



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CARGADOR DE BATERÍA PARA DISPOSITIVOS ALIMENTADOS POR USB

TRABAJO FINAL DE GRADO
ETSID
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

AUTOR: Cristina Valiente Espí
TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar
ESPECIALIDAD: Electrónica Industrial y Automática

FECHA: 14/12/2017

ÍNDICE

1 Objeto del proyecto 4

 1.1 Especificaciones del sistema..... 5

 1.2 Otras aplicaciones 5

2 Estudio de necesidades, comparativa entre convertidos DC/DC sin aislamiento y con aislamiento, comparativa entre modo de conducción continua y discontinua..... 6

 2.1 Estudio de necesidades 6

 2.2 Convertidor DC/DC sin aislamiento frente al convertidor DC/DC con aislamiento 6

 1.1. Convertidores DC/DC con aislamiento: 7

 2.2.1 Convertidor DC/DC conmutado..... 8

 2.3 Modo de conducción discontinua frente a modo de conducción continúa..... 9

3 Diseño de la etapa de potencia 10

 3.1 Estudio de diferentes configuraciones y justificación de la solución adoptada 10

 3.1.1 Estudio de diferentes configuraciones..... 10

 3.1.2 Justificación de la solución adoptada 17

 3.2 Estudio detallado de la solución adoptada y validación del análisis de la fuente conmutada elegida 18

 3.3 Estudio de los componentes de la fuente conmutada 26

 3.3.1 Transformador 26

 3.3.2 Condensadores 27

 3.3.3 Interruptor electrónico de potencia 29

 3.3.4 Diodo de potencia 32

 3.4 Elección de los valores comerciales de los semiconductores de la etapa de potencia..... 33

4 Diseño de la etapa de control modo tensión..... 34

 4.1.1 Linealización de la etapa de potencia 36

 4.1.2 Modelo en pequeña señal 37

 4.1.3 Diseño del lazo de control 38

 4.1.4 Materialización con amplificador operacional 42

5 Simulación..... 43

 5.1 Simulación transitoria del convertidor Buck-Boost en un modelo PWM con lazo cerrado, con modulador y con el compensador materializado con amplificadores operacionales..... 43

6 Problemas durante la realización del proyecto 44

7 PRESUPUESTO 45

8	Conclusiones	46
9	Listado de ilustraciones.....	47
10	Listado de Tablas.....	49
11	Nomenclatura	50
12	Bibliografía.....	52

1 Objeto del proyecto

El objetivo de este trabajo final de grado es diseñar y simular un cargador de batería para dispositivos con salida USB. El diseño se ha realizado con la ayuda del programa matemático Mathcad y la simulación con el programa Orcad Cis Capture.

Hoy en día cualquier dispositivo de carga de batería o fuente de alimentación están formados por convertidores DC/DC. En este proyecto se ha estudiado el convertidor Flyback, cuyas características se expondrán en los apartados posteriores.

Este convertidor es apropiado para esta aplicación ya que a diferencia del resto de convertidores no tiene ni una bobina ni un transformador, sino que tiene dos bobinas acopladas entre ellas, lo que es muy útil para la aplicación de este proyecto ya que estamos trabajando a media potencia, potencia de red.

Uno de los requisitos de esta fuente conmutada es la variabilidad de la entrada respecto al país en el que nos encontremos. Su entrada es de rango universal varía entre 85 y 265V_{rms.}, con una frecuencia de red de 50Hz. Con respecto a la salida de este cargador de batería, es una salida USB con lo cual la tensión de salida y la corriente son de 5V y 2.4A respectivamente.

El primer paso ha sido analizar y estudiar esta fuente. Para ello se hizo el análisis basándonos en la conmutación del semiconductor de ON a OFF. Después de lograr sintetizar las fórmulas, se consulto con un libro muy importante en la electrónica de potencia este el libro de Basso, mencionado en la bibliografía. Se extrajeron los datos y se pusieron los mismos en el modelo conseguido y se compararon las formas de onda, luego se explicara con más destalle. Una vez se consiguió validar el modelo y comprobar que todo funcionaba como es debido, se procedió a establecer las especificaciones. El siguiente paso fue calcular todos los componentes con la ayuda del programa matemático Matchad.

