentación.

Un diagrama de Bode es una representación gráfica de magnitud y fase de la Función de transferencia como una función de frecuencia, en el que la magnitud se representa en decibelios y la fase en grados, respectivamente, y en el que la frecuencia se muestra en una escala logarítmica. A una frecuencia dada, la magnitud del producto de dos funciones de transferencia es igual a la suma de la magnitud de decibelios de los términos individuales. Del mismo modo, la fase del producto de dos funciones de transferencia es igual a la suma de las fases de los

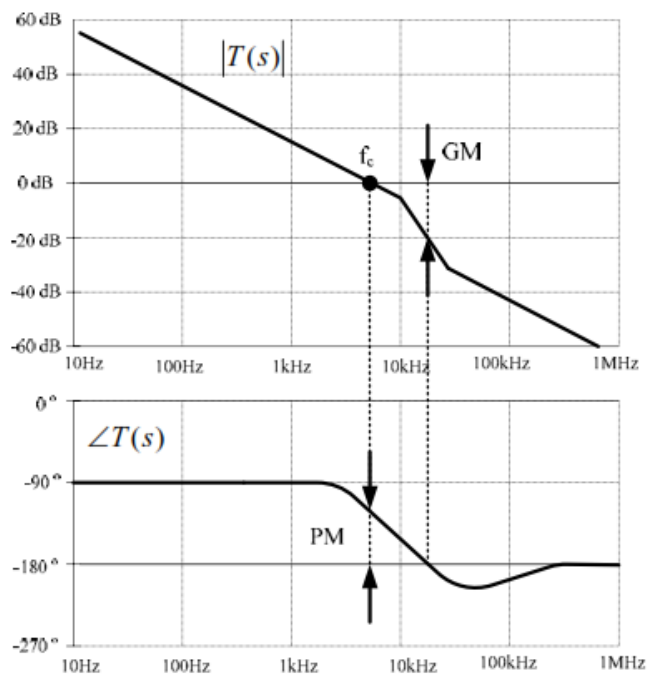


Figura 22

términos individuales. Esto hace que el diagrama de Bode sea una herramienta sencilla y potente para ilustrar y calcular los parámetros de ganancia del circuito.

Suponiendo que la magnitud de la ganancia del bucle  $T(s)$  cruza la unidad (o dB) sólo una vez, el sistema es estable si el retardo de fase en la frecuencia de cruce es inferior a 180 grados. En otras frecuencias, el desfase puede exceder 180

grados y el sistema puede ser estable. El margen de fase es la cantidad en que el retraso de fase en el cruce con la frecuencia es inferior a 180 grados. El margen de ganancia es el factor por el que la ganancia es menor que la unidad (o dB) a la frecuencia donde retardo de fase es de 180 grados, como se ilustra en la figura. Por lo general, un margen de fase de 45 grados proporciona una excelente respuesta con poco rebasamiento.

A pesar de que un sistema de realimentación pueda ser estable cuando el retardo de fase es mayor de 180 grados en frecuencias inferiores a la frecuencia de cruce; donde la ganancia es mayor que 0 dB, puede ser inestable cuando la ganancia del circuito disminuya. Este circuito sería estable "condicional" y no es una buena solución.

Las características de la etapa de potencia se determinan por la elección de la topología y el método de control. La tarea de la retroalimentación es dar forma a la ganancia del bucle de tal manera que tenga una frecuencia de cruce en el lugar deseado con suficientes márgenes de fase y de ganancia para una buena respuesta dinámica, regulación lineal de carga, y estabilidad.

Dependiendo del modo de operación y de control, cada convertidor tiene una función de transferencia diferente.

Para simplificar el análisis, se ignoran las resistencias en serie de la bobina y del condensador.

Los resultados de los convertidores básicos sin aislamiento pueden ser adaptados a la versión relación de vueltas del transformador.

Señalar que la salida del amplificador de error ( $V_{EA}$ ) se utiliza como una entrada de control en lugar del ciclo de trabajo (D). Esto es importante especialmente cuando se habla del control en modo corriente, donde el ciclo de trabajo no está directamente controlado. En lugar de ello, el pico de la corriente del inductor es controlado por la salida del amplificador de error.

Para el control en el modo de tensión, la función de transferencia entre el ciclo de servicio y la señal de error del amplificador se da como:

$$\frac{\hat{d}}{\hat{v}_{EA}} = \frac{1}{V_P}$$

Donde  $V_p$  es el valor de pico a pico de la tensión de diente de sierra.

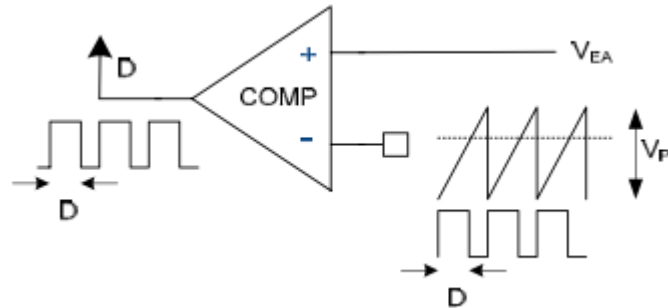


Figura 23

La figura muestra conceptualmente cómo se implementa el control de modo de tensión. La entrada de control es la salida del amplificador de error, que se compara con formas de onda de diente de sierras fijas para generar el ciclo de trabajo. Las funciones de transferencia de control de la salida de tensión en modo convertidores básicos controlados se resumen en la tabla.

En el caso del convertidos flyback, de nuestro ejemplo, la función de transferencia se corresponde con la función de transferencia del convertidor buck-boost. Y está trabajando en modo de conducción discontinua como hemos visto al principio del apartado.

TOPOLO GÍA	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CONTROL DE SALIDA
MODO DE CONDUCCION CONTINUA (MCC)	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_O}{V_P \cdot D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}$ $\omega_o = 1/\sqrt{LC_o} \quad , \quad Q = R_L\sqrt{C_o/L}$
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_O}{V_P \cdot (1-D)} \cdot \frac{(1-s/\omega_{RHZ})}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}$ $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2 R_L}{L}$ $\omega_o = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC_o}} \quad , \quad Q = (1-D)R_L\sqrt{\frac{C_o}{L}}$

Buck-boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_O}{V_P \cdot D(1-D)} \cdot \frac{(1-s/\omega_{RHZ})}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + (\frac{s}{\omega_o})^2}$ $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R_L}{L}$ $\omega_o = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC_o}}, \quad Q = (1-D)R_L \sqrt{\frac{C_o}{L}}$
MODO CONDUCCION DISCONTINUA (MCD)	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{2V_O}{V_P \cdot D} \cdot \frac{1-M}{2-M} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{2-M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_O}, \quad M = \frac{V_O}{V_{IN}}$
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{2V_O}{V_P \cdot D} \cdot \frac{M-1}{2M-1} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{2M-1}{M-1} \cdot \frac{1}{R_L C_O}, \quad M = \frac{V_O}{V_{IN}}$
Buck-boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_O}{V_P \cdot D} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{2}{R_L C_O}, \quad M = \frac{V_O}{V_{IN}}$

La tarea de la red de compensación de realimentación es dar forma a la ganancia del bucle de modo que tenga una frecuencia de cruce en un lugar deseado con suficientes márgenes de fase y de ganancia para una buena dinámica de respuesta, la línea y regulación de la carga, y la estabilidad.

Las ganancias de baja frecuencia (ganancias DC) de las funciones de transferencia de control a la salida no son infinitos. Por lo tanto, un integrador está inevitablemente necesario para la red de compensación para hacer que la ganancia de bucle infinito en frecuencia cero (DC).

Sin embargo, el integrador produce una caída de fase de 90 grados; ceros deben ser empleados en la compensación para compensar la caída de fase.

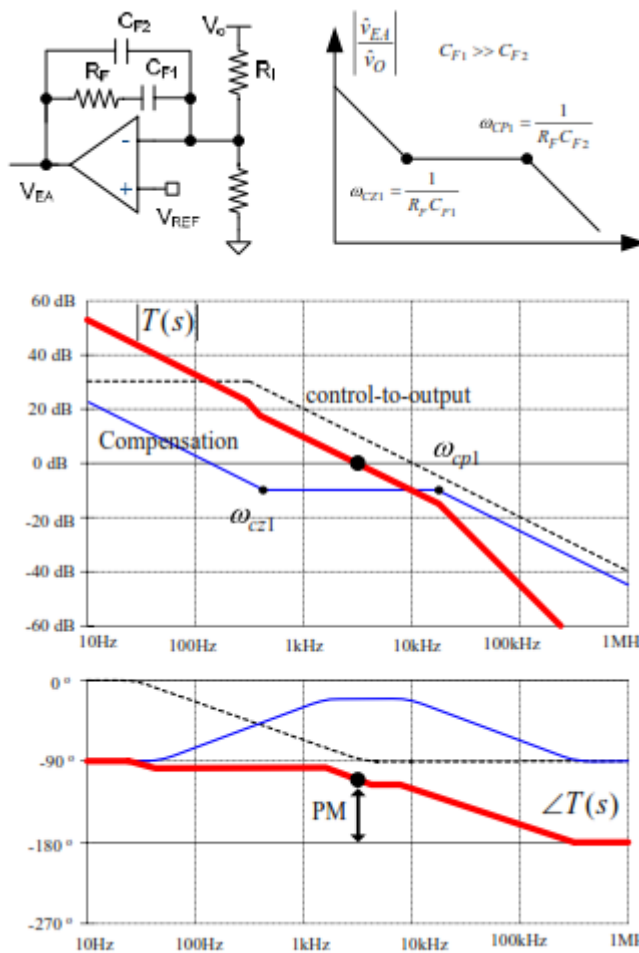


Figura 24

En este circuito en concreto utilizamos un compensador tipo II que contiene un integrador, un cero y un polo. La función de transferencia es la siguiente:

$$H_C(s) = \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{(1+s/\omega_{CZ1})}{(1+s/\omega_{CP1})}$$

Donde  $\omega_i$  es el integrador de ganancia,  $\omega_{CZ1}$  el compensador del cero y  $\omega_{CP1}$  el compensador del polo.

Se introduce el cero para compensar la caída de fase causada por el integrador, mientras que el polo se utiliza para atenuar el rizado de conmutación. La compensación tipo II se utiliza normalmente para

un sistema con una función de transferencia de un solo polo de control a la salida. Se puede proporcionar un máximo de margen de fase  $90^\circ$  con una frecuencia de cruce más alto que el polo de la etapa de potencia.

Este compensador tipo II tiene su polo en el origen con una frecuencia de corte:

$$\omega_{cpo} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_a \cdot (C_1 + C_2)}$$

Aparece un cero a la frecuencia:

$$\omega_{cz1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

Y posteriormente introduce el nuevo polo a la frecuencia:

$$w_{cp1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}$$

Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:

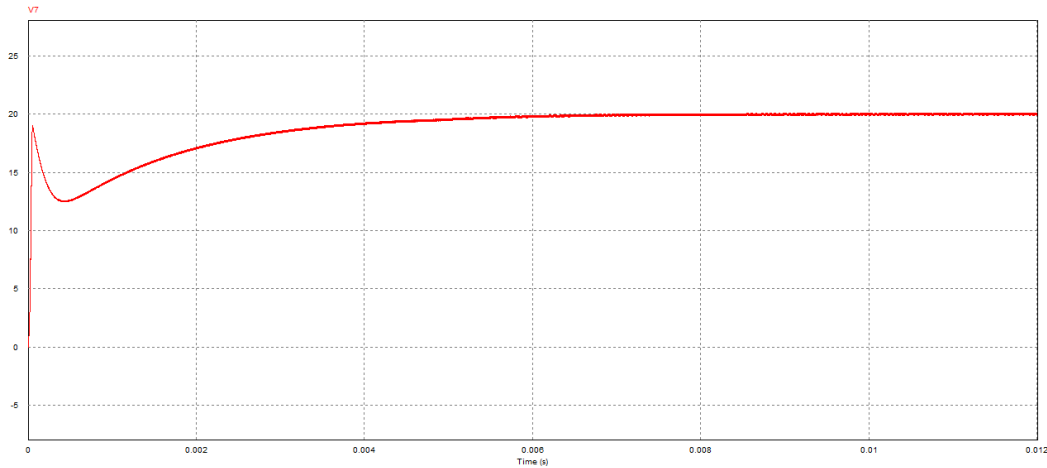


Figura 25

En la simulación se puede observar que el tiempo que tarde en estabilizarse es de unos 7ms, con un valor máximo de 20.08V, y un rizado de:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 20.08 - 19.88 = 0.2V$$

Simulamos también el diagrama de bode del circuito:

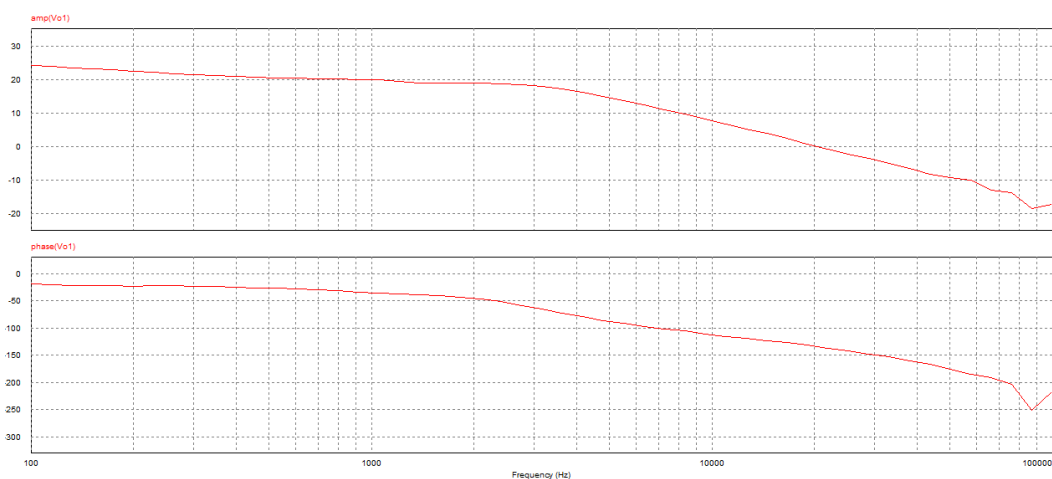


Figura 26

Comprobamos la estabilidad del sistema fijándonos en el margen de fase, y vemos que cuando la ganancia cruza por cero, efectivamente la fase es mayor de  $-180^\circ$ . El margen de fase es de unos  $45^\circ$ .

Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior de un valor de 10V, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

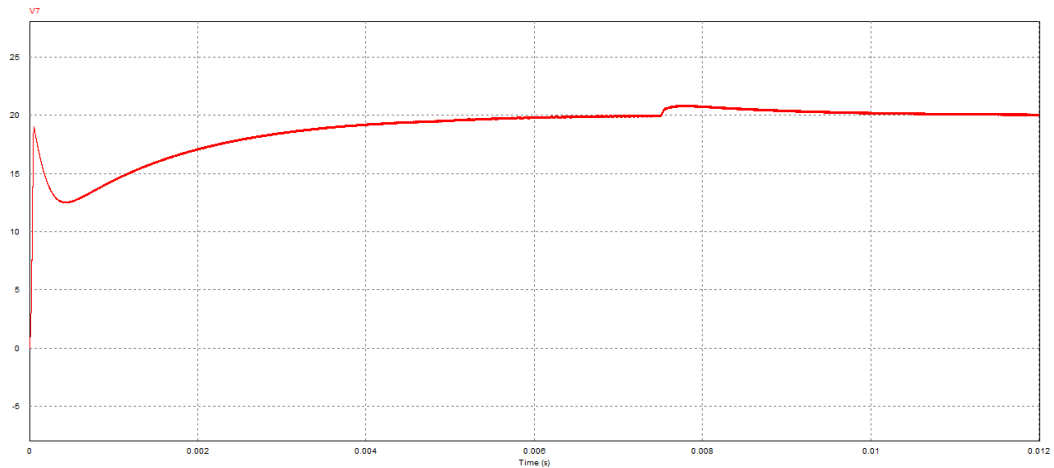


Figura 27

Donde observamos que ahora la salida aumenta muy ligeramente, ya que pasa de 19.9V a unos 20V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de Vstep, observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (Es decir, aumentamos la Ventrada de 100 a 200) la tensión de salida aumenta alrededor de 0.3V.

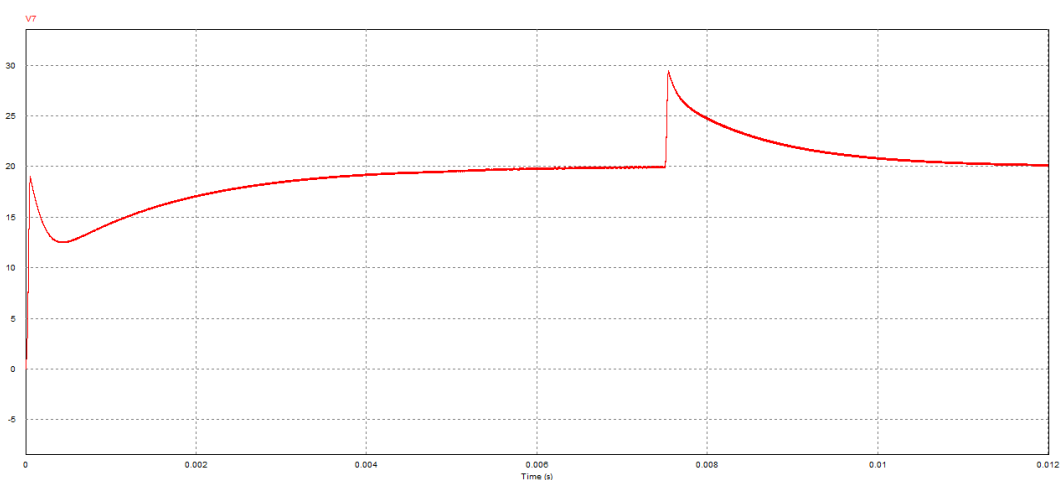


Figura 28



Al aumentar el valor de la carga de  $2.22\ \Omega$  a  $5\ \Omega$ , observamos que el tiempo de estabilización se reduce a unos  $4.5\text{ms}$ .

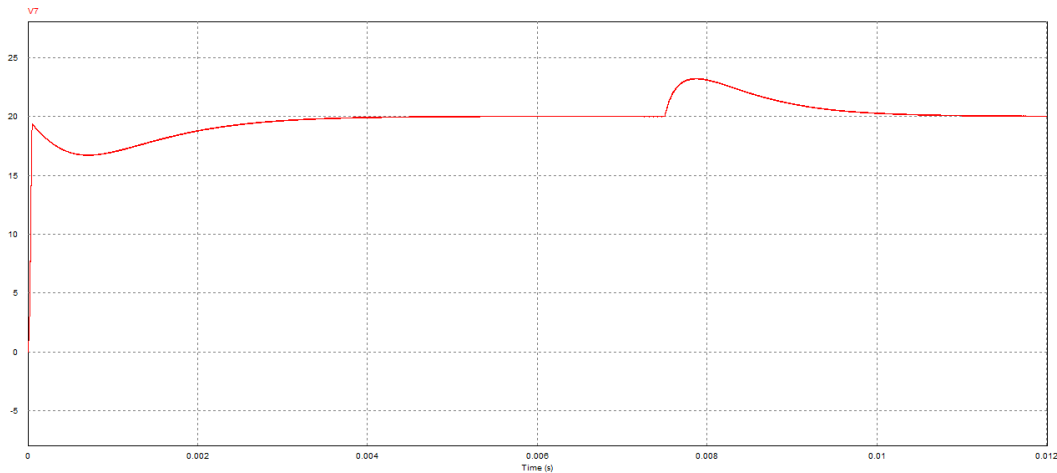


Figura 29

Al reducir la tensión de referencia a la mitad (de  $2\text{V}$  a  $1\text{V}$ ), observamos que la tensión de salida disminuye a aproximadamente la mitad (a unos  $10.5\text{V}$ ).

La diferencia más importante es que, ante un pico de tensión de  $10\text{V}$ , el primer montaje respondía con un aumento de  $2\text{V}$  en la salida, mientras que en el segundo montaje habría que introducir un pico de  $200\text{V}$  para que se produzca el mismo aumento en la salida. El segundo montaje es mucho más estable ante variaciones en la tensión de entrada. Pero a ninguno le afecta las variaciones antes el valor de la carga.