Una de las partes principales de este proyecto ha sido el diseño del control, en este caso se ha realizado mediante control en modo tensión. El control es necesario en este dispositivo, ya que es importante mantener un valor estable a la salida. Este tipo de control no requiere muchos componentes y es sencillo de realizar. Para la realización de este control es necesario establecer algunos modelos previamente. En este proyecto se ha utilizado un modelo en pequeña señal y un modelo que linealice el sistema, se ha utilizado el modelo PWM. Las siglas PWM (“Pulse Width Modulation”) significan modulación por ancho de pulso, que es la técnica más utilizada. Luego se ha calculado el compensador adecuado y se ha comprobado en el programa Mathcad que cumplía las especificaciones de diseño preestablecidas.

Finalmente mediante el programa Orcad Cis Capture se realizaron simulaciones tanto en frecuencia, para ver las ganancias, como simulaciones transitorias para ver la respuesta del sistema en el tiempo.

1.1 Especificaciones del sistema

El sistema es un cargador de batería para dispositivos USB, con un rango de entrada universal:

- Entrada universal:
 - Mínima tensión de línea $\rightarrow V_{\text{rms,mín}} = 85 \text{ V}$
 - Máxima tensión de línea $\rightarrow V_{\text{rms,máx}} = 265 \text{ V}$
- Frecuencia de línea $\rightarrow f_n = 50 \text{ Hz}$
- Tensión de salida $\rightarrow V_o = 5 \text{ V}$ (Salida USB)
- Corriente de salida $\rightarrow I_o = 2.4 \text{ A}$
- Potencia de salida $\rightarrow P_o = 12 \text{ W}$
- Rizado de $V_o \rightarrow 5\%$ de V_o
- Eficiencia estimada $\rightarrow E_{\text{ff}} = 70\%$
- Potencia de entrada $\rightarrow P_{\text{in}} = P_o/E_{\text{ff}} = 15 \text{ W}$
- Factor de ocupación de carga \rightarrow Para salida simple $\rightarrow K_L = 1$
- Frecuencia de conmutación $\rightarrow f_s = 66 \text{ kHz}$

1.2 Otras aplicaciones

En este proyecto se ha estudiado el convertidor Flyback para dispositivos con salida USB, sin embargo una de las grandes ventajas de este convertidor es que puede tener múltiples salidas para la alimentación de distintos dispositivos.

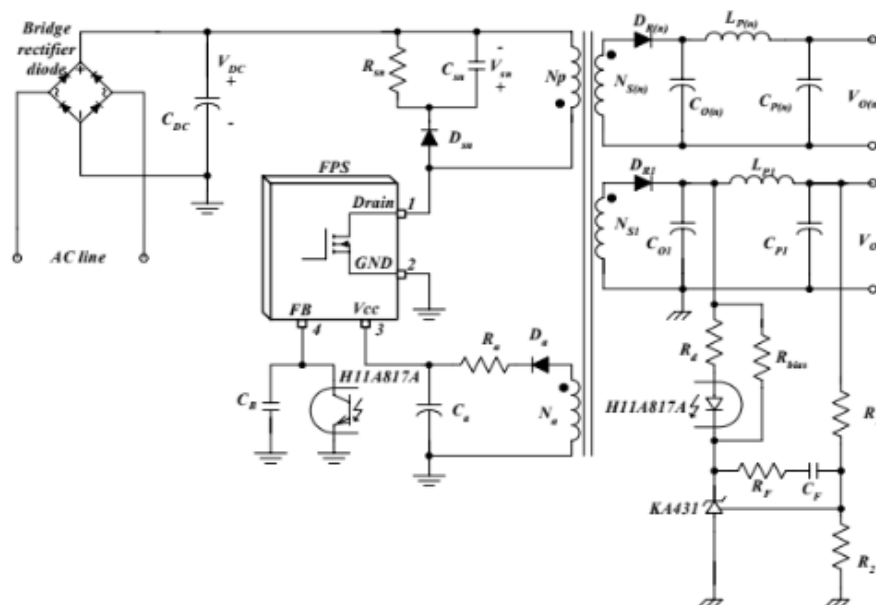


Ilustración 1. Esquema de un convertidor Flyback con múltiples salidas (Fairchild Semiconductor)

El convertidor Flyback tiene más aplicaciones, que la de funcionar como cargador de batería de distintos dispositivos o fuente de alimentación de un PC, como por ejemplo entre otras la generación de grandes tensiones para tubos de rayos catódicos en televisiones y monitores. O también en sistemas de ignición de motores de combustión interna.

En cuanto a la generación de grandes tensiones para tubos de rayos catódicos, esta tecnología consistía en la visualización de imágenes mediante un haz de rayos catódicos constante dirigido contra una pantalla de vidrio recubierta de fósforo y plomo. Se emplea principalmente en monitores, televisores y osciloscopio, aunque en la actualidad se está sustituyendo por tecnologías como plasma, LCD, LED.

2 Estudio de necesidades, comparativa entre convertidos DC/DC sin aislamiento y con aislamiento, comparativa entre modo de conducción continua y discontinua

2.1 Estudio de necesidades

Los convertidores electrónicos de potencias han ido adquiriendo importancia en los últimos años. Esto es debido a una necesidad de conseguir grandes densidades de potencia y altos rendimientos en fuentes de alimentación. Estas fuentes de alimentación conmutadas, también conocidas como SMPS (switch mode power supply) son esenciales en nuestra vida, y por lo tanto en nuestro trabajo como técnicos.

Hay una gran cantidad de equipos que utilizan electrónica de potencia, como los variadores de frecuencia que regulan la velocidad de los motores, las máquinas de soldadura, o los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI). Una de las topologías más conocida para fuentes de alimentación aisladas es la topología flyback ya que puede suministrar múltiples salidas aisladas con un único transistor y una limitada cantidad de componentes externos. Algunos de los ejemplos más comunes de esta topología son los cargadores de baterías de teléfonos móviles o fuentes de alimentación de PC.

2.2 Convertidor DC/DC sin aislamiento frente al convertidor DC/DC con aislamiento

Un convertidor DC/DC es un dispositivo que a partir de una fuente de tensión o corriente no regulada proporciona una tensión o corriente continua regulada. Suelen ser reguladores de conmutación. La técnica más utilizada para ello es la PWM (Pulse Width Modulation), la modulación en ancho de pulso, por variación del ciclo de trabajo de los interruptores de potencia, la tensión o corriente de salida de las fuentes conmutadas. Se tiende a utilizar frecuencias de conmutación cada vez más elevadas porque permiten reducir el tamaño de los componentes magnéticos y la capacidad de los condensadores, con el consiguiente beneficio de volumen, peso y precio. Sus principales características son:

- Emplean un transformador para aislar galvánicamente la entrada y la salida.
- El transformador permite elevar o reducir el nivel de tensión.
- Posibilidad de obtener múltiples salidas aisladas.

Cabe distinguir las diferencias en convertidores DC/DC sin aislamiento de los aislados:

- Convertidores DC/DC sin aislamiento:

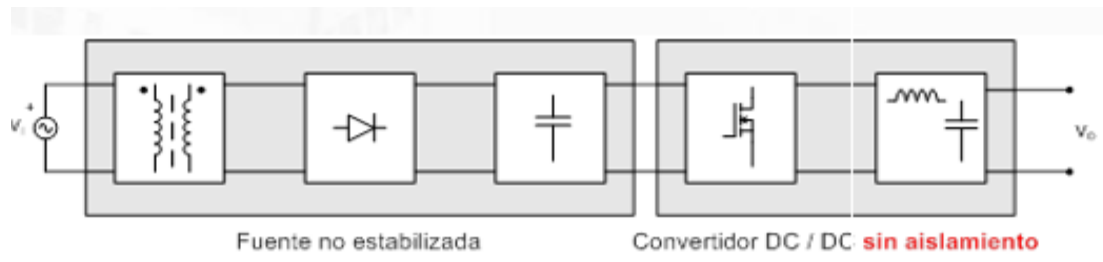


Ilustración 2. Diagramas de bloques de un convertidor DC/DC sin aislamiento

Tienen dos limitaciones importantes. La primera es que el transformador trabaja a baja frecuencia (frecuencia de red), por lo tanto requiere un transformador más grande. La segunda es que por la falta de aislamiento eléctrico, el circuito de utilización debe estar encapsulado para evitar el contacto directo con las personas.