Con la referencia podemos controlar el valor de la tensión de salida de forma más o menos lineal, sin variar ningún parámetro del circuito, dentro de un margen dado que si se aumenta demasiado corremos el riesgo de que el convertidor deje de responder correctamente.

Este montaje puede ser útil para aplicaciones donde la corriente de entrada no sufra grandes alteraciones ante variaciones de la entrada, aunque la carga no sea constante, si se pretende que la tensión de salida del circuito se mantenga en un valor específico.

Por último y respecto a este circuito, vamos a comparar las características de nuestro diseño teórico del circuito de control con una herramienta que ofrece el propio programa de simulación "SmartCtrl".

SmartCtrl es un software de diseño de controladores de uso general para aplicaciones de electrónica de potencia.

Este programa nos permite diseñar un controlador para múltiples variables de circuitos. Nosotros solo tenemos que introducir las condiciones que deseemos y él nos calcula el valor de cada componente de la etapa de control.

SmartCtrl lleva sus ideas al mercado rápidamente por sus capacidades de diseño de electrónica de potencia. Se integra perfectamente con PSIM, lo que le permite ampliar las posibilidades de diseño.

Con una interfaz fácil de usar, un flujo de trabajo simple, una pantalla que facilita la comprensión de la estabilidad del lazo de control.

SmartCtrl permite diseñar un convertidor con tres modos de control diferentes: control del modo de voltaje, control del modo de corriente media cuando se detecta la corriente del inductor (detección de corriente L); y el control del modo de corriente promedio cuando se detecta la corriente del diodo (detección de la corriente del diodo).

Seleccionamos el tipo de circuito que queremos simular y el modo de control, en nuestro caso, control en modo tensión.

Introducimos los datos de nuestro circuito y seleccionamos el tipo de controlador, nosotros hemos seleccionado controlador de tensión tipo 2.

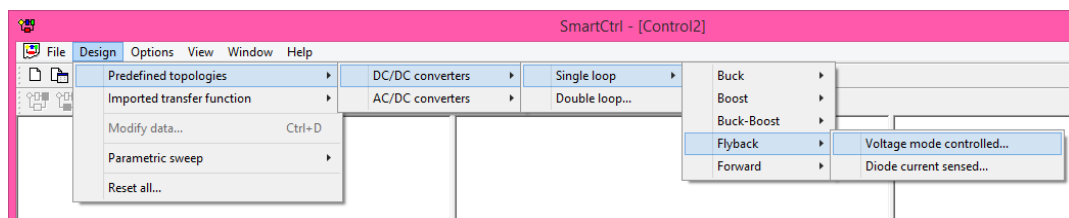


Figura 30

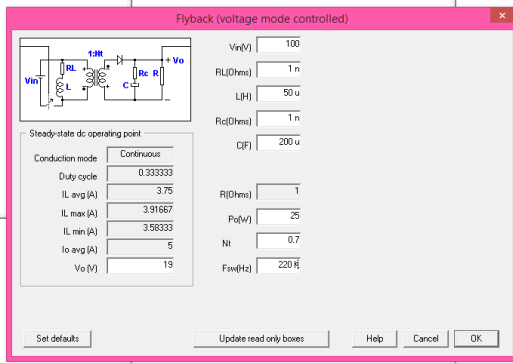


Figura 32

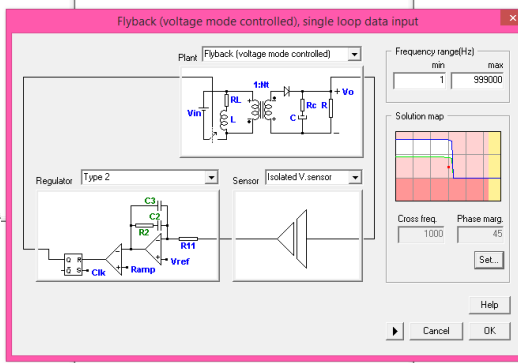


Figura 31

A partir de una frecuencia de corte y un margen de fase dados, el programa obtiene los diagramas de bode y de Nyquist tanto del circuito original (línea verde) como del circuito con el circuito de control generado por el programa (línea roja).

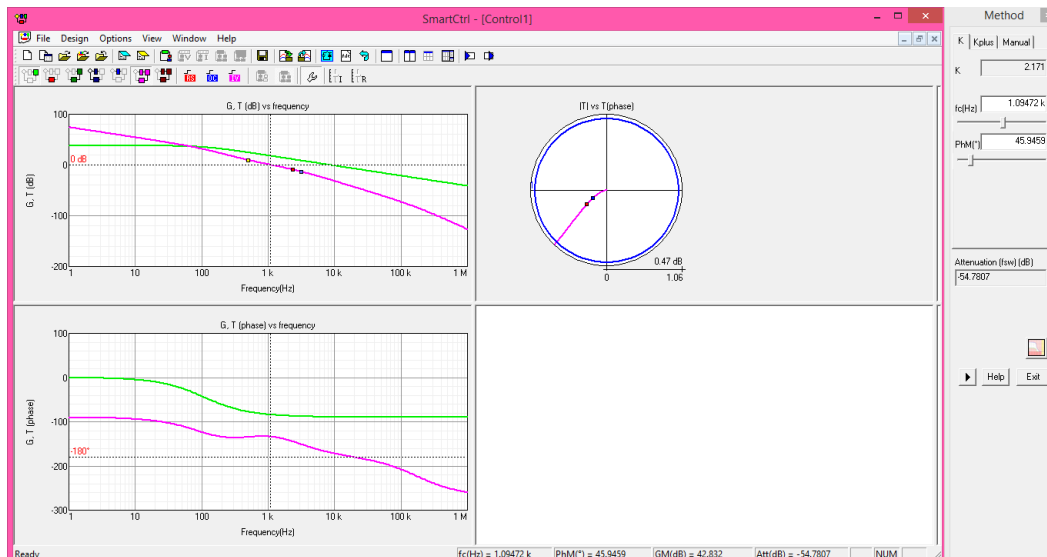


Figura 33

A partir de aquí se puede obtener en PSIM tanto el diseño del circuito de control como un archivo .txt con la información de los diferentes componentes de este circuito.

Si nos fijamos observamos que el valor de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  y  $C_3$  es bastante próximo al valor teórico que habíamos utilizado nosotros para la simulación previa.

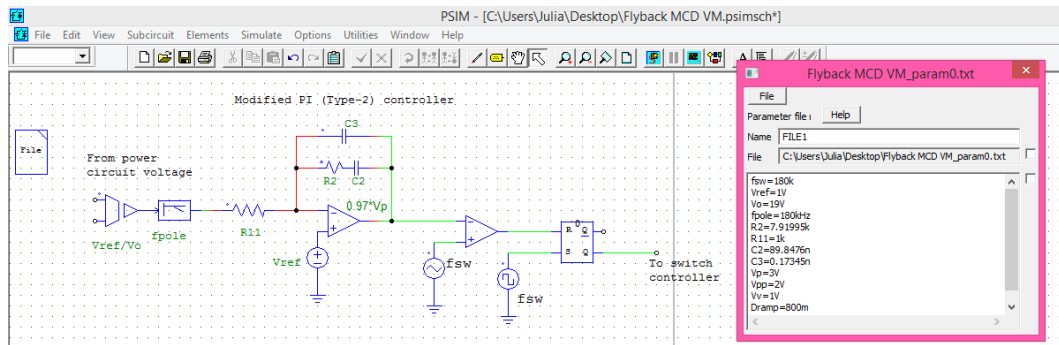


Figura 34

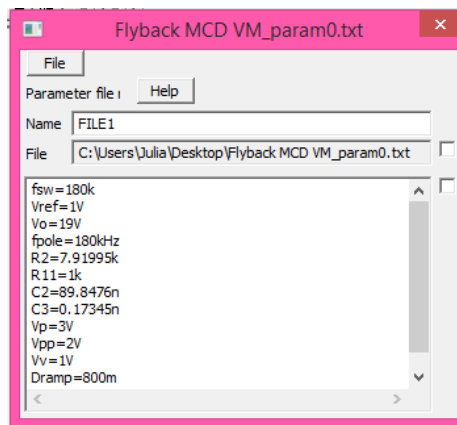


Figura 35

Basándonos en lo obtenido con el programa “SmartCtrl” y la comparación con lo obtenido teóricamente podemos afirmar que no hay diferencia. Para los circuitos siguientes utilizares esta herramienta, aunque nos centraremos ya directamente en los diagramas de bode obtenidos una vez que ya hemos completado el circuito.

### 3.3. CIRCUITO 2. Convertidor Flyback MCC. Lazo cerrado modo tensión.

El siguiente circuito que vamos a simular es un convertidor flyback, realimentado en modo tensión también, como en el caso anterior, solo que ahora de base utilizaremos el convertidor flyback de modo conducción continua que vimos en el inicio.

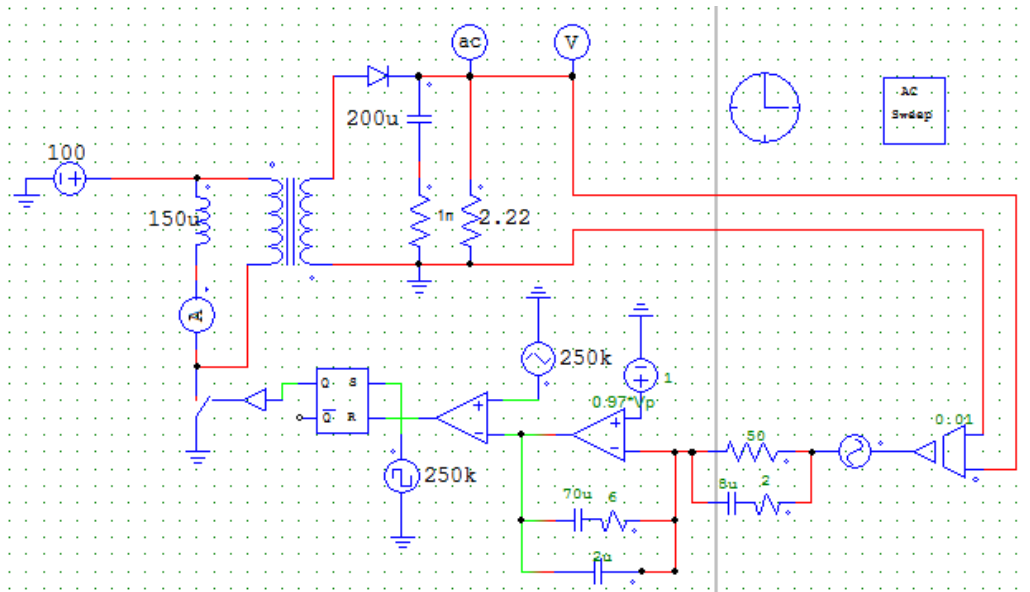


Figura 36

Simulamos el diagrama de bode del circuito:

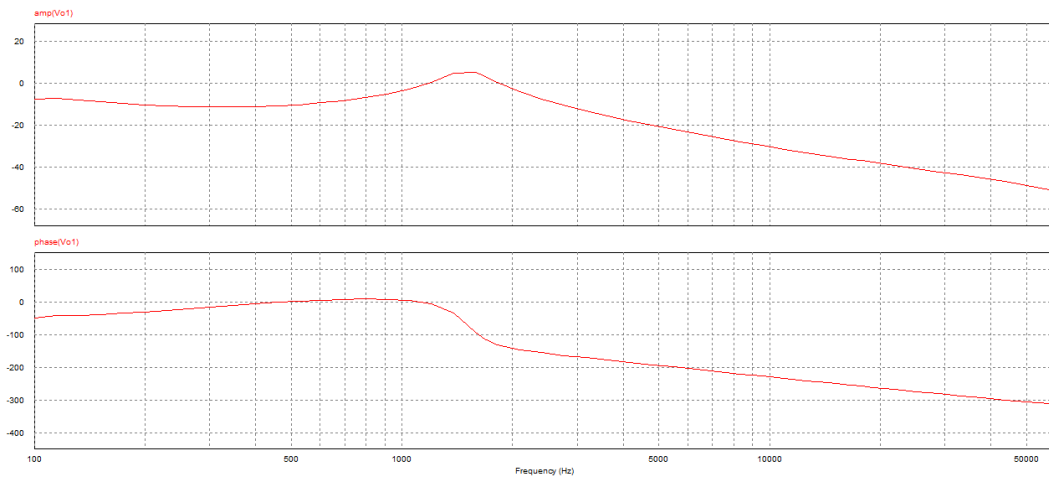


Figura 37

Comprobamos la estabilidad del sistema fijándonos en el margen de fase, y vemos que cuando la ganancia cruza por cero (en la fase de bajada), efectivamente la fase es mayor de  $-180^\circ$ . El margen de fase es de unos  $50^\circ$ .

En este caso utilizamos el compensador tipo III, contiene un integrador, dos polos y dos ceros. La función de transferencia es:

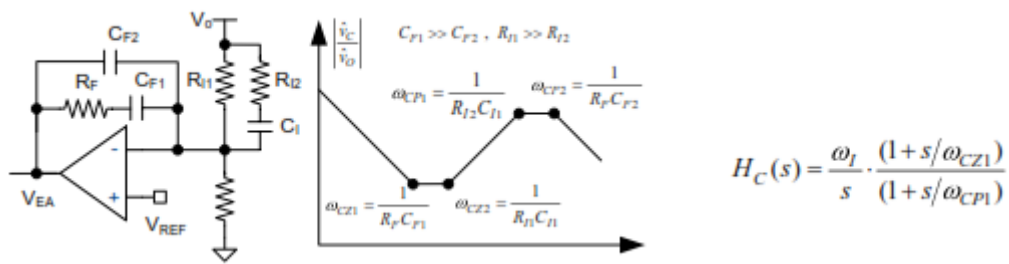


Figura 38

Tipo III se utiliza normalmente para un control de doble polo a función de transferencia de salida, donde la compensación de tipo III puede proporcionar un máximo de margen de fase  $90^\circ$  con una frecuencia de cruce más alta que la de dos polos

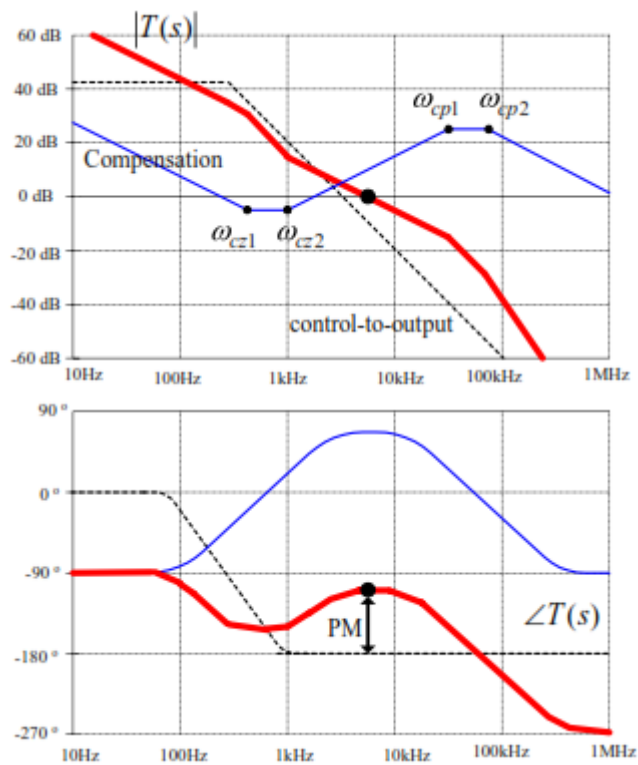


Figura 39

Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior de un valor de 15V, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

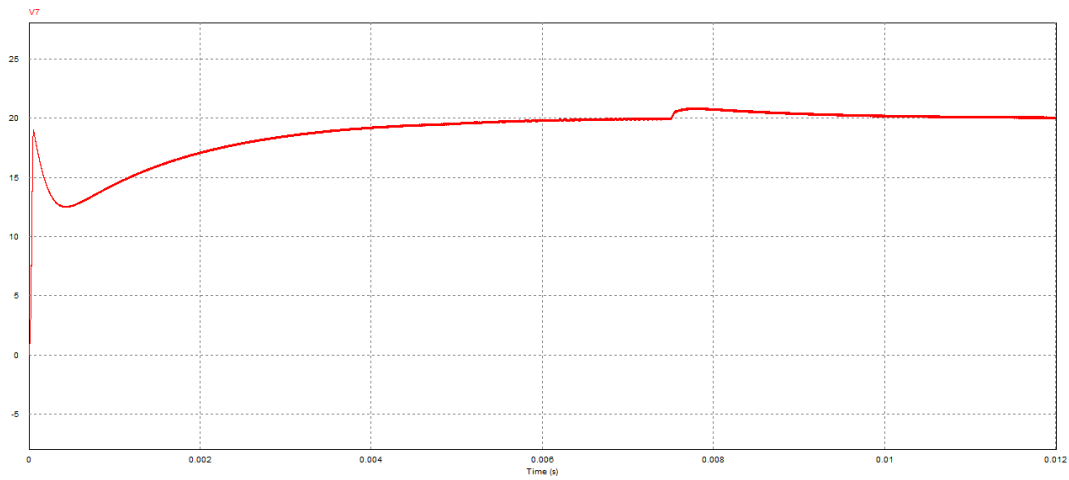


Figura 40

Donde observamos que ahora la salida aumenta muy ligeramente, ya que pasa de 19.9V a unos 20V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de  $V_{step}$ , observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (Es decir, aumentamos la Ventrada de 100 a 200) la tensión de salida aumenta alrededor de 0.3V.

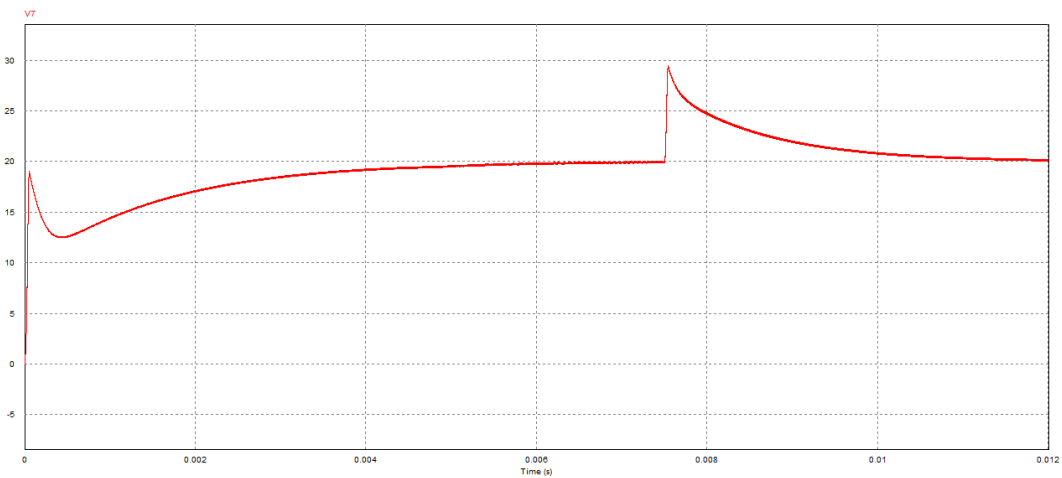


Figura 41

Al aumentar el valor de la carga de  $2.22\ \Omega$  a  $5\ \Omega$ , observamos que el tiempo de estabilización se reduce a unos 4.5ms.