1.1. Convertidores DC/DC con aislamiento:

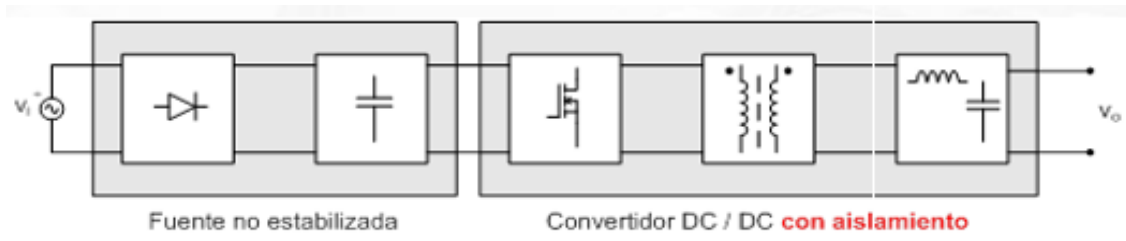


Ilustración 3. Diagramas de bloques de un convertidor DC/DC con aislamiento

Sus ventajas principales respecto al convertidor sin aislamiento son las siguientes: el transformador trabaja a más altas frecuencias, cada vez más elevadas para disminuir tanto el tamaño del condensador de entrada como el del transformador. Otra de las ventajas del convertidor aislado es que protege a los usuarios de corrientes y voltajes potencialmente peligrosos, sin necesidad de encapsularlo. Este convertidor también proporciona mejor rendimiento.

Una posible clasificación es por el modo de trabajo, los hay que disminuyen la tensión a su salida (convertidor reductor), otros que aumentan la tensión a su salida (convertidor elevador) y otros que son capaces de realizar ambas funciones. Algunos de ellos aislados y otros no. Posteriormente se entrará en detalle en cada uno de estos convertidores.

- Reductores:
 - Convertidor Buck
- Elevadores:
 - Convertidor Boost
- Reductores-Elevadores
 - Convertidor Buck-Boost
 - Convertidor Flyback
 - Convertidor Cuk

Otra de sus posibles clasificaciones, para los conversores que tienen transformador, es según la magnetización del transformador. Teniendo en cuenta la variación del punto de trabajo en la curva de magnetización (ciclo B-H) del transformador:

- Convertidores asimétricos:
El transformador trabaja en el primer cuadrante.
Configuraciones:
 - FLYBACK
 - FORWARD
- Convertidores simétricos:
El transformador trabaja entre el primer y el tercer cuadrante.
Configuraciones:
 - PUSH-PULL
 - PUENTE COMPLETO
 - SEMIPUENTE

Esto proporciona un mejor aprovechamiento del transformador por lo tanto un menor tamaño y peso.

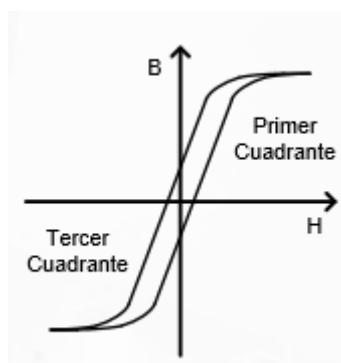


Ilustración 4. Curva de magnetización del transformador

2.2.1 Convertidor DC/DC conmutado

Como se había comentado antes los convertidores DC/DC también pueden tener un circuito de control la técnica más utilizada es la PWM (Pulse Width Modulation), la modulación en ancho de pulso, por variación del ciclo de trabajo de los interruptores de potencia. Sus principales características son:

- Frecuencia de conmutación alta
- Rendimiento alto
- Transformador pequeño
- Emisión de interferencia electromagnéticas (EMI)

Su principio de funcionamiento se explica en el siguiente esquema:

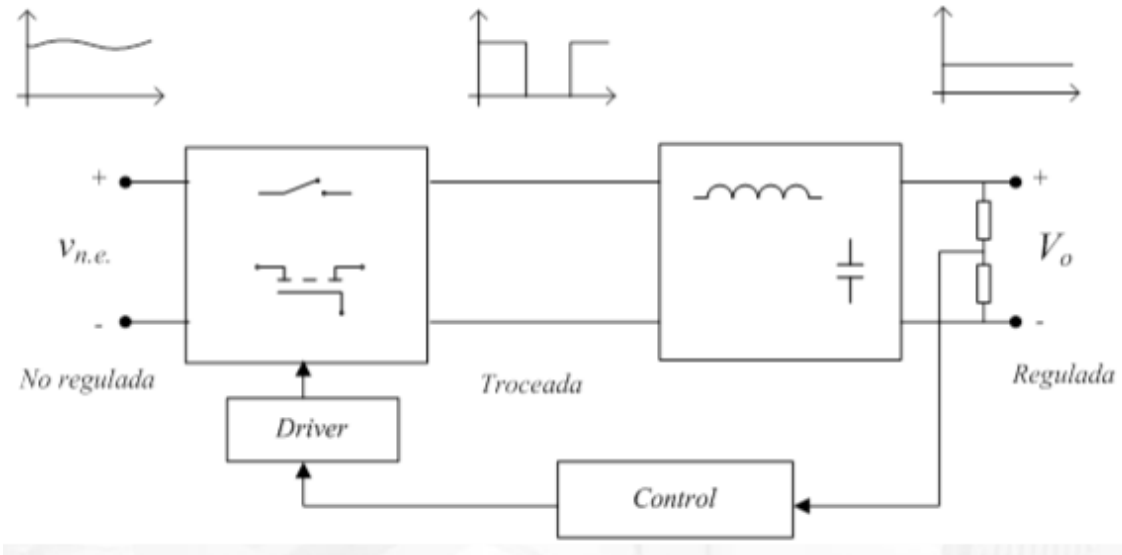


Ilustración 5. Diagrama de bloques de un Convertidor DC/DC conmutado

La señal PWM es la que se introduce al interruptor de potencia y así es como controlamos la etapa de potencia, este punto se verá más al detalle en los siguientes apartados

2.3 Modo de conducción discontinua frente a modo de conducción continua

Los convertidores DC/DC tienen dos modos de funcionamiento claramente distinguidos, modo conducción continua (CCM) y el modo de conducción discontinua (DCM). La diferencia entre estos se puede observar en la corriente que circula por la bobina de estos convertidores. En modo CCM la corriente de la bobina nunca llega a anularse a diferencia del modo DCM que en algunos determinados intervalos sí que es nula, cuando el transformador se desmagnetiza por completo. Esto se puede observar en el siguiente ejemplo (Fairchild, A Fresh Approach to Switching Regulator Topologies and Implementations):

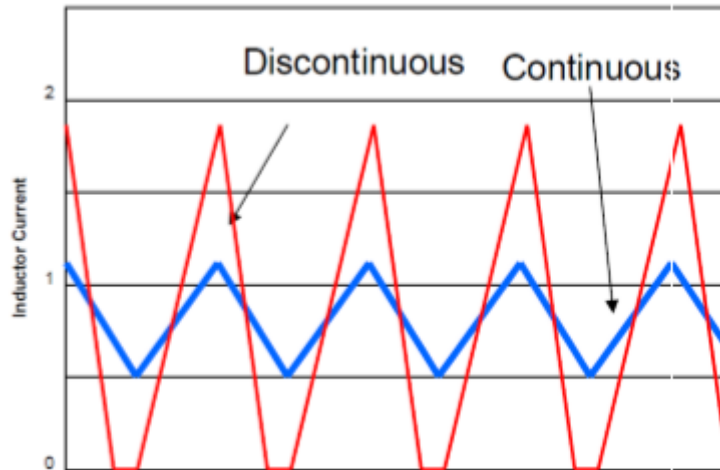


Ilustración 6. Formas de onda de la corriente por la bobina

A continuación se propone una tabla comparativa entre ambos modos:

Características	Conducción continua, CCM	Conducción discontinua DCM
Tensión de salida	Independiente de la carga	Dependiente de la carga
Semiconductores	$V_{SW,m}$, $I_{SW,m}$: bajos	$V_{SW,m}$, $I_{SW,m}$: altos
Pérdidas	Por conducción: pequeñas	Por conducción: grandes
	Por conmutación a ON: grandes	Por conmutación a ON: pequeñas
	Por conmutación a OFF: pequeñas	Por conmutación a OFF: grandes
Dinámica	Sistema de 2º orden	Sistema de 1º orden
Picos de corriente	Menos elevados	Más elevados
Tamaño transformador	Requiere uno de mayor tamaño	Requiere uno de menor tamaño

Tabla 1. Diferencias en CCM y DCM

3 Diseño de la etapa de potencia

3.1 Estudio de diferentes configuraciones y justificación de la solución adoptada

3.1.1 Estudio de diferentes configuraciones

En este apartado vamos a estudiar algunas configuraciones de las distintas fuentes conmutadas.