### 3.4. CIRCUITO 3. Convertidor Flyback MCD. Lazo cerrado modo corriente.

El nuevo montaje es el siguiente:

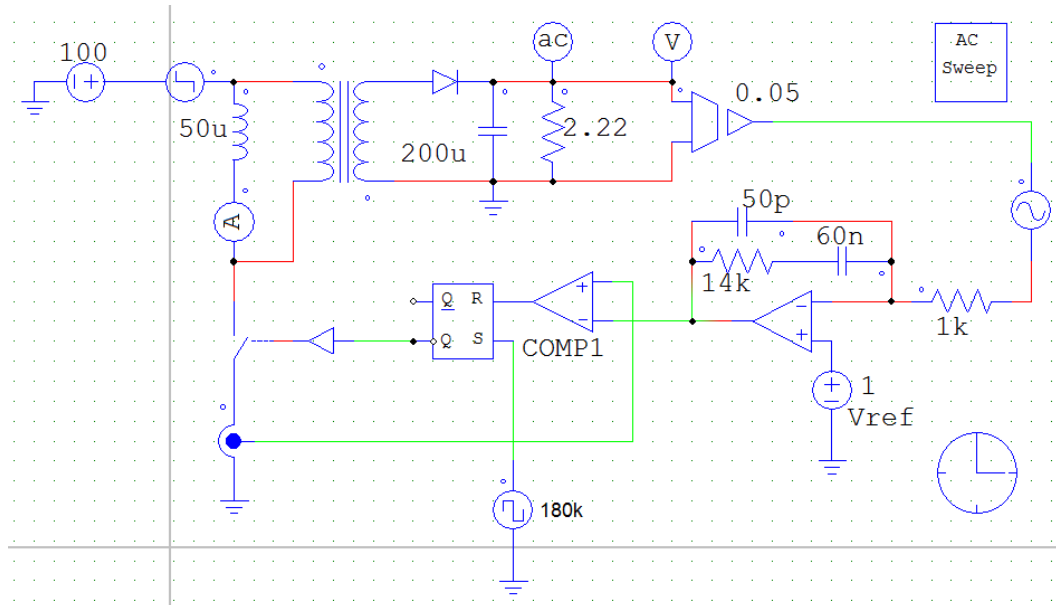


Figura 42

En este caso realizamos un circuito de control en modo corriente.

La figura muestra un diagrama simplificado para el control en modo corriente. La salida del amplificador de error determina el nivel de pico de la corriente del interruptor. Una señal de reloj en la entrada de ajuste del bloque SR inicia el ciclo de conmutación y el interruptor se apaga cuando la información detectada de la corriente del interruptor alcanza la salida del amplificador de error. Por lo tanto, el ciclo de trabajo se controla indirectamente.



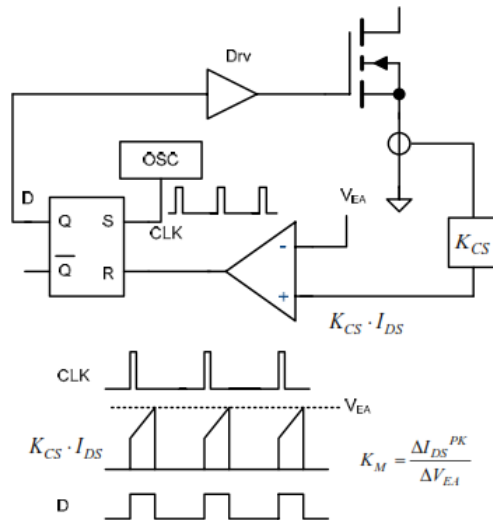


Figura 43

La siguiente tabla resumen recoge de manera teórica las funciones de transferencia de los convertidores para un control en modo corriente tanto en modo de conducción continua como en modo de conducción discontinua.

TOPOLOGÍA	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CONTROL DE SALIDA
MODO DE CONDUCCION CONTINUA (MCC)	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot R_L \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{1}{R_L C_o}$
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot \frac{(1-D)R_L}{2} \cdot \frac{(1-s/\omega_{RHZ})}{1+s/\omega_p}$ $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2 R_L}{L}, \omega_p = \frac{2}{R_L C_O}$
Buck-boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot \frac{R_L \cdot (1-D)}{(1+D)} \cdot \frac{1-s/\omega_{RHZ}}{1+s/\omega_p}$ $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R_L}{L}, \omega_p = \frac{(1+D)}{R_L C_O}$

MODO CONDUCCION DISCONTINUA (MCD)	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = 2K_M \cdot V_o \cdot \frac{1-M}{2-3M} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{2-3M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = 2K_M \cdot V_o \cdot \frac{M-1}{2M-1} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{2M-1}{M-1} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$
Buck-boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot V_o \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$ $\omega_p = \frac{2}{R_L C_o}$

Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:

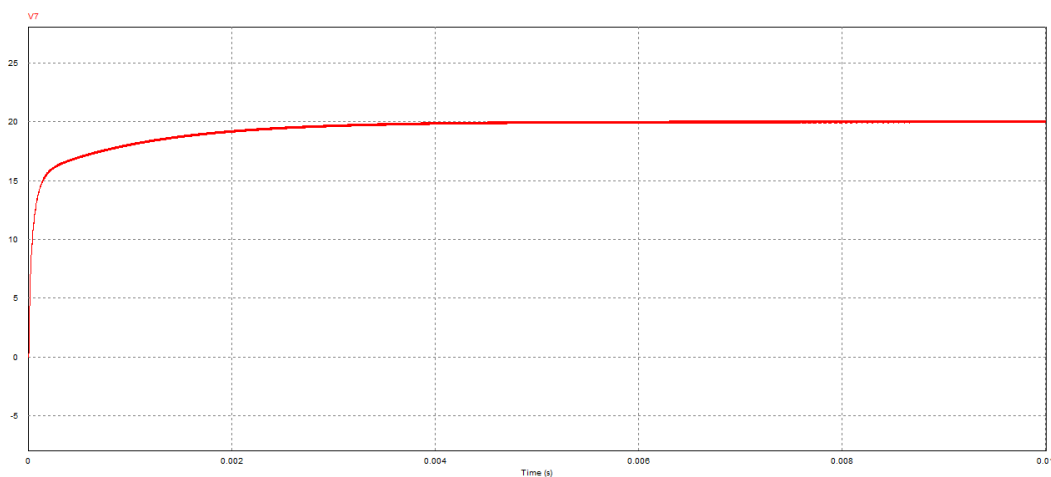


Figura 44

Vemos que el circuito alcanza el valor de la salida mucho más rápidamente que los ejemplos anteriores (en unos 4ms), el valor máximo de la salida es de unos 20.06V y con un rizado de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 20.06 - 19.90 = 0.16V$$

Simulamos también el diagrama de bode del circuito.

En este caso el cruce con cero de la ganancia coincide con una fase superior a  $180^\circ$ .  
Teniendo un margen de fase en torno a los  $80^\circ$ .

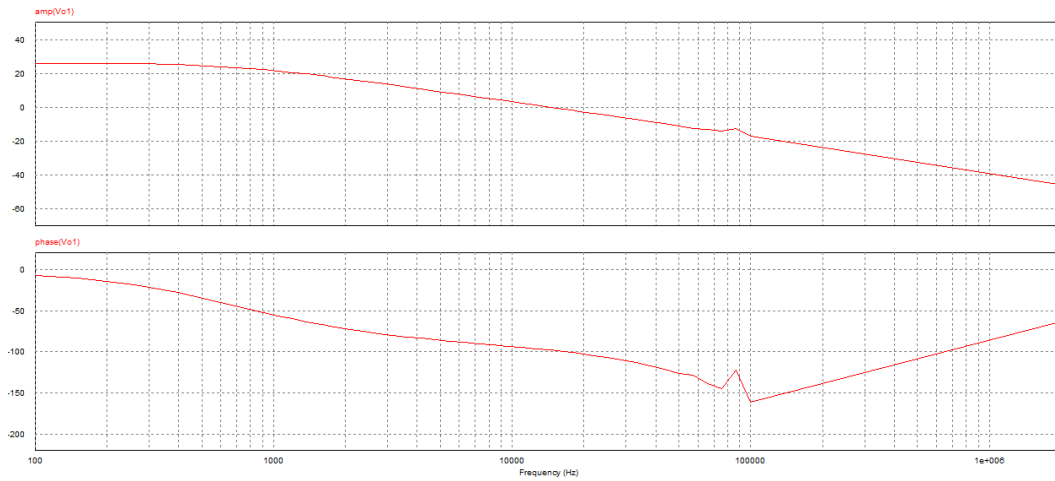


Figura 45

Introducimos un Vstep igual que en los apartados anteriores con un valor de 15V a los 0.011s, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

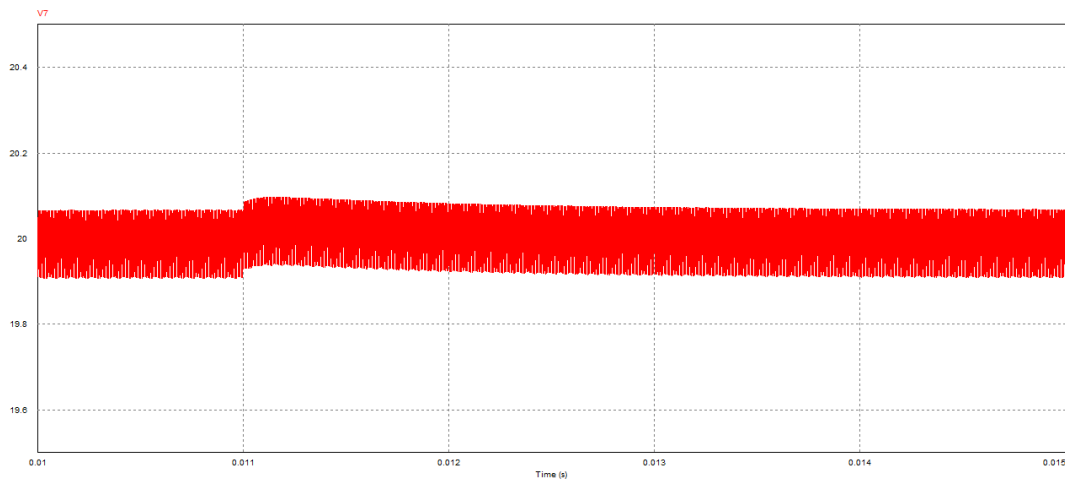


Figura 46

En esta simulación observamos que la salida aumenta mucho más ligeramente todavía que con el anterior control para la misma variación de entrada, para volver de nuevo a 20.06V.

Introduciendo valores mayores en  $V_{step}$ , vemos que sigue aumentando ligeramente, para luego volver, aunque de forma lenta, al valor inicial de 20.06V. Se podría decir que aproximadamente su tensión de salida aumenta unos 250mV si se duplica el valor de la entrada, pero después de un tiempo vuelve a estabilizarse en 20.06V.

Al realizar la misma variación de carga que en el caso anterior, observamos que la salida tarda menos tiempo en estabilizarse y que igualmente vuelve a los 20 V. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga.

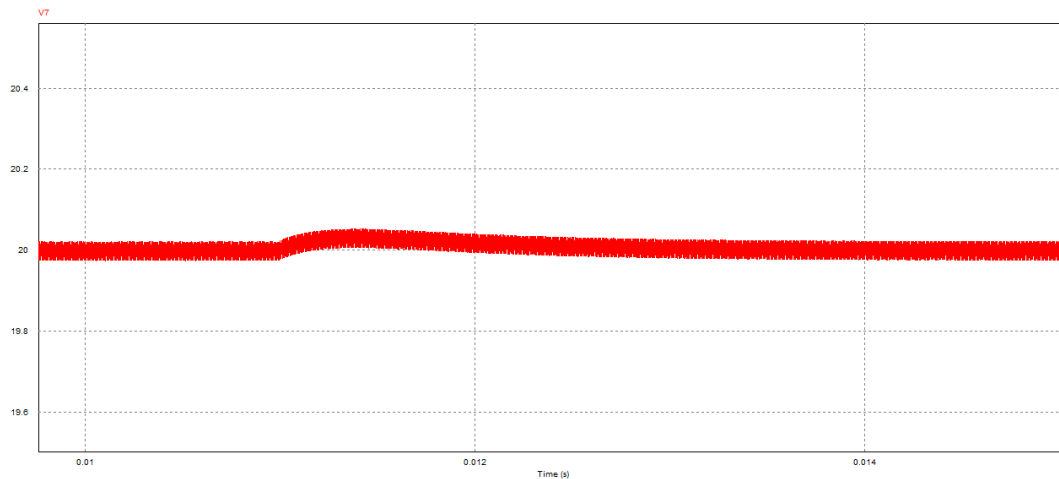


Figura 47

Si reducimos el valor de la tensión de referencia a la mitad (de 1V a 0.5V), se observa que la salida ahora es de 10V, y que si la doblamos (de 1V a 2V), obtenemos una salida de 40V. Mayores valores no producen una variación lineal en la salida.

La diferencia respecto al montaje anterior son que en éste montaje un cambio ante variaciones de la tensión de entrada son menos apreciables aún. El rango de control lineal de la salida mediante la referencia es mayor (de 0 a 2V en  $V_{ref}$ , que producen de 0 a 40V en  $V_o$ ).

Esta configuración es estable ante variaciones de carga debido a que se recoge información de la tensión de salida, pero a su vez también es más estable antes las variaciones de la tensión de entrada ya que el anterior montaje no recibía el valor de la corriente por el conmutador.

Observamos en la siguiente simulación la tensión por el polo de potencia cuando introducimos una variación en la entrada de 50V:

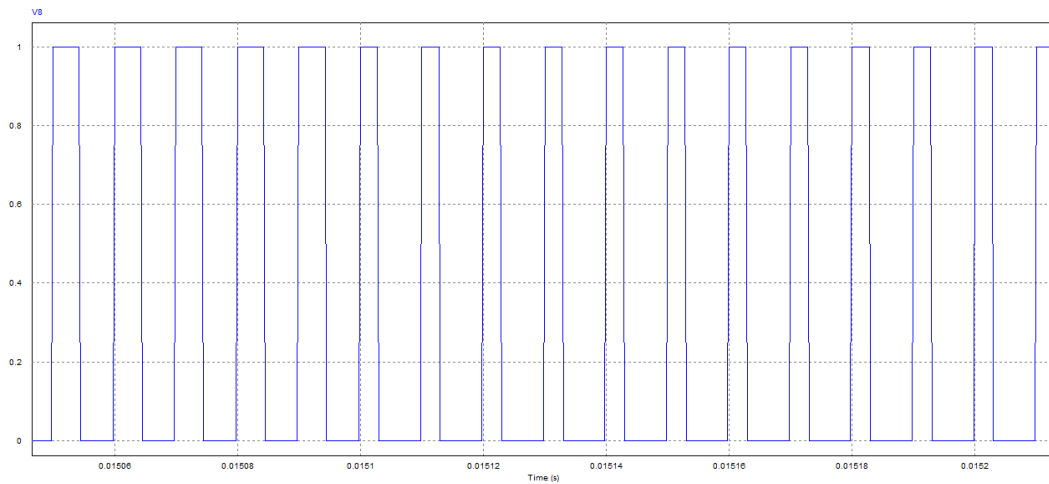


Figura 48

Se aprecia que a partir de  $t = 0.0151s$ , el ciclo de trabajo disminuye. Esto es debido a que en ese momento se introduce la variación de entrada, el lazo de control de pico de corriente actúa, limitando  $I$  por el conmutador al valor preestablecido, como se llega antes al mismo, ya que ahora la tensión es mayor, se cortará el conmutador antes cada período, disminuyendo así el ciclo de servicio.

Si disminuimos la tensión de referencia a la mitad, y observamos el ciclo de trabajo:

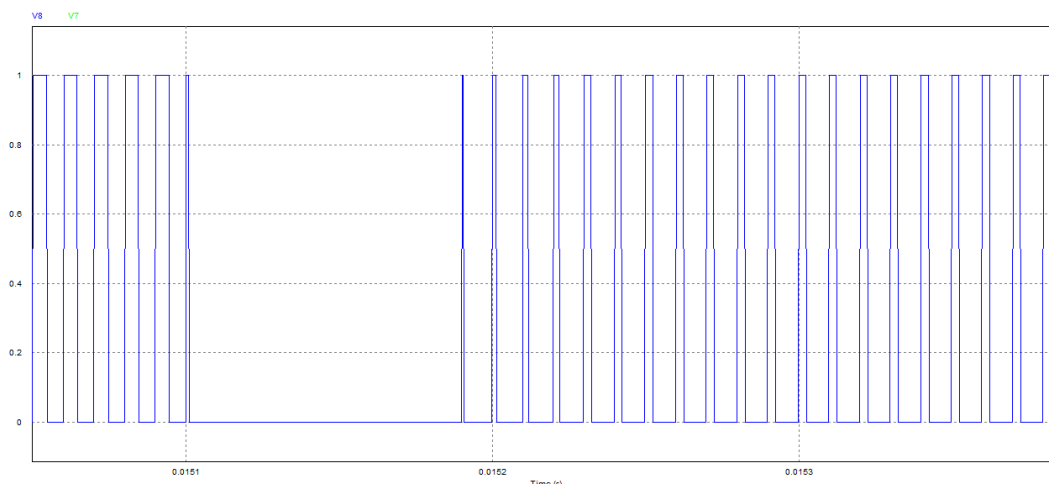


Figura 49

Al haber ordenado al convertidor que la tensión de salida disminuya a 10V. Estando a 20, el control corta el conmutador y deja que la tensión de salida caiga hasta un valor cercano a 10 V, donde comienza a conducir cada vez más tiempo cada periodo hasta que se estabiliza, lo que quiere decir que ya ha llegado a 10V la salida.

### 3.5. CIRCUITO 4. Convertidor Flyback MCC. Lazo cerrado modo corriente.

El nuevo montaje es el siguiente:

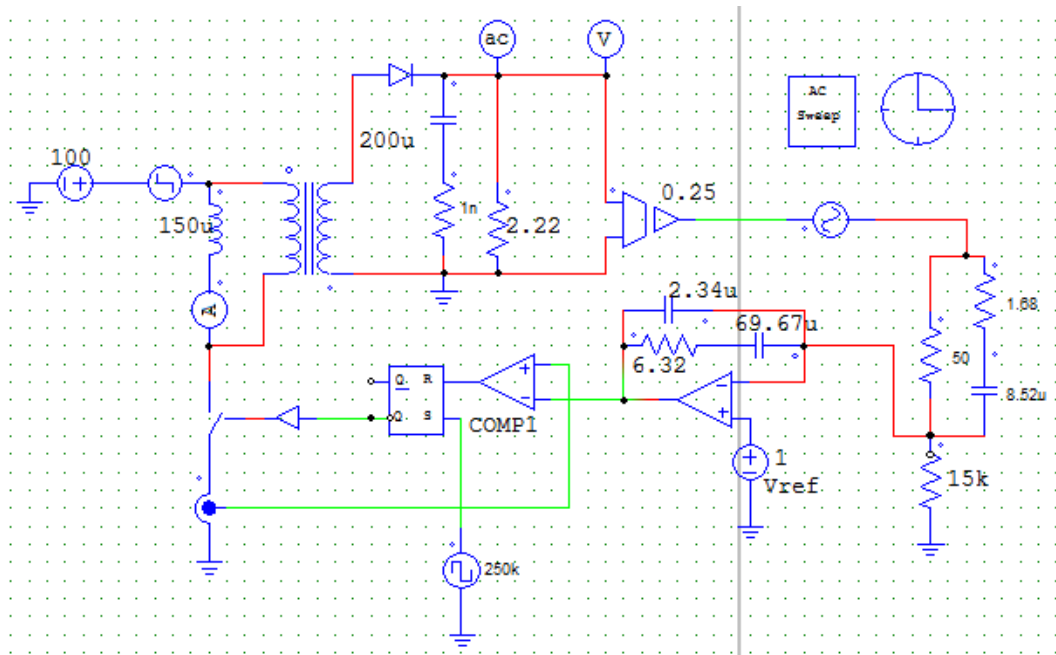


Figura 50

En este caso realizamos de nuevo un circuito de control en modo corriente, pero ahora utilizando de base el circuito convertidor flyback en modo conducción continua.

Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:

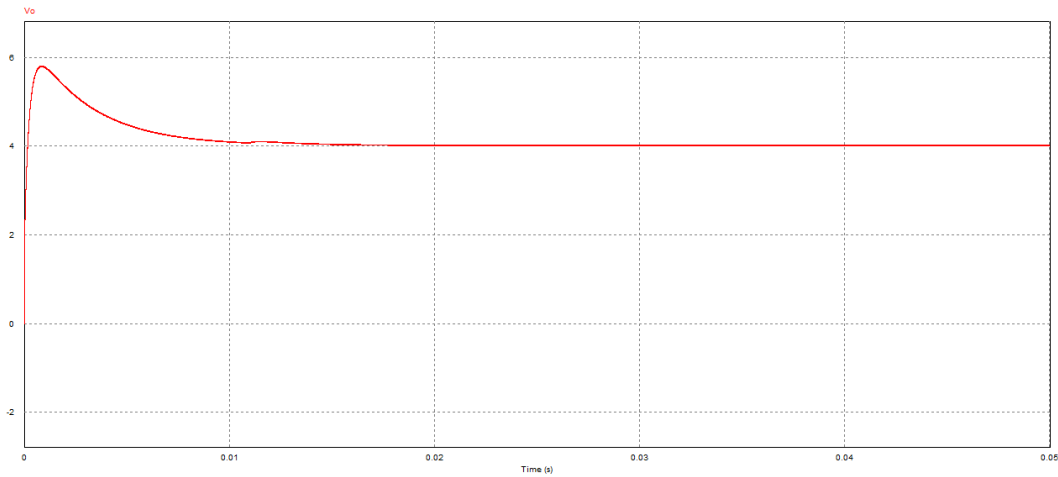


Figura 51

Vemos que el circuito alcanza el valor de la salida en unos 18ms siendo el valor de la salida es de unos 4V, con un valor máximo de unos 6V y con un rizado de:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 4.017 - 4.005 = 0.012V$$

Simulamos también el diagrama de bode del circuito.

En este caso el cruce con cero de la ganancia coincide con una fase superior a  $180^\circ$ . Teniendo un margen de fase en torno a los  $120^\circ$ .

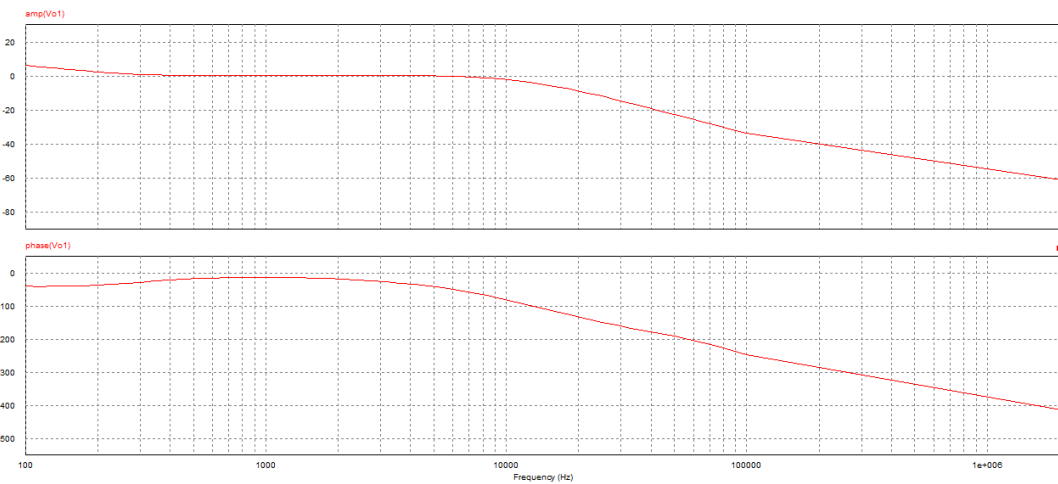


Figura 52

Introducimos un Vstep igual que en los apartados anteriores con un valor de 15V a los 0.03s, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

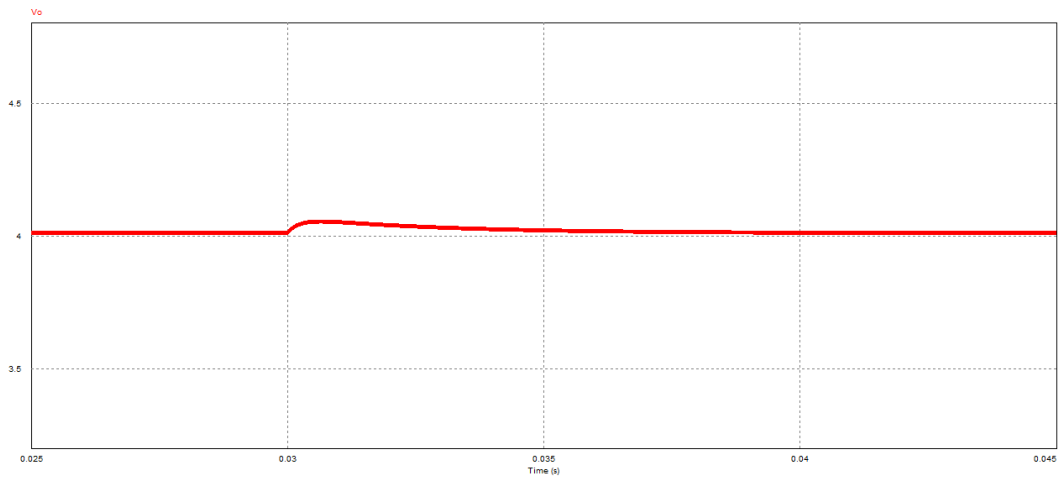


Figura 53

En esta simulación observamos que la salida sigue aumentando más ligeramente todavía que con el anterior control en modo tensión, para la misma variación de entrada, para volver de nuevo a los 4V

Introduciendo valores mayores en  $V_{step}$ , vemos que sigue aumentando ligeramente, para luego volver, aunque de forma lenta, al valor inicial de 4V. Se podría decir que aproximadamente su tensión de salida aumenta unos 280mV si se duplica el valor de la entrada, pero después de un tiempo vuelve a estabilizarse en 4V.

Al realizar la misma variación de carga que en el caso anterior, observamos que la salida tarda menos tiempo en estabilizarse y que igualmente vuelve a los 4V. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga.

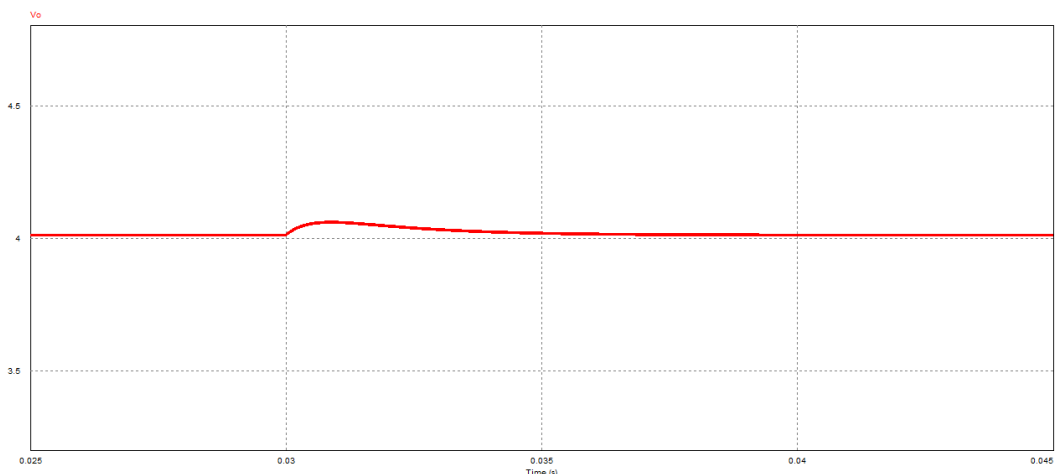


Figura 54

Si reducimos el valor de la tensión de referencia a la mitad (de 1V a 0.5V), se observa que la salida ahora es de 2V, y que si la doblamos (de 1V a 2V), obtenemos



una salida de 8V. Valores mayores de 8V en la tensión de referencia no producen una variación lineal en la salida.

La diferencia respecto al montaje anterior son que en éste montaje un cambio ante variaciones de la tensión de entrada son menos apreciables aún. El rango de control lineal de la salida mediante la referencia es mayor (de 0 a 8V en  $V_{ref}$ , que producen de 0 a 32V en  $V_o$ ).

Esta configuración es estable ante variaciones de carga debido a que se recoge información de la tensión de salida, pero a su vez también es más estable antes las variaciones de la tensión de entrada ya que recibe el valor de la corriente por el conmutador.

Tras analizar los cuatro tipos de circuitos flyback que hemos realizado podemos llegar a una serie de conclusiones. En el primer circuito utilizábamos un compensador tipo II y en el segundo, tercero y cuarto un compensador tipo III. Este compensador añade un polo y un cero con respecto al primero y nos permite alcanzar márgenes de fase estables mayores que con el de tipo II.

Además en los dos últimos circuitos, que realizamos un control en modo corriente, en lugar de solo control en modo tensión, en donde apreciamos notables diferencias. El control en modo corriente nos permite realizar variaciones en la etapa tanto de entrada como de salida y que el convertidor responda rápidamente a estas.

Podemos comparar los dos circuitos de control modo tensión, ambos tienen un compensador tipo III, la única diferencia es que uno se encuentra en modo conducción continua y el otro en modo conducción discontinua. Ambos se comportan de forma similar antes cambios en la tensión de entrada: la tensión de salida aumenta ligeramente, volviendo a su valor inicial a los pocos milisegundos, siendo esta estabilización algo más rápida en el circuito en modo de conducción discontinua.

## 4. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FORWARD

### 4.1. Convertidor Forward. Lazo abierto.

El circuito que vamos a simular es:

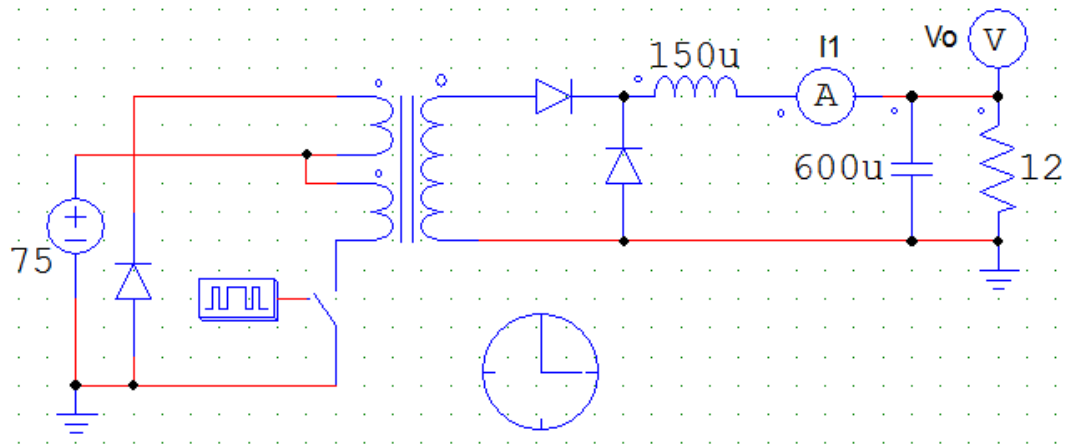


Figura 55

Con los parámetros de simulación que hemos determinado, la señal del transitorio ( $V_o$ ) es:

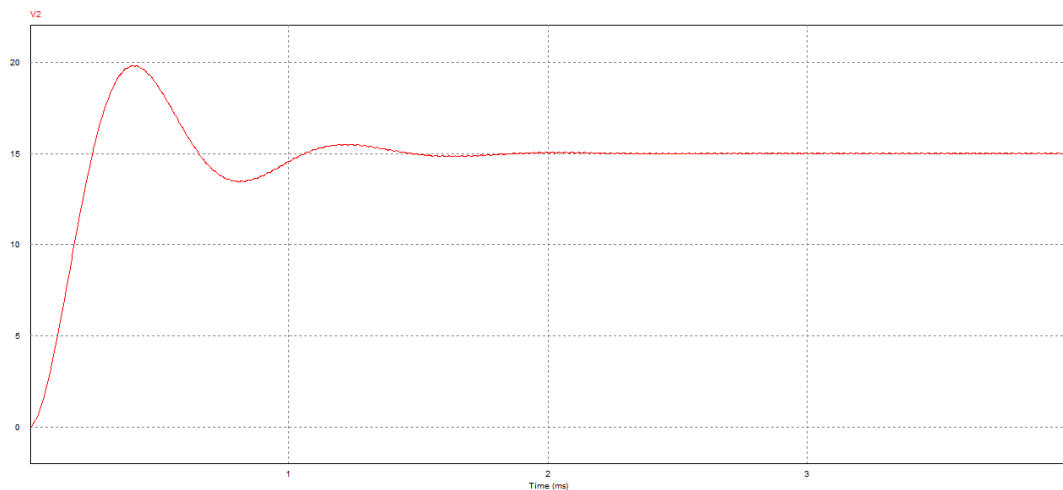


Figura 56

En la simulación podemos observar que la señal tarda en estabilizarse en 15V unos 1,8ms, su valor máximo es de 19.9V, y su rizado una vez estabilizado es:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 15.05 - 14.973 = 0.052V$$

Observando la forma de onda de la corriente por la inductancia ( $I_1$ ), vemos que su valor no llega a 0A en ningún momento del ciclo. Por lo tanto el convertidor está trabajando en **modo de conducción continua**.

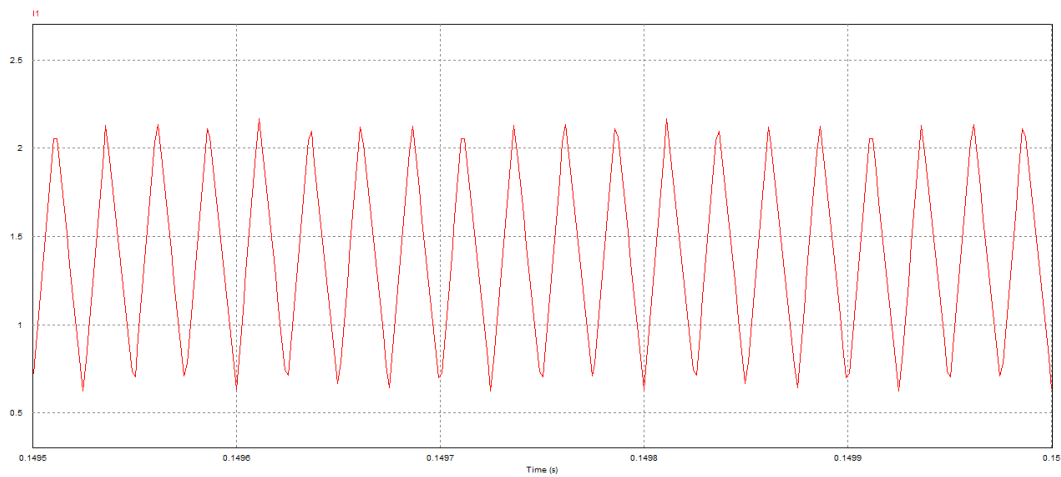


Figura 57

Si introducimos un Vstep de 15 V el circuito es el siguiente:

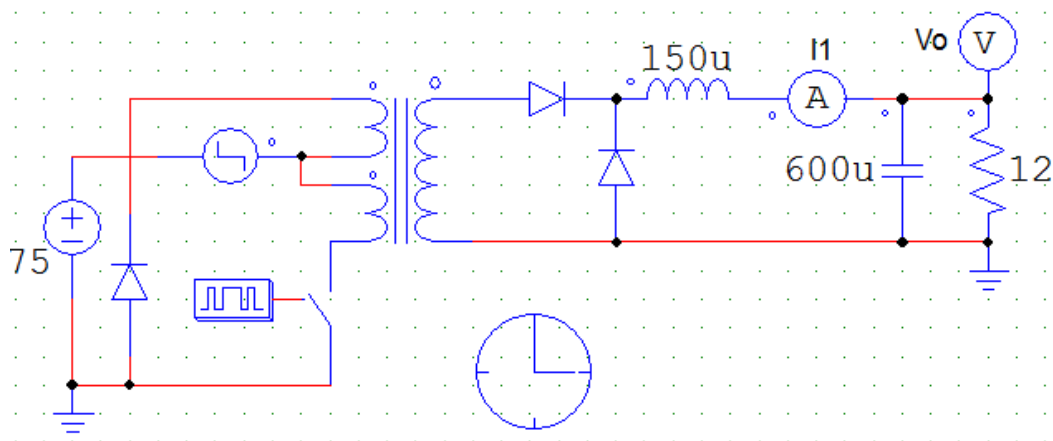


Figura 58

Y la señal de salida obtenida es:

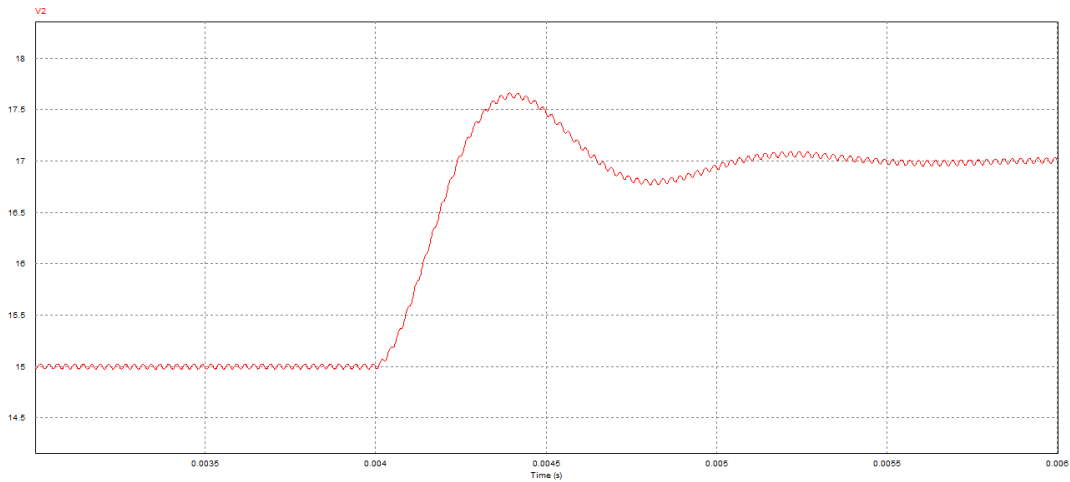


Figura 59

Observamos que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que Vstep introduce la tensión, llegando hasta casi los 18V durante el transitorio, y estabilizándose en 17V, con un tiempo de estabilización de unos 1.7ms.

Si aumentamos el valor de la carga, el tiempo de estabilización también aumenta.

Ahora vamos a simular este mismo convertidor en **modo de conducción discontinua**. Para ello modificamos el valor de la bobina del convertidor por debajo de la inductancia de frontera.

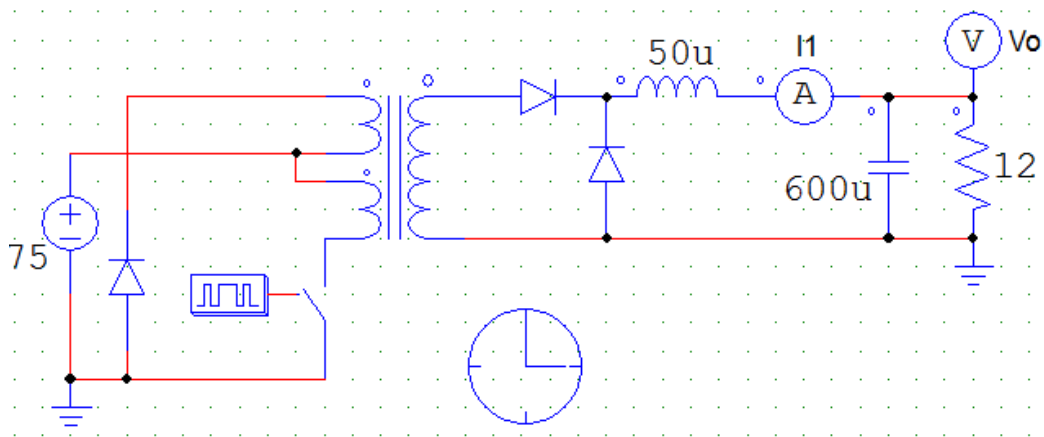


Figura 60

Con los parámetros de simulación que hemos determinado, la señal del transitorio (Vo) es:

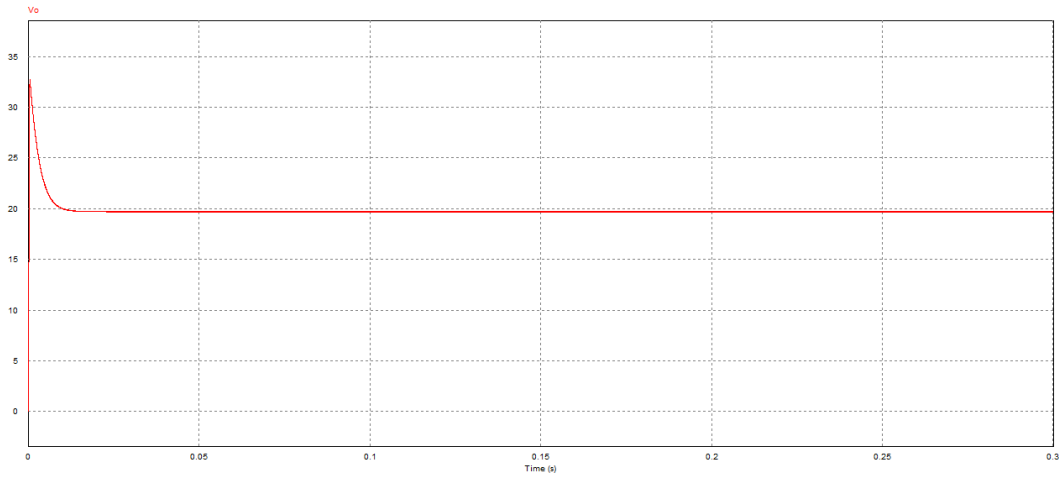


Figura 61

En la simulación podemos ver que la señal tarda en estabilizarse unos 13ms, su valor máximo es de 32.76V y su rizado utilizando las herramientas de SimView es:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 19.72 - 19.69 = 0.03V$$

Observando ahora la forma de onda de la corriente por la inductancia ( $I_L$ ), vemos que su valor llega a 0A antes de que vuelva a aumentar al inicio del siguiente ciclo. Por lo tanto comprobamos que el convertidor está trabajando en **modo de conducción discontinua**.