- **Convertidor Buck:** Es un convertidor de potencia no aislado que obtiene a su salida un voltaje continuo menor que a su entrada, es decir, reductor. El funcionamiento del de este convertidor es sencillo, consta de un inductor controlado por dos dispositivos semiconductores los cuales alternan la conexión del inductor bien a la fuente de alimentación o bien a la carga.

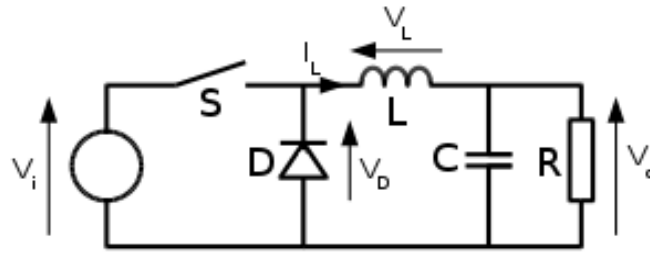


Ilustración 7. Esquema básico Buck

Pequeño análisis del convertidor Buck, condiciones:

- Conducción continua
- $C \rightarrow \infty$
- Semiconductores ideales

Topología ON

En este intervalo interruptor está cerrado, el diodo queda polarizado en inversa, por lo que la corriente en la bobina aumenta.

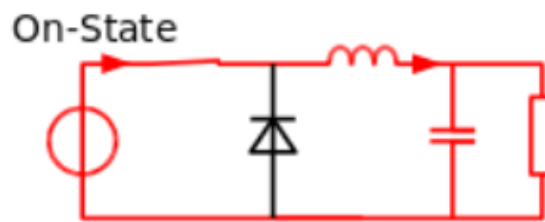


Ilustración 8. Topología ON en convertidor Buck

Funcionamiento en el intervalo ($0 \leq t \leq DT$), siendo D el ciclo de trabajo el cual nos marcará los intervalos:

- Q: ON \rightarrow Interruptor de potencia cerrado.
- $i_L = i_i \rightarrow$ Corriente de entrada igual a la corriente de la bobina.
- $v_L = V_i - V_o \rightarrow$ La tensión en la bobina es la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida.
- $v_L = L \frac{di}{dt} = V_i - V_o \rightarrow i_L = I_{Lmin} + \frac{V_i - V_o}{L} t$

Topología OFF

En este intervalo interruptor está abierto, por lo tanto el diodo queda polarizado y proporciona corriente a la bobina.

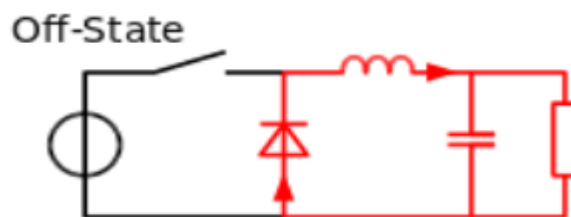
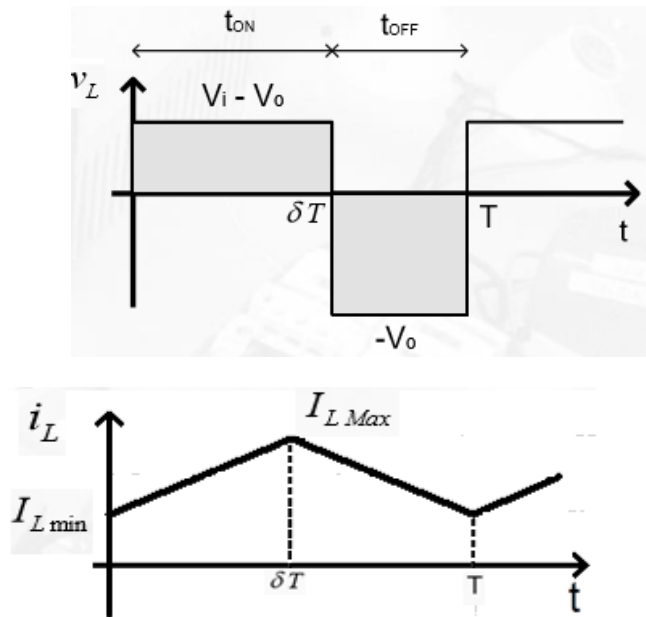


Ilustración 9. Topología OFF en convertidor Buck

Funcionamiento en el intervalo ($DT \leq t \leq T$), siendo D el ciclo de trabajo:

- Q: OFF \rightarrow Interruptor de potencia abierto.
- $i_L = i_D \rightarrow$ Corriente del diodo igual a la corriente de la bobina.
- $v_L = -V_o \rightarrow$ La tensión en la bobina es la inversa de la tensión de salida.
- $v_L = L \frac{di}{dt} = -V_o \rightarrow i_L = I_{Lmax} - \frac{V_o}{L}(t - DT)$

Formas de onda de la tensión en la bobina v_L y la corriente por la bobina i_L



- **Convertidor Boost:** Es un convertidor DC a DC que obtiene a su salida una tensión continua mayor que a su entrada, es decir es de tipo elevador. Es una configuración de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores (diodo y transistor), y al menos un elemento para almacenar energía (condensador, bobina o combinación de ambos).

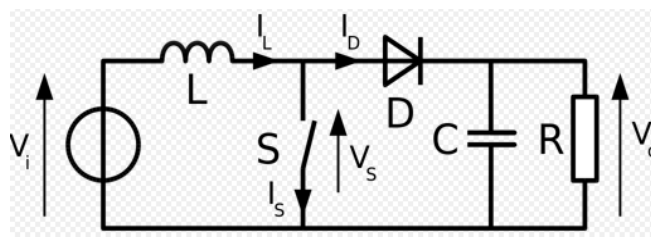


Ilustración 10. Esquema básico de un convertidor Boost

Pequeño análisis del convertidor Boost, condiciones:

- Conducción continua
- $C \rightarrow \infty$
- Semiconductores ideales

Topología ON

En este intervalo interruptor está cerrado, el diodo queda polarizado en inversa, por lo que la corriente en la bobina aumenta, empieza a almacenar energía.

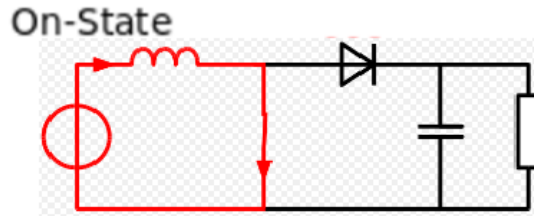


Ilustración 11. Topología ON en convertidor Boost

Funcionamiento en el intervalo ($0 \leq t \leq DT$):

- Q : ON \rightarrow Interruptor de potencia cerrado.
- $i_L = i_i \rightarrow$ Corriente de entrada igual a la corriente de la bobina.
- $v_L = V_i \rightarrow$ La tensión en la bobina es la tensión de entrada

Topología OFF

En este intervalo interruptor está abierto, por lo tanto el diodo queda polarizado y proporciona corriente a la bobina.

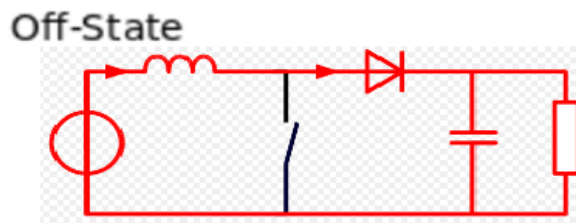
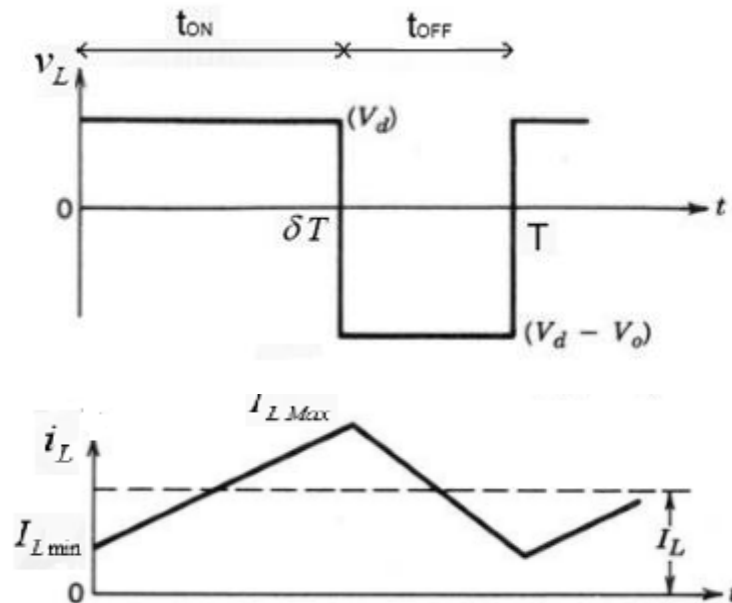