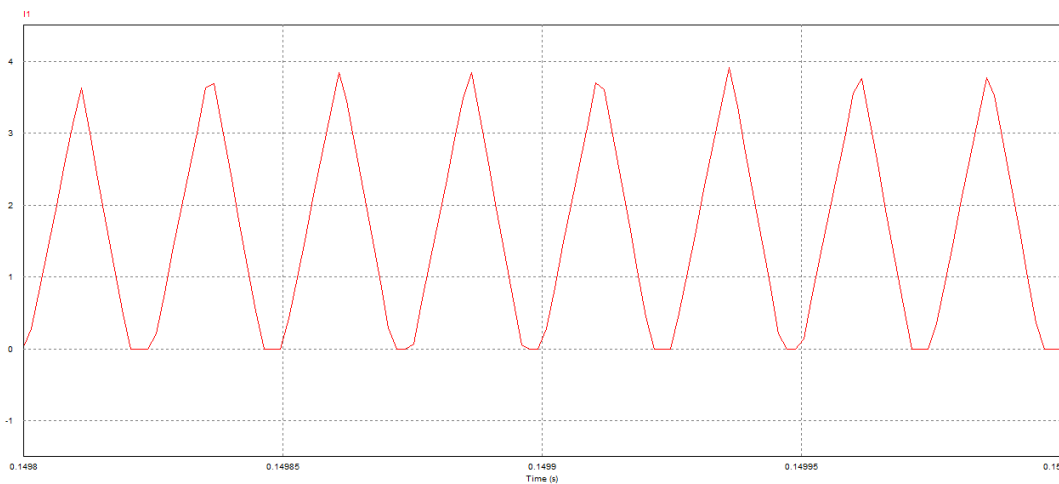


Figura 62

Si introducimos también un Vstep de 15 V el circuito es el siguiente:

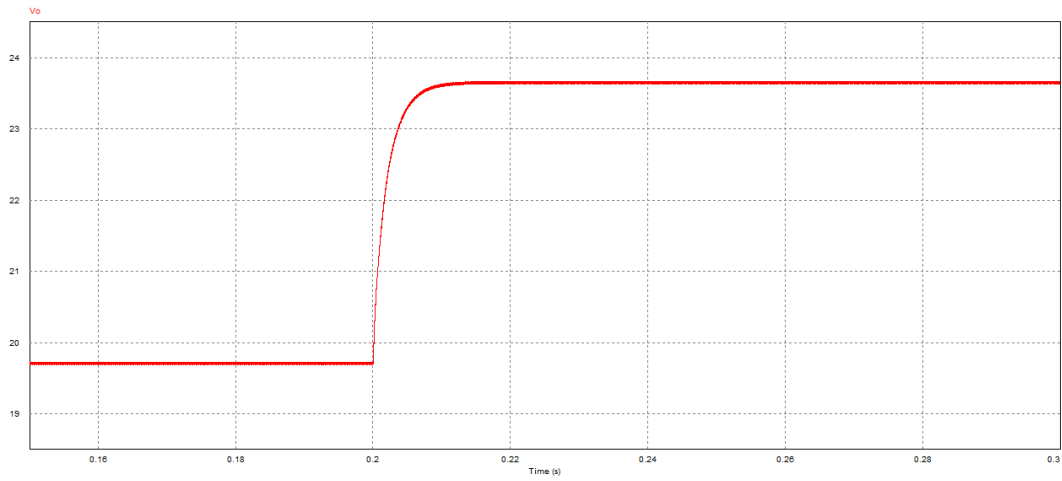


Figura 63

Observamos que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que  $V_{step}$  introduce la tensión, llegando hasta los 23.6V, con un tiempo de estabilización de unos 13.6ms.

Si aumentamos el valor de la carga, el tiempo de estabilización también aumenta.

## 4.2. CIRCUITO 5. Convertidor Forward MCC. Lazo cerrado modo tensión.

El circuito con el control por voltaje que vamos a simular es:

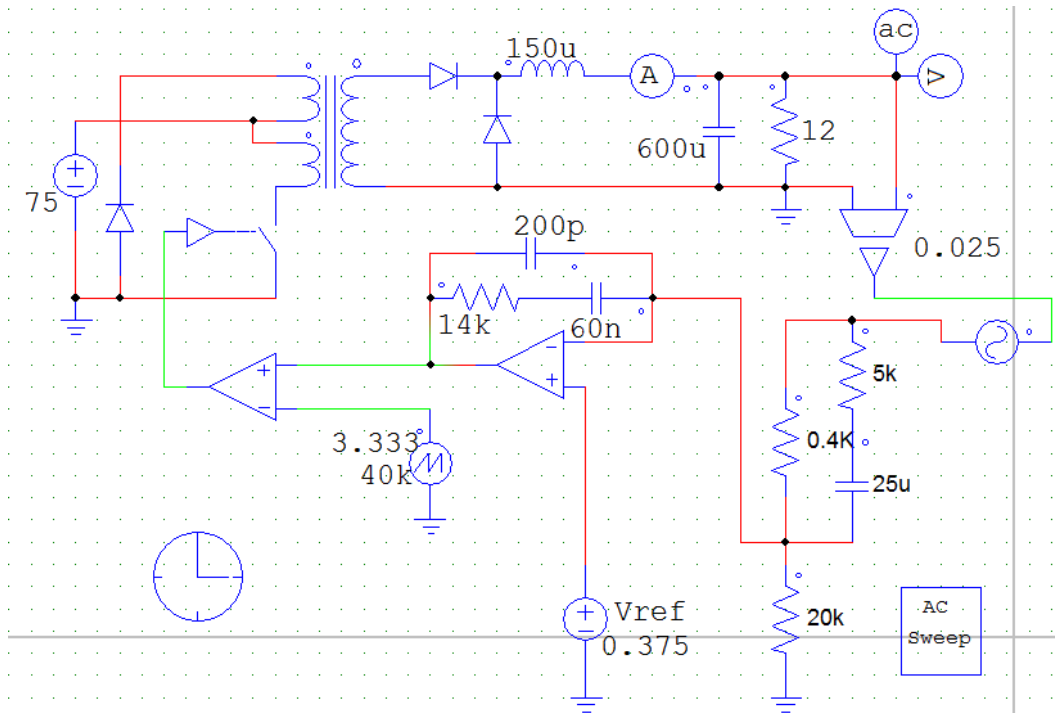


Figura 64

La figura corresponde a un control por voltaje de salida, el cual recibe un valor proporcional de la salida, comparándolo con el valor de referencia en el amplificador de error, y la salida del mismo se lleva a un modulador PWM, que genera los pulsos que recibe el conmutador.

Con los parámetros que hemos establecido, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:

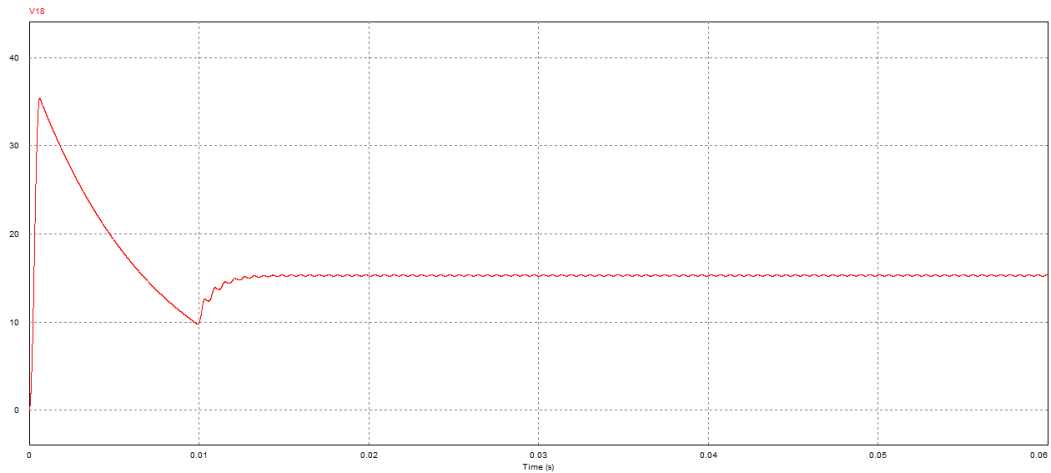


Figura 65

En este caso al ser un control en modo tensión, no recibe información de la corriente por el conmutador, limitándose a responder frente a cambios de la salida. Esto provoca que ante variaciones en la entrada, la energía adicional deba pasar por toda la etapa de control y transferirse a la de potencia antes de que sea detectada provocando un cierto retraso.

En la simulación se puede observar que el tiempo que tarda en estabilizarse es de unos 13ms, con un valor máximo de 35V durante el transitorio, y una vez estabilizado un valor medio de unos 15,2, el valor del rizado es de:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 15.38 - 15.18 = 0.2V$$

Simulamos el diagrama de bode del circuito para ver su respuesta en frecuencia.

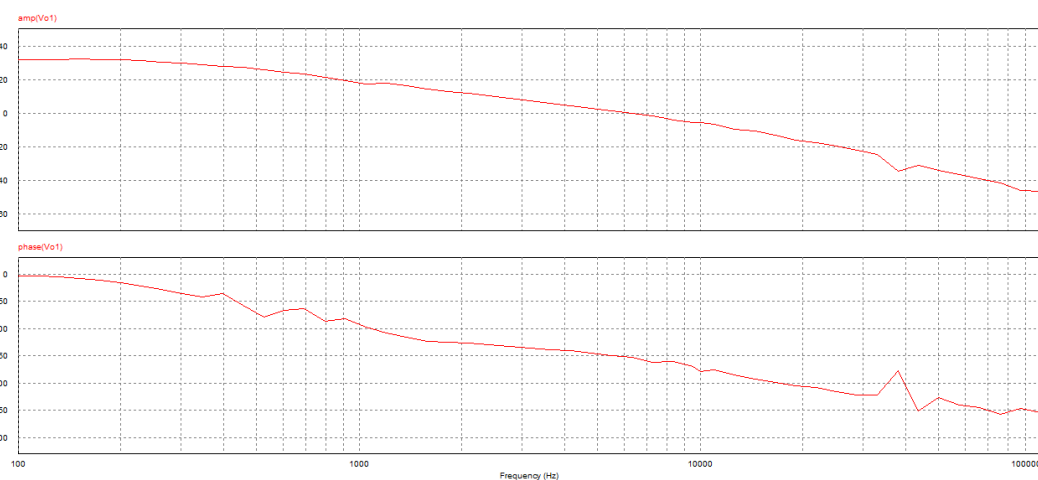


Figura 66



Comprobamos la estabilidad del sistema fijándonos en el margen de fase, y vemos que cuando la ganancia cruza por cero, efectivamente la fase es mayor de  $-180^\circ$ . El margen de fase es de unos  $30^\circ$ .

Introducimos un  $V_{step}$  de 15V igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

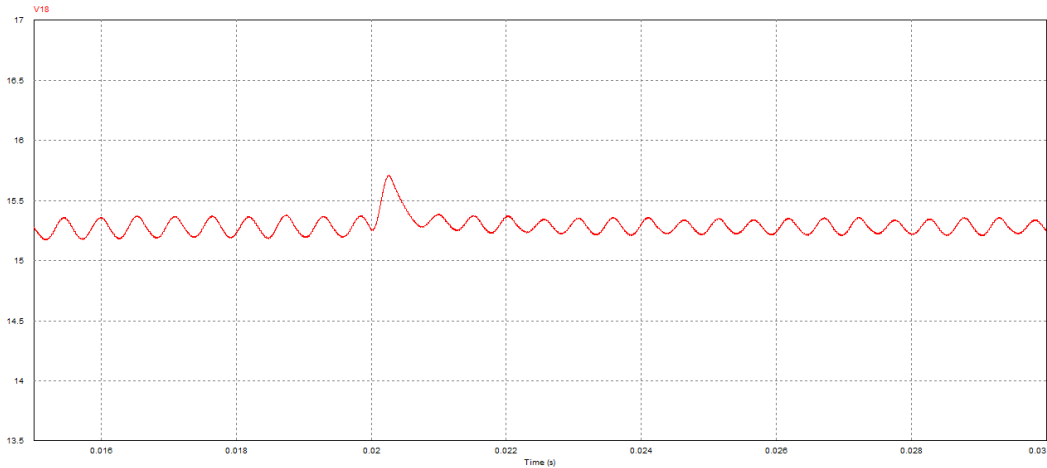


Figura 67

Donde observamos que ahora la salida experimenta un transitorio subamortiguado, estabilizándose de nuevo en 15V después de 7ms.

Aumentando la carga de  $12\Omega$  a  $18\Omega$ , la señal de salida es la siguiente:

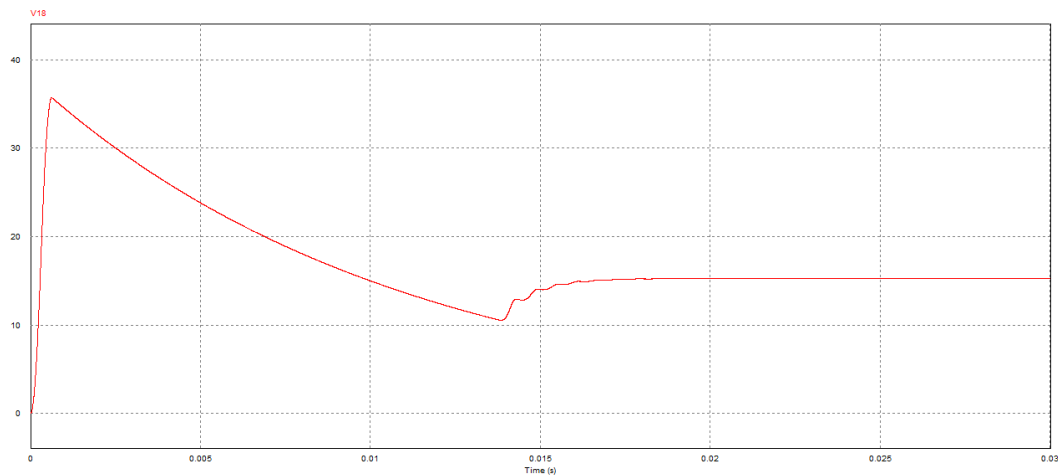


Figura 68

Donde observamos que la salida tarde en estabilizarse unos 17ms, alcanzando los 15V, y llegando a un valor máximo transitorio de 35.7V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de  $V_{step}$ , observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (Es decir, aumentamos la

Ventada de 75 a 150) la tensión de salida aumenta mínimamente, alrededor de 0.2 V.

Al aumentar el valor de la carga de 12 a 18 $\Omega$ , también observamos que aumenta el tiempo de estabilización antes un salto en la señal de entrada.

Al reducir la tensión de referencia a la mitad (de 0.375V a 0.2V), observamos que la tensión de salida disminuye a aproximadamente la mitad (a unos 8.2V), aumentando también el tiempo de estabilización.

La diferencia más importante como vemos de nuevo entre un circuito sin realimentación como es el primero y uno en lazo cerrado, es que, ante un pico de tensión de 15 V, el primer montaje respondía con un aumento de 2V en la salida, mientras que en el segundo montaje no experimenta cambios en su salida ante un pico de tensión de 15V. El segundo montaje es mucho más estable ante variaciones en la tensión de entrada.

Introduciendo una referencia de valor el doble que la inicial (de 0.375 a 0.7V), vemos que se estabiliza en 28V en unos 12ms.

De estas simulaciones anteriores deducimos que con la referencia podemos controlar el valor de la tensión de salida de forma más o menos lineal, sin variar ningún parámetro del circuito, pero con el riesgo de que el convertidor deje de responder correctamente si se aumenta demasiado. El tiempo de estabilización disminuye cuanto mayor sea el valor de referencia.

Ahora vamos a observar el ciclo de trabajo ante una variación de la tensión de entrada:

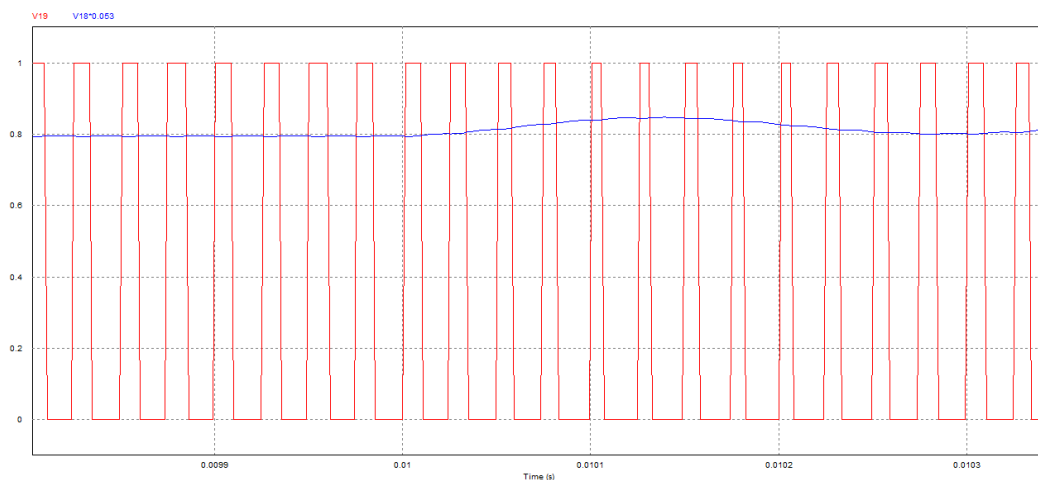


Figura 6g

Se aprecia que a partir de  $t=20\text{ms}$ , que es cuando hemos introducido la variación, la tensión de entrada experimenta una evolución como la explicada anteriormente, y la señal del control del conmutador disminuye ligeramente el ciclo de servicio para contrarrestar el efecto de la salida.

El control recibe el valor de la tensión que, al ser mayor que la establecida, la señal de error disminuirá su nivel, haciendo que la onda de diente de sierra del PWM sea mayor que la señal de error durante más tiempo, produciéndose un semiperíodo de corte del conmutador mayor, es decir, disminuye el ciclo de trabajo.

### 4.3. CIRCUITO 6. Convertidor Forward MCD. Lazo cerrado modo tensión.

El circuito con el control por voltaje que vamos a simular es:

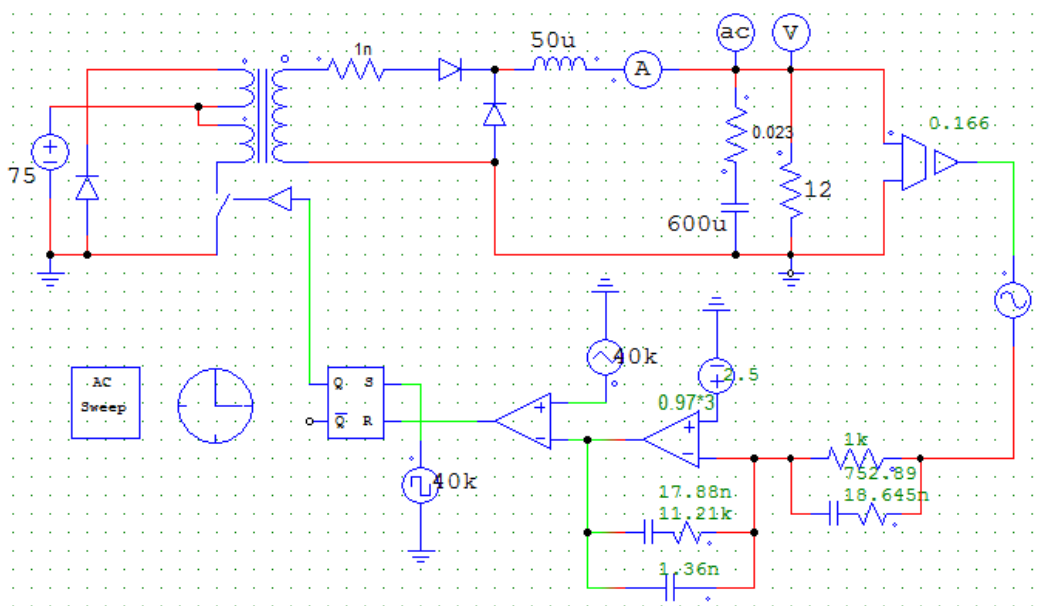


Figura 70

La figura corresponde a un control por voltaje de salida, en este caso utilizamos de base un circuito forward en modo de conducción continua.

Con los parámetros que hemos establecido, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:

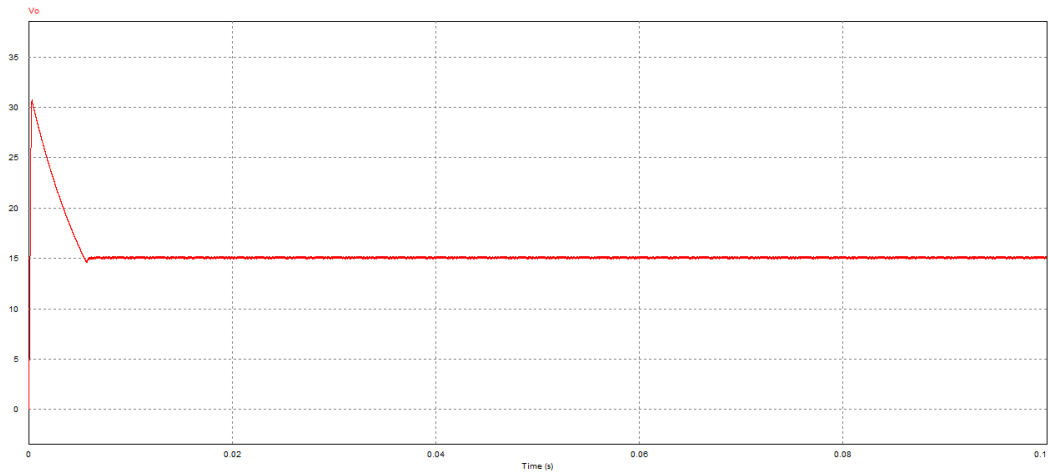


Figura 71

En este caso al ser un control en modo tensión, no recibe información de la corriente por el conmutador, limitándose a responder frente a cambios de la salida. Esto provoca que ante variaciones en la entrada, la energía adicional deba pasar por toda la etapa de control y transferirse a la de potencia antes de que sea detectada provocando un cierto retraso.

En la simulación se puede observar que el tiempo que tarda en estabilizarse es de unos 5ms, con un valor máximo de 30V durante el transitorio, y una vez estabilizado un valor medio de unos 15.06V, el valor del rizado es de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 15.2 - 14.93 = 0.27V$$

Simulamos el diagrama de bode del circuito para ver su respuesta en frecuencia.

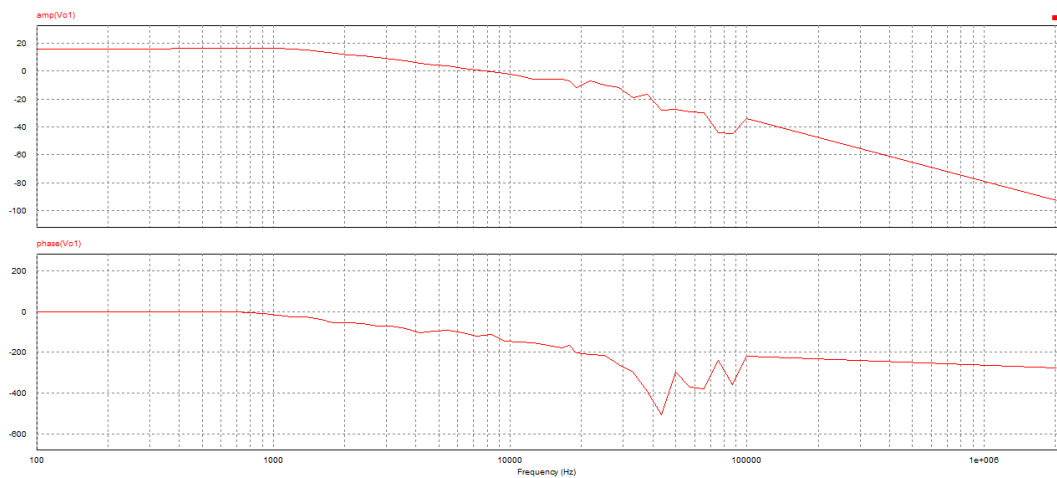


Figura 72

Comprobamos la estabilidad del sistema fijándonos en el margen de fase, y vemos que cuando la ganancia cruza por cero, efectivamente la fase es mayor de  $-180^\circ$ . El margen de fase es de unos  $50^\circ$ .

En este caso también hemos utilizado un compensador tipo III.

Introducimos un  $V_{step}$  de 15V igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

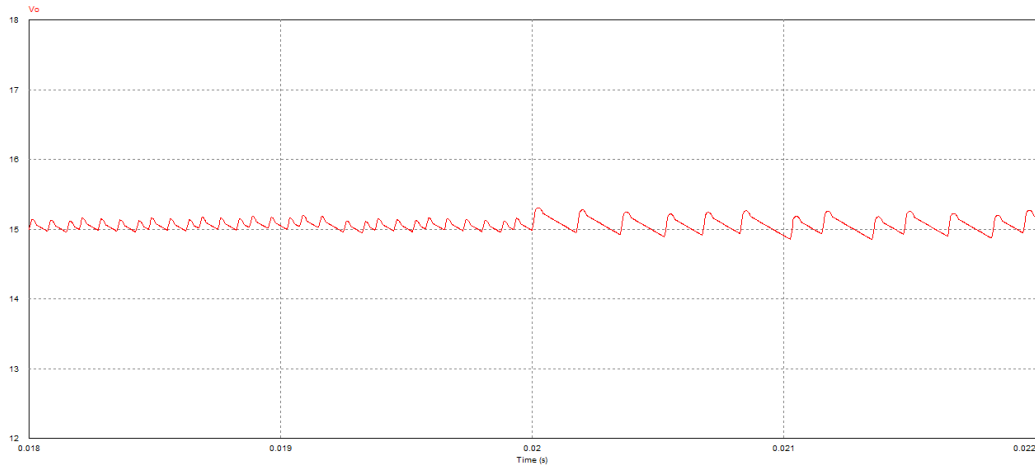


Figura 73

Donde observamos que ahora la salida experimenta un transitorio subamortiguado, estabilizándose de nuevo en 15V después de 7ms.

Aumentando la carga de  $12\Omega$  a  $18\Omega$ , la señal de salida es la siguiente:

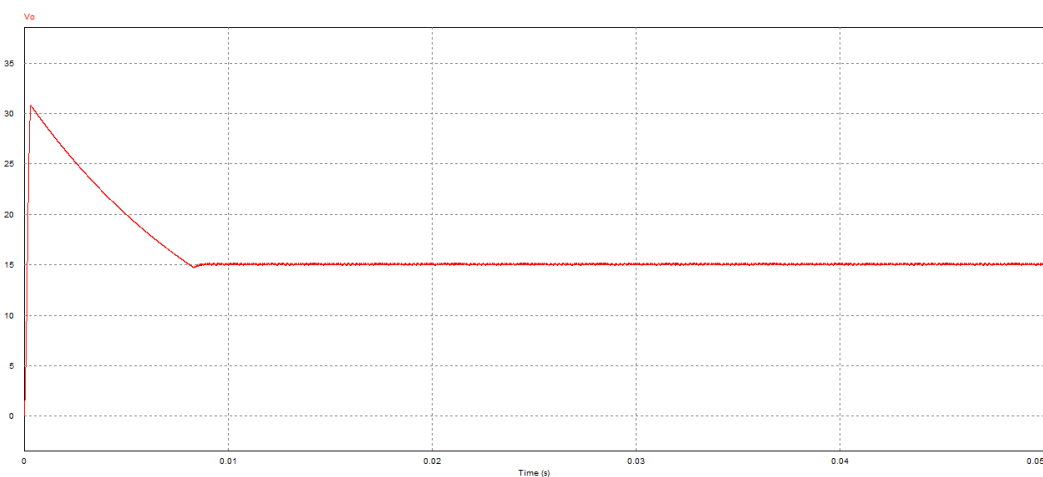


Figura 74

Donde observamos que la salida tarde en estabilizarse unos 8ms, alcanzando los 15V, y llegando a un valor máximo transitorio de 30.8V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de  $V_{step}$ , observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (Es decir, aumentamos la Ventrada de 75 a 150) la tensión de salida aumenta mínimamente, alrededor de 0.2 V.

Al aumentar el valor de la carga de 12 a  $18\Omega$ , también observamos que aumenta el tiempo de estabilización ante un salto en la señal de entrada.

Al reducir la tensión de referencia a la mitad, observamos que la tensión de salida disminuye a aproximadamente la mitad (a unos 8.2V), aumentando también el tiempo de estabilización.

Introduciendo una referencia de valor el doble que la inicial (de 0.375 a 0.7V), vemos que se estabiliza en 28V en unos 12ms.

De estas simulaciones anteriores deducimos que con la referencia podemos controlar el valor de la tensión de salida de forma más o menos lineal, sin variar ningún parámetro del circuito, pero con el riesgo de que el convertidor deje de responder correctamente si se aumenta demasiado. El tiempo de estabilización disminuye cuanto mayor sea el valor de referencia.

#### 4.4. CIRCUITO 7. Convertidor Forward MCC. Lazo cerrado modo corriente.

El nuevo montaje es el siguiente:

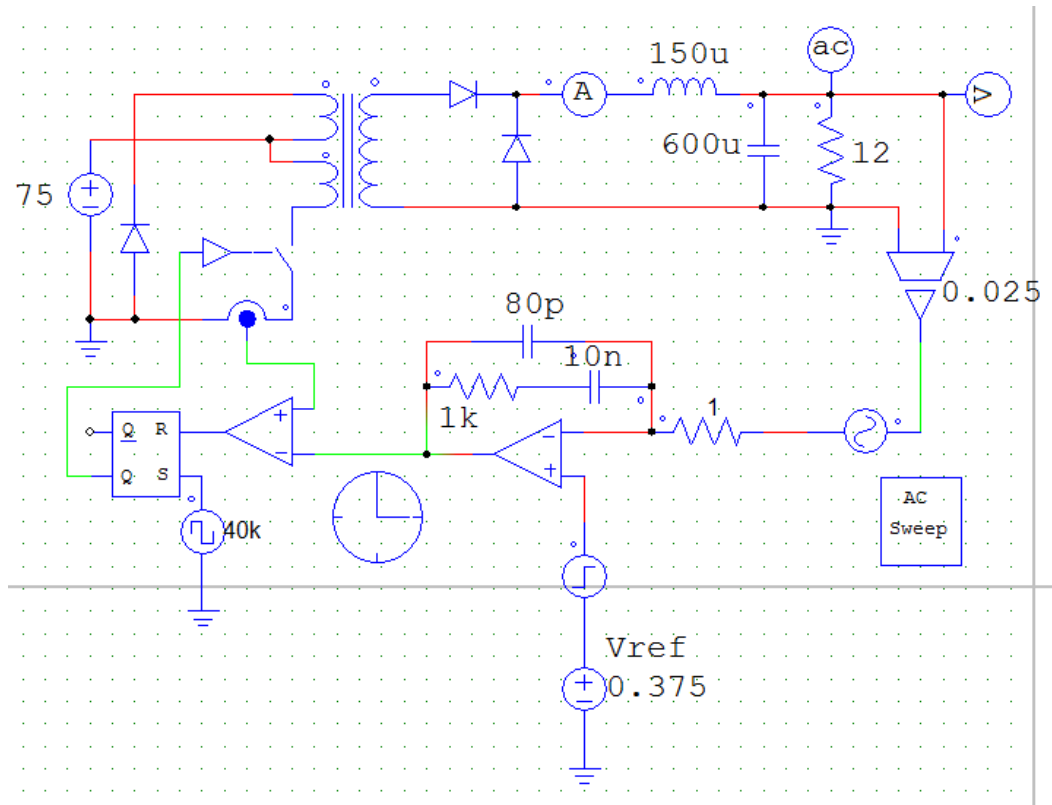


Figura 75

Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio.

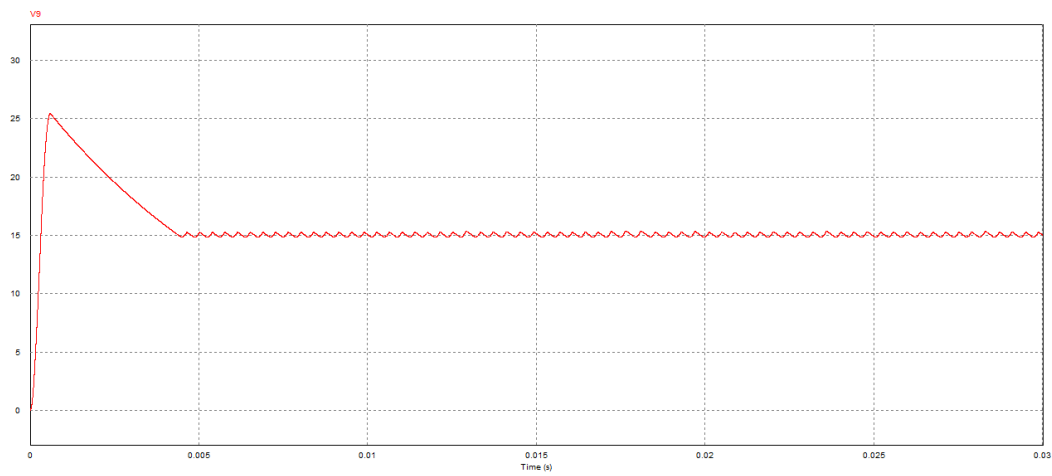


Figura 76

Vemos que el circuito alcanza el valor de la salida más rápidamente que los ejemplos anteriores cuando simulábamos con control en modo tensión (en unos 5ms), y su respuesta sigue siendo subamortiguada, pero algo menos agresiva, por lo que el valor máximo de la salida será de 25, disminuyendo hasta los 15V, y con un rizado de:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 15.37 - 14.82 = 0.55V$$

Simulamos el diagrama de Bode para ver la respuesta en frecuencia y analizar la estabilidad del sistema:

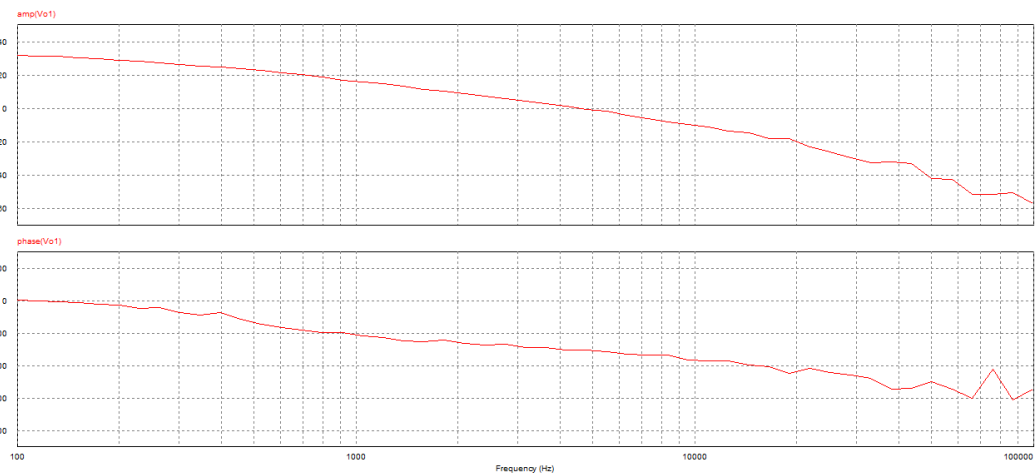


Figura 77

Comprobamos de nuevo la estabilidad del sistema fijándonos en el margen de fase, y vemos que cuando la ganancia cruza por cero, la fase es mayor de  $-180^\circ$ . El margen de fase es de unos  $30^\circ$ .

Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior a los 15ms de 15V, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:



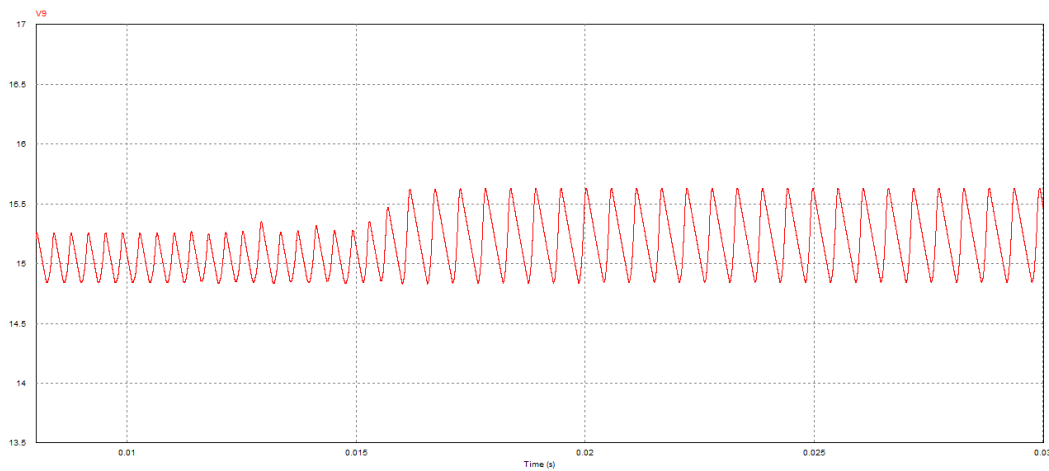


Figura 78

En esta simulación podemos ver que la salida aumenta el valor del rizado pero que el valor medio de la tensión de salida se mantiene prácticamente igual.

El tiempo de estabilización se reduce hasta la mitad aproximadamente, y no llega a alcanzar un sobrepico apreciable ya que comienza a actuar el control antes de darle tiempo a aumentar demasiado, ya que en este caso recibe información de la corriente por el conmutador.