Ilustración 12. Topología OF en convertidor Boost

Funcionamiento en el intervalo ($DT \leq t \leq T$):

- Q : OFF \rightarrow Interruptor de potencia abierto.
- $i_L = i_D \rightarrow$ Corriente del diodo igual a la corriente de la bobina.
- $v_L = V_i - V_o \rightarrow$ La tensión en la bobina es la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida.

Formas de onda de la tensión en la bobina v_L y la corriente por la bobina i_L



- Convertidor Buck-Boost:** La principal aplicación de un convertidor reductor/elevador es en fuentes de energía CC reguladas, donde puede preferirse una salida de polaridad negativa respecto de la terminal común del voltaje de entrada, y donde el voltaje de salida puede ser más alto o más bajo que el voltaje de entrada. Este convertidor también contiene al menos dos interruptores semiconductores (diodo y transistor), y al menos un elemento para almacenar energía (condensador, bobina o combinación de ambos).

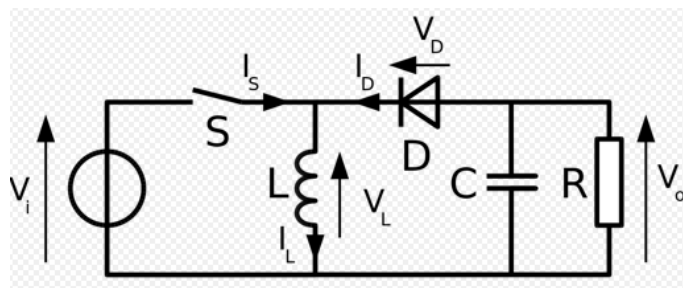


Ilustración 13. Esquema básico de convertidor Buck-Boost

Pequeño análisis del convertidor Buck-Boost, condiciones:

- Conducción continua
- $C \rightarrow \infty$
- Semiconductores ideales

Topología ON

En este intervalo interruptor está cerrado, por lo tanto la tensión de entrada esta directamente conectada a la inductancia. Por lo tanto la inductancia esta almacenando energía. También ocurre que el que proporciona corriente a la carga es el condensador.

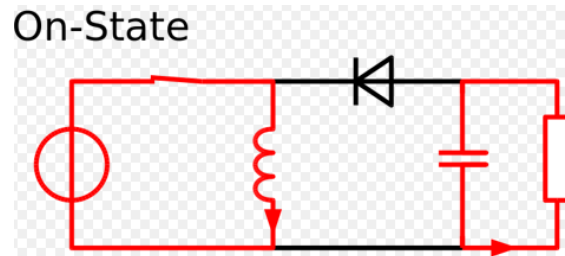


Ilustración 14. Topología ON en convertidor Buck-Boost

Funcionamiento en el intervalo ($0 \leq t \leq DT$), siendo D el ciclo de trabajo el cual nos marcará los intervalos:

- Q: ON \rightarrow Interruptor de potencia cerrado.
- $i_L = i_i \rightarrow$ Corriente de entrada es la misma que circula por la bobina.
- $v_L = V_i \rightarrow$ La tensión en la bobina es la tensión de entrada

Topología OFF

En este intervalo interruptor está abierto, por lo tanto el inductor está conectado a la carga de salida y el condensador, por lo que la energía es transferida de este mismo inductor al condensador y a la carga.

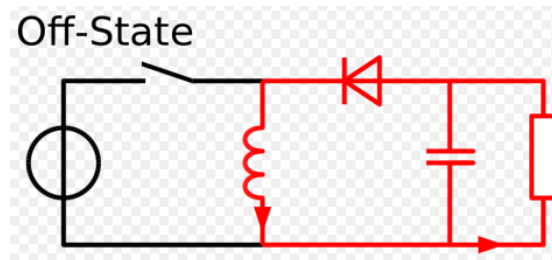


Ilustración 15. Topología OFF en convertidor Buck