Al realizar la misma variación aumentando la carga que en el caso anterior:

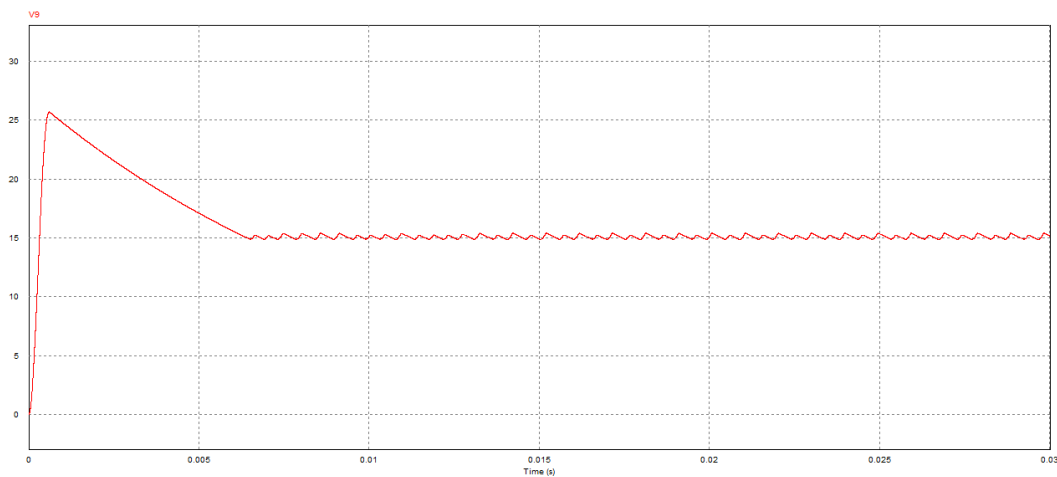


Figura 79

Observamos que la salida tarda más tiempo en estabilizarse, y experimenta un mayor sobrepico, pero que finalmente llega a 15 V. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga, mientras que el valor del transitorio sí.

Si reducimos el valor de la tensión de referencia a aproximadamente la mitad (de 0.375V a 0.2V):

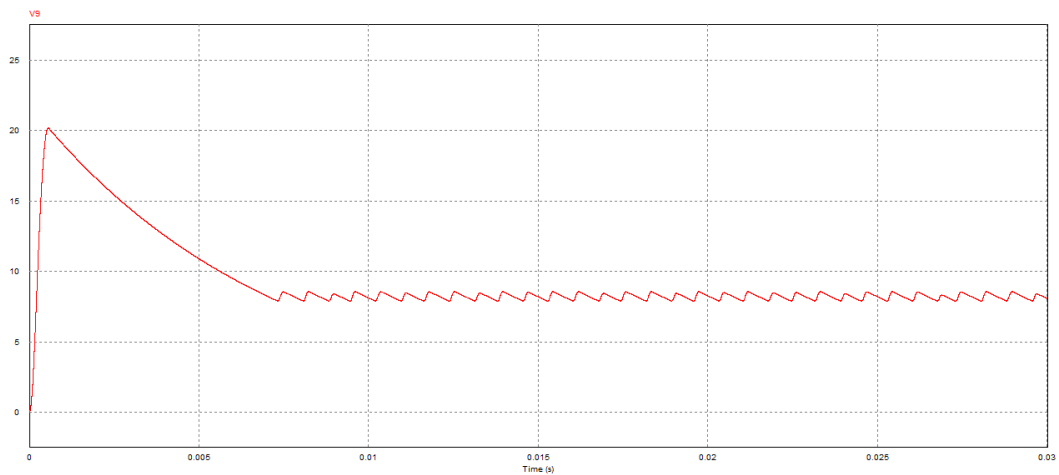


Figura 80

Se puede ver que la salida no responde de manera proporcional a la referencia, y en este caso la relación es inversa entre la referencia y la salida.

Las diferencias respecto al circuito de control en modo tensión son: que es aproximadamente el doble de rápido que el controlado en modo tensión, y que no es tan regulable mediante la referencia.

Observamos en la siguiente simulación la tensión por el polo de potencia cuando introducimos una variación en la entrada de 20V:

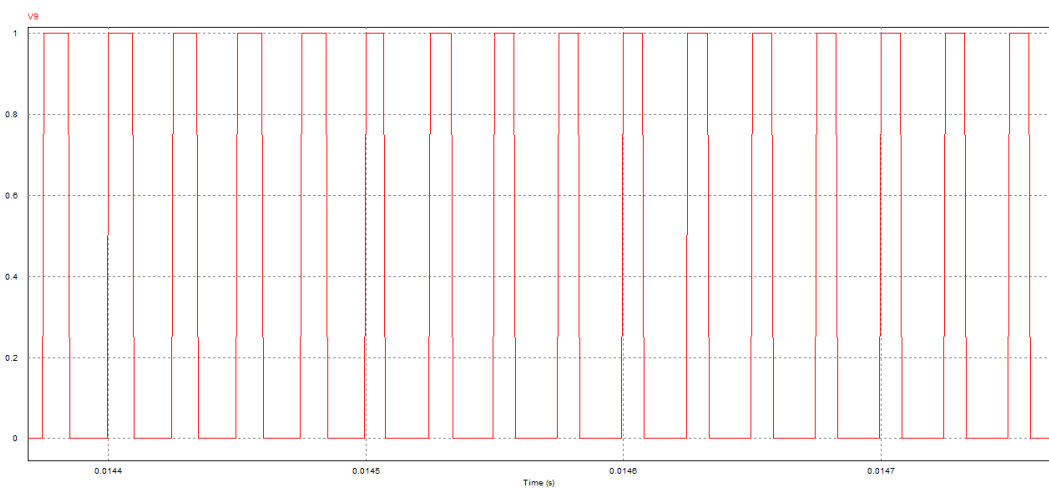


Figura 81

Se aprecia que a partir de  $t = 0.015s$ , el ciclo de trabajo disminuye ligeramente. Esto es debido a que en ese momento se introduce la variación de entrada, y el lazo de control de pico de corriente actúa, limitando por el conmutador al valor preestablecido, el cual se alcanza antes, ya que ahora la tensión es mayor, por lo tanto se cortará el conmutador antes cada período.

### 4.5. CIRCUITO 8. Convertidor Forward MCD. Lazo cerrado modo corriente.

El nuevo montaje es el siguiente:

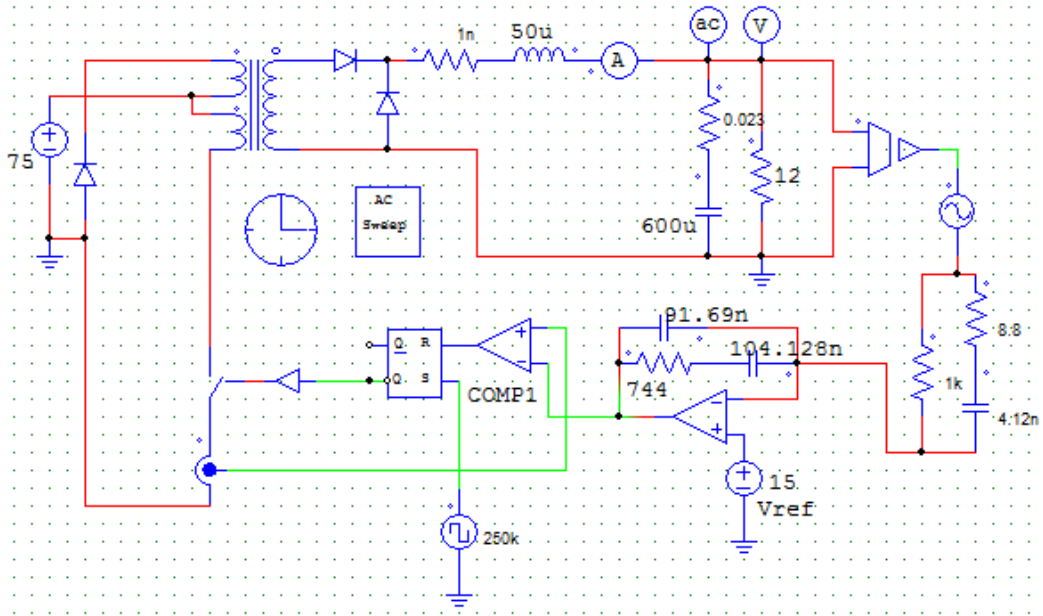


Figura 82

Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio.

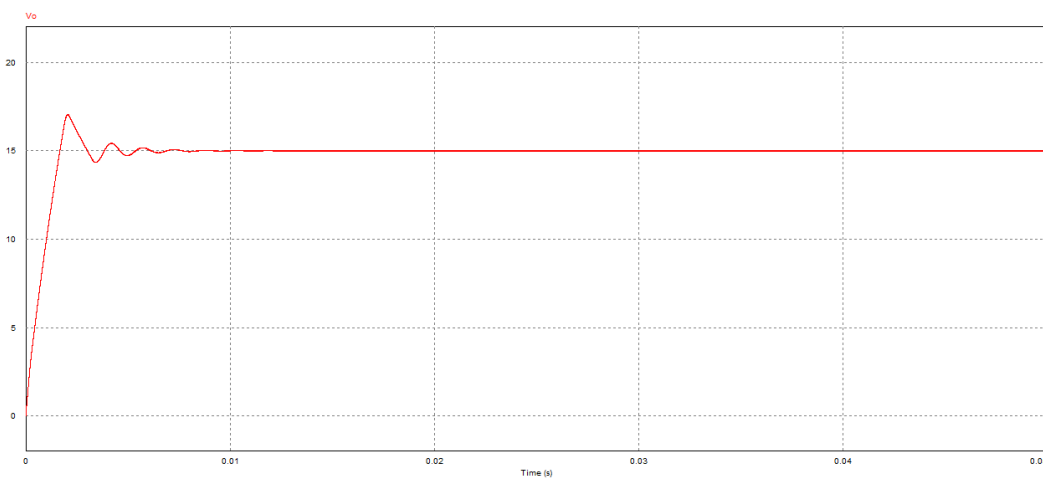


Figura 83

Vemos que el circuito alcanza el valor de la salida más rápidamente que los ejemplos anteriores cuando simulábamos con control en modo tensión (en unos 7ms), el valor máximo de la salida será de 17V, disminuyendo hasta los 15V, y con un rizado de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 15.008 - 14.991 = 0.017V$$

Simulamos el diagrama de Bode para ver la respuesta en frecuencia y analizar la estabilidad del sistema:

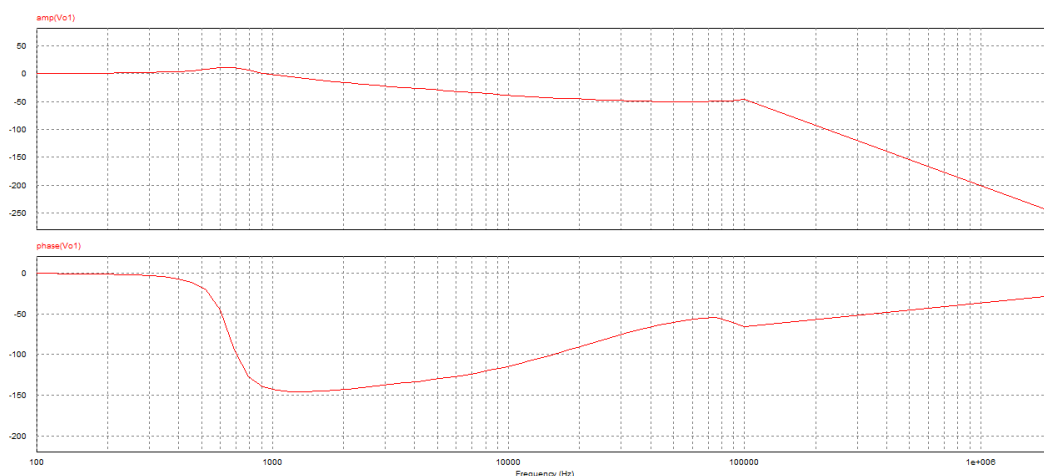


Figura 84

Comprobamos de nuevo la estabilidad del sistema fijándonos en el margen de fase, y vemos que cuando la ganancia cruza por cero, la fase es mayor de  $-180^\circ$ . El margen de fase es de unos  $40^\circ$ .

Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior a los 20ms de 15V, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

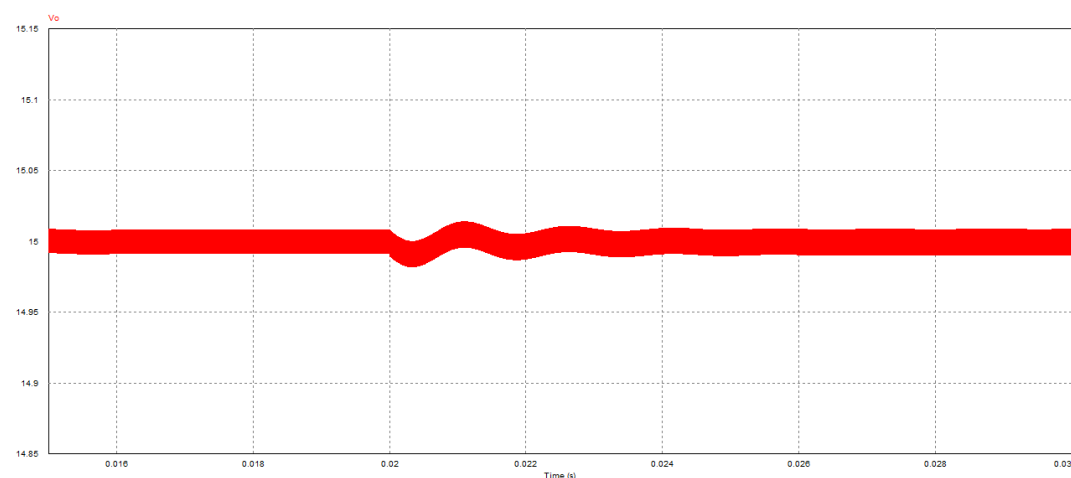


Figura 85

En esta simulación podemos ver que la salida aumenta el valor del rizado hasta que se estabiliza de nuevo y el valor medio de la tensión de salida se mantiene prácticamente igual.

El tiempo de estabilización se reduce hasta la mitad aproximadamente, y no llega a alcanzar un sobrepico apreciable ya que comienza a actuar el control antes de darle tiempo a aumentar demasiado, ya que en este caso recibe información de la corriente por el conmutador.

Al realizar la misma variación aumentando la carga que en el caso anterior:

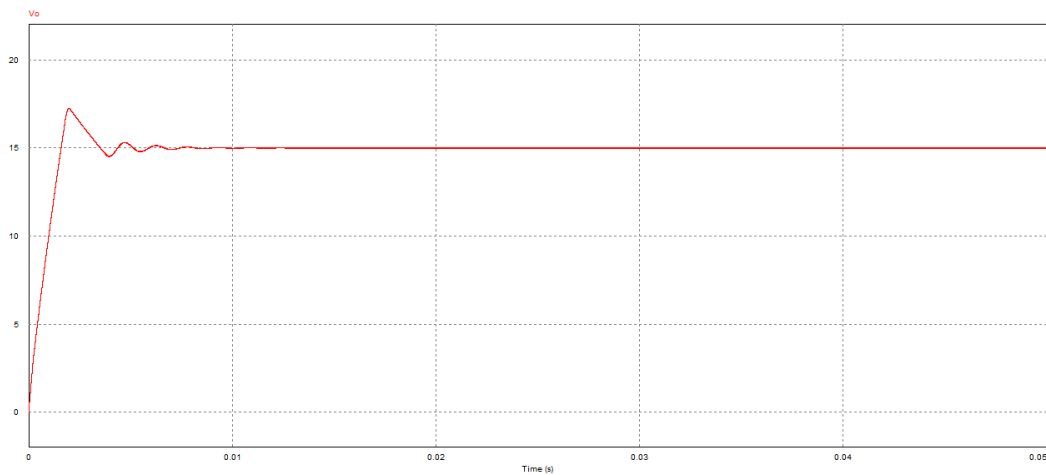


Figura 86

Observamos que la salida tarda un poco más de tiempo en estabilizarse, pero que finalmente llega a 15 V. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga, mientras que el valor del transitorio sí.

Si reducimos el valor de la tensión de referencia a aproximadamente la mitad (de 15V a 7V):

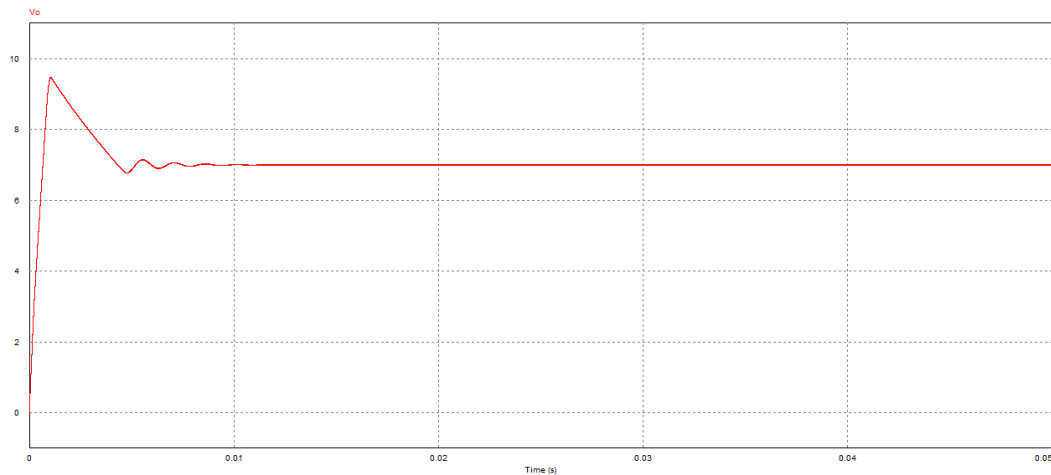


Figura 87

Se puede ver que la salida no responde de manera proporcional a la referencia.

Las diferencias respecto al circuito de control en modo tensión son: que es aproximadamente el doble de rápido que el controlado en modo tensión, y que no es tan regulable mediante la tensión de referencia.

Tras simular cuatro tipos de circuito forward vamos a analizar sus principales diferencias.

En tres de los cuatro circuitos hemos utilizado un compensador tipo III, salvo en segundo, convertidor forward en control modo corriente, modo conducción continua.

Como decíamos antes, gracias al doble polo del compensador tipo III se consigue mayor estabilizado incluso para márgenes de fase mayores, por eso le elegimos frente al resto.

Entre los dos circuitos en control en modo tensión observamos que la principal diferencia es que antes una variación en el valor de la resistencia a la salida el tiempo de estabilización del valor de la tensión también a la salida es mayor en este caso para el circuito en modo de conducción continua.

Como ya hemos ido viendo en las simulaciones, también podemos afirmar que entre los circuitos regulados en modo tensión y en modo corriente, estos últimos responden mucho más rápido ante variaciones en la carga y sobre todo antes variaciones en la señal de entrada.

Si comparamos ambos circuitos regulados en modo de corriente, observamos que el que tiene el compensador tipo II, ante una variación en la señal de entrada,

aumenta mucho más su rizado en la tensión de salida, siendo mucho menor ese rizado y más estable en el compensador tipo III.

## 5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

Debido al gran apogeo de las telecomunicaciones hay una gran tendencia al desarrollo de aparatos electrónicos portátiles pequeños y ligeros como sea posible. Los sistemas de alimentación, debido a esto, están obligados a ser cada vez de dimensiones menores al mismo tiempo que mejoran sus características.

La solución más inmediata es aumentar la frecuencia a la cual trabajan, ya que de esta gorma los elementos almacenadores de energía pueden ser menores, bobinas y condensadores. Esta medida si permite una reducción del tamaño y del peso, pero los usuarios siguen exigiendo reducciones aún mayores.

En los transformadores los elementos de mayor tamaño son los elementos pasivos, trabajando en la mejora de éstos, conseguimos el fin buscado, reducir el tamaño del convertidor.

Hasta el día de hoy se ha trabajado en la integración de bobinas, aunque la mayoría de ello se centra en aplicaciones de baja potencia.

Los diseñadores de sistemas se propusieron reducir el tamaño de los elementos magnéticos de los dispositivos, utilizando núcleos cada vez más planos. En estos elementos de "núcleos planos" los devanados se forman con las propias pistas de la placa de circuito impreso.

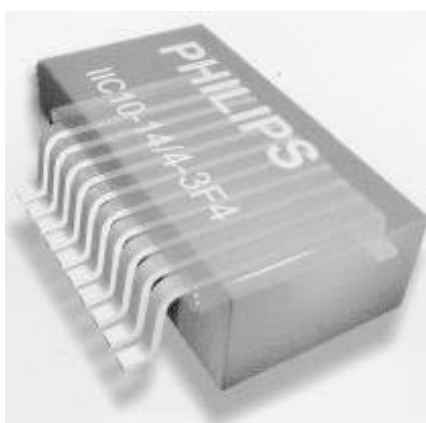


Figura 88. IIC de Philips.

Philips ha facilitado las cosas lanzando al mercado una estructura magnética plana (IIC) parecida a un circuito integrado, que permite obtener el componente magnético deseado uniendo adecuadamente los terminales de la misma. Se trata



de una estructura magnética que se comporta como un toroide y en la cual ya se ha incluido parte de cada una de las espiras que se puedan necesitar. Cerrando apropiadamente estas espiras, se habrá definido el componente magnético. La Figura muestra el aspecto de este componente, que no deja de ser una estructura plana como las descritas anteriormente en la que el fabricante trata de facilitar el trabajo.

Uno de los principales inconvenientes de esta estructura con componentes magnéticos planos, es que si bien reduce notablemente la altura, necesitan bastante espacio para colocar los arrollamientos que constituyen los devanados. Esto o bien supone una pérdida de espacio de la placa de circuito impreso, o bien es mucho más caro porque obliga a utilizar circuitos de varias capas.

Por lo visto hasta aquí, todo parece apuntar a la necesidad de llevar a cabo una integración de los elementos magnéticos en la propia estructura del convertidor, consiguiendo así una notable reducción de su tamaño.

Los principales avances de los que disponemos sólo nos permiten generar bobinas de muy bajo valor o que manejan muy poca corriente (o ambas cosas). En el anexo encontramos un pequeño resumen de ellos junto con sus principales características.

Haciendo balance de lo trabajado a lo largo del proyecto, puedo reafirmar la gran utilidad y fascinación que me causan este tipo de circuitos electrónicos, principalmente por su gran utilidad y por el número de aplicaciones que tienen.

Este proyecto nos sirve como herramienta tanto para un análisis teórico de distintos tipos de control en los convertidores, como para facilitar un futuro diseño de uno de ellos a través de distintas herramientas.

Hemos podido profundizar en los distintos sistemas de control de los convertidores forward y flyback y conocer sus diferencias y analizar hasta qué punto puede llegar su complejidad y todo lo que el control de la salida nos aporta en aplicaciones reales.

De hecho quizás hubiera sido interesante poder simular uno de estos convertidores dentro de una aplicación más real, como pudiera ser un aerogenerador, para poder apreciar mejor cuáles son las ventajas que nos da el poder controlar estos convertidores, o profundizar en otros tipos de control más complejos.

Otra línea de trabajo que se pudiera continuar, es analizar distintos programas de simulación y de diseño y comparar las facilidades y los servicios que estos puedan ofrecernos.

Como líneas de futuro nos quedamos, como idea principal, que se está procurando trabajar en disminuir los tamaños de los convertidores, con mejores materiales y mejores rendimientos, centrándose sobre todo en los elementos pasivos, ya que es lo que requiere el mercado.



## 6. BIBLIOGRAFIA

HERRAMIENTA PARA EL DISEÑO DE CONVERTIDORES CC-CC: FORWARD Y FLYBACK, Javier López Gómez

SINGLE CONTROL LOOP DESIGN, SmartCtrl Tutorials

SIMULACIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS CON AISLAMIENTO, David Serna y Mario Fernández

FUNDAMENTOS DE ELECTRONICA, ITT (SE) Universidad de Valencia

SMARTCTRL TUTORIAL, PSIM

ELEMENTOS MAGNÉTICOS INTEGRADOS PARA APLICACIÓN EN CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE ALTA DENSIDAD DE POTENCIA, Miguel Ángel José Prieto

PRACTICAL FEEDBACK LOOP DESIGN CONSIDERATIONS FOR SWITCHED MODE POWER SUPPLIES, Hangseok Choi, Ph. D

ELECTRÓNICA DE POTENCIA, Ph.D., Fellow IEE, Muhammad H. Rashid

ELECTRÓNICA, Mº Jesús Martín Martínez – Universidad de Salamanca

ELECTRÓNICA DE POTENCIA, Ana Pozo Ruz y Noemí Jiménez Redondo.

WIKIPEDIA.ORG – Fuentes conmutadas

MONOGRAFIAS.COM – Electrónica potencia II

ECURED.CU – Electrónica de potencia



## ANEXO

### ESTRUCTURAS ACTUALES TRASFORMADORES

En esta sección del anexo hacemos un pequeño análisis de las estructuras más actuales y en estudio del bobinado de los transformadores para reducir el tamaño de los convertidores.

#### 6.1. Dispositivos magnéticos estructura tela.

Estos dispositivos están devanados en forma de malla, se entrelazan fibras de material magnético con fibras de conductor, así se consigue disminuir el tamaño de estos elementos. Esta estructura es llamada también estructura tela.

El núcleo magnético está formado por fibras de hilo amorfo y el conductor por hilo de cobre con un recubrimiento exterior.

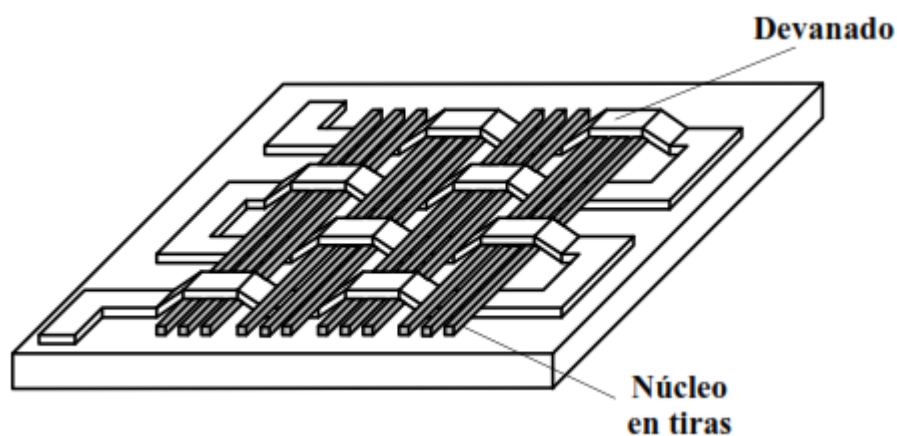


Figura 89. Bobina tipo tela

Estas estructuras estudian detalladamente la dependencia de la inductancia y la resistencia serie de la bobina con la disposición de las fibras, los análisis dejan ver que es posible obtener valores de varios cientos de  $\mu\text{H}$  con resistencias serie de aproximadamente  $200,500\text{mW}$  hasta frecuencias de varios cientos de kHz.

Uno de los principales problemas que presentan las estructuras de tipo tela es su bajo factor de calidad (Q). Por ello se ha intentado analizar cómo se podría mejorar dicho factor, llegando a la conclusión de que, además de elegir

adecuadamente el diámetro del hilo conductor para disminuir la resistencia serie de la bobina, también se puede mejorar el factor de calidad aumentando la resistividad de los hilos amorfos que constituyen el núcleo magnético (de este modo las corrientes inducidas en ellos serán menores). Para ello, lo más inmediato sería usar hilos amorfos de menores diámetros pero la permeabilidad de estos hilos amorfos también tiene una cierta influencia, observándose que el máximo factor de calidad se alcanzaría para  $\mu_r \gg 100$ .

En general se puede decir que, en las estructuras tipo *tela* el objetivo siempre es reducir el tamaño, aumentar la frecuencia de resonancia lo más posible y mejorar el factor de calidad. En transformadores, además, se intentará mejorar el acoplamiento y la capacidad de manejar corriente. Para conseguir esto, se usan núcleos de hilos amorfos ultra finos y devanados formados por varios hilos de cobre con diámetros menores que la profundidad de penetración que marca el efecto piel. Aun así, las aplicaciones de este tipo de estructuras siempre se refieren al rango de los MHz para poder obtener factores de calidad aceptables.

## 6.2. Bobinas planas sobre sustratos magnéticos.

Debido a la necesidad de reducir el tamaño de los elementos magnéticos se realizaron una gran cantidad de estudios. Unas de las primeras soluciones fue la de situar los devanados sobre una capa de sustrato.

Waseen A. Roshen realizó un estudio de este modelo de estructuras y determinó que si el sustrato utilizado era de un material magnético y la permeabilidad de este es alta, el espesor apenas influye en el valor final de la bobina. Sin embargo ante valores bajos de permeabilidad, el espesor si influye u cuanto más gruesa la capa de sustrato mayor valor de la inductancia.

De momento se trabajan con dos tipos de estructuras para disponer los devanados, estructura tipo espiral y estructura tipo meandro.

En las estructuras tipo meandro sea comprobado también que la inductancia será menor cuanto más próximas se sitúen entre si las pistas del devanado. Se debe a que las bobinas presentan inductancia mutua negativa, y el acoplamiento de las pistas genera una reducción de la inductancia total. En la estructura en espiral sucede lo contrario, cuanto más próximas más ventajoso.

### 6.3. Estructuras tipo *sándwich*

Para facilitar el camino al campo magnético en las estructuras planas se decidió añadir una nueva capa de material magnético sobre los devanados. De esta forma, el campo magnético encuentra un camino de baja reluctancia tanto debajo como encima de los conductores, reduciendo de forma notable el trayecto realizado a través del aire. De este modo se contribuye a la obtención de una mayor inductancia.

También fue Waseem A. Roshen quién desarrolló un análisis de bobinas planas tipo *sándwich* utilizando la teoría de las imágenes. Una de las cosas que determinó, a modo de ejemplo, fue, que en este tipo de estructuras, la inductancia depende de la suma de las distancias del devanado a ambas láminas de material magnético, independientemente de la posición que ocupe el devanado entre dichas láminas; es decir, que no tiene ninguna influencia sobre el valor de la inductancia el hecho de que el devanado esté perfectamente centrado entre las dos capas magnéticas o no lo esté.

Además de este trabajo, se han publicado otros en los que se estudia el comportamiento de estructuras integradas tipo *sándwich*. Por ejemplo, se analizó este tipo de dispositivos empleando estructuras con doble capa magnética tanto encima como debajo del devanado, el cual presentaba geometría de doble espiral rectangular.

Se observó que las ondulaciones presentes en las capas magnéticas superiores al asentarse sobre el devanado, influyen en el valor de la inductancia obtenida. A medida que aumenta esta ondulación, la inductancia disminuirá.

### 6.4. Estructuras planas con núcleo cerrado.

Como ya hemos visto, el hecho de colocar una nueva capa magnética sobre el devanado favorece a la obtención de una mayor inductancia, el siguiente podría ser diseñar estructuras planas en las que el camino magnético quedase claramente definido utilizando núcleos cerrados.

Numerosos trabajos son los que han definido elementos magnéticos sobre estructuras más o menos toroidales, tanto bobinas como transformadores.



Comparamos el comportamiento de bobinas planas que utilizan núcleos abiertos con el de las bobinas que usan núcleos cerrados, la inductancia de las primeras se determina mediante las siguientes expresiones:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot t_m \cdot w \cdot N^2}{l_m \cdot [l \cdot N_d \cdot (m - 1)]}$$

$$\text{con } N_d = \frac{\ln(\cdot k) - 1}{k^2}$$

$$k = \frac{l_m}{2} \cdot \sqrt{\frac{\rho}{w \cdot t_m}}$$

Mientras que las bobinas con núcleo cerrado hacen uso de las ecuaciones clásicas:

$$L_{cdo} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot t_m \cdot w_m \cdot N^2}{2 \cdot l_m}$$

De donde se concluye que, mientras se verifique, será preferible utilizar núcleos abiertos, ya que de este modo se aprovechará mejor el material magnético.

Otra conclusión de este análisis es que a bajas frecuencias (cientos de kHz) los núcleos cerrados sí proporcionan más inductancia pero, por encima de los 2MHz, no hay apenas diferencia. Además, la frecuencia de resonancia es mayor cuando se usan núcleos abiertos, lo cual permite usar estas bobinas a frecuencias de trabajo más elevadas.

## 6.5. Estructuras especiales

Aparte de las estructuras comentadas hasta aquí, algunos trabajos apuestan por otros diseños que, si bien siempre tienen alguna similitud con los ya vistos (no dejan de ser componentes magnéticos integrados), presentan alguna característica que los diferencia de los anteriores.

En un nuevo trabajo desarrollado conjuntamente por la Universidad de Tohoku, los Laboratorios de Dispositivos Magnéticos Amorfos de Sendai y el Instituto de Tecnología de Hachinoche se propone una estructura en la que el devanado permanece en un plano, siendo el núcleo el que se entrelaza a su alrededor. De este modo se evita tener que usar vías para conectar los distintos niveles del

conductor, lo cual supone una ventaja, ya que las vías aumentan considerablemente la resistencia serie del devanado. La Figura representa el esquema de la bobina propuesta. En esta figura no se muestra la capa de aislante que se incluye entre núcleo y devanado.

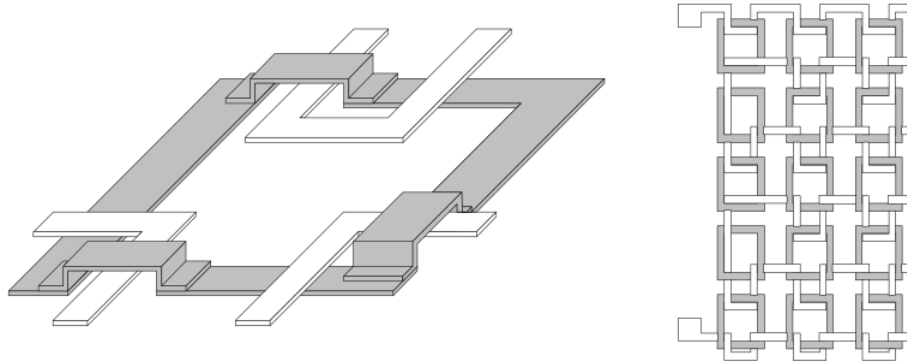


Figura 90

La respuesta en frecuencia de este tipo de bobinas se determinó experimentalmente, viéndose que la inductancia aumenta a medida que se incrementa el espesor  $t$  del núcleo. También se observa que los factores de calidad que se obtienen son bastante bajos, obligando a trabajar a frecuencias de varios cientos de MHz para poder tener un valor de  $Q$  aceptable.

En el mismo trabajo, se propuso una disposición de los devanados que reduce su longitud, por lo que la resistencia serie de la bobina debería mejorar. En la nueva estructura, mostrada en la Figura 2.35, se unen parte de los núcleos magnéticos. El resultado es que, a pesar de que la resistencia serie es reducida, los valores de inductancia también disminuyen, con lo que el factor de calidad sólo se incrementa ligeramente. Los mencionados resultados se presentan en la figura.

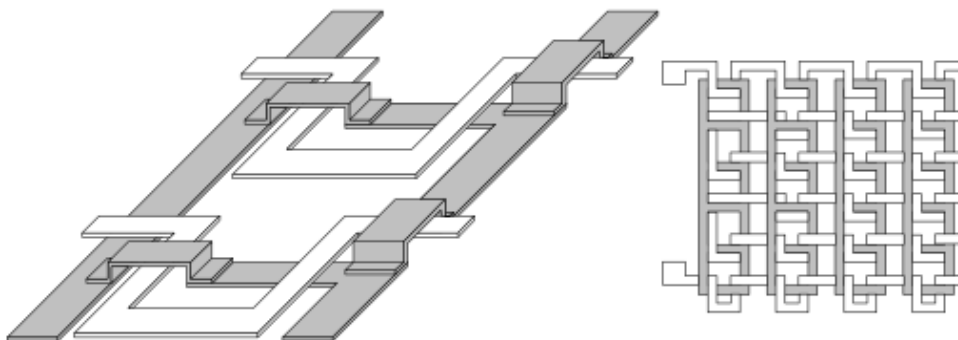


Figura 91

Otra estructura que utiliza la idea de devanados situados en un único plano para evitar la utilización de vías es la propuesta por el Instituto de Tecnología de

Georgia (Atlanta, EE.UU.), donde vuelve a ser el núcleo el que se enrolla sobre el conductor, que esta vez es de tipo meandro.

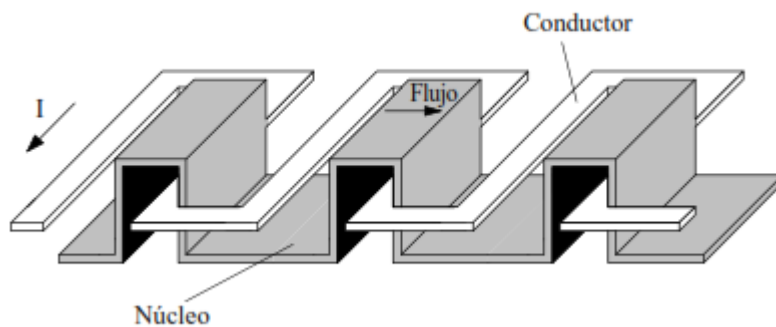


Figura 92

Este tipo de bobinas presenta como principales características una baja resistencia del conductor (debido a que su longitud se reduce y a que se elimina la presencia de vías en el mismo) y bajo flujo de dispersión (gracias a la proximidad de núcleo y conductor). Como contrapartida está el hecho de que el núcleo es más largo en este tipo de estructuras, lo cual se traduce en una mayor reluctancia y, por tanto, menor inductancia. Para una bobina de  $4.1\text{mm}^2$  con 30 vueltas de conductor tipo meandro alrededor de un núcleo cerrado como el descrito, se obtuvo una inductancia de unos  $200\text{nH}$  ( $\mu = 500$ ) hasta los  $10\text{MHz}$ , siendo su resistencia en continua de  $5,6\Omega$ .

Por otra parte, se demuestra que el comportamiento de este tipo de bobinas es muy similar al de solenoides o al de bobinas toroidales convencionales. De hecho, la caracterización de este tipo de bobinas se lleva a cabo mediante la ecuación clásica.

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e \cdot N^2}{l_e}$$

La bobina integrada de tipo meandro-toroidal puede implementarse en un chip o como parte de interconexiones de un módulo multichip, lo cual la convierte en un elemento que puede jugar un papel importante como componente inductivo en circuitos integrados magnéticos como filtros, sensores, convertidores cc/cc y micro actuadores magnéticos. Otros trabajos se ocupan de desarrollar chips inductivos compatibles con los procesos de tecnología de montaje superficial.

Este tipo de componentes presenta el devanado completamente embebido en material magnético (dieléctrico), como se recoge en la figura.

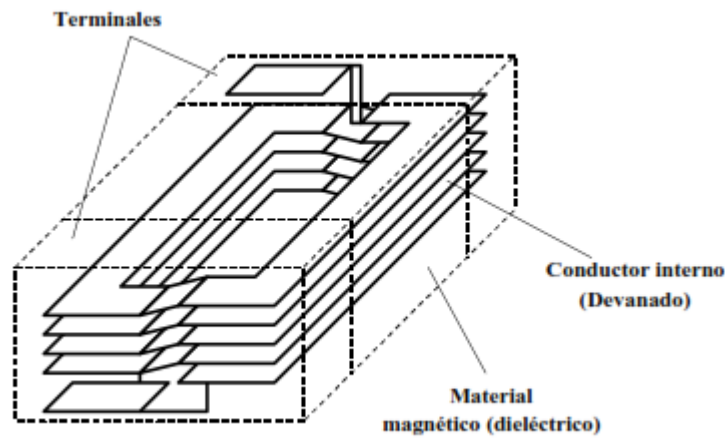


Figura 93

Como la mayoría de las soluciones presentadas hasta aquí, estos componentes están pensados para aplicaciones de telecomunicación en radiofrecuencia, siendo el principal aspecto de diseño el conseguir una elevada frecuencia de resonancia de modo que no se interfiera con las frecuencias de trabajo. Como viene siendo habitual, la resistencia serie de estos dispositivos es de varios cientos de mW, lo cual les hace inadecuados para ser utilizados en convertidores de potencia.

Un trabajo previo llevado a cabo en la Universidad de Oviedo en colaboración con Philips y Alcatel tuvo como resultado la obtención de bobinas y transformadores parcialmente integrados para ser incluidos en convertidores de potencia. La idea es integrar los conductores sobre un substrato de ferrita de NiZn empleando tecnología de capa gruesa y añadir posteriormente una tapa de ferrita para cerrar el camino magnético. De este modo se pueden aprovechar los procedimientos conocidos para desarrollar circuitos híbridos usando tecnología de capa gruesa, integrando simultáneamente los elementos magnéticos que sean necesarios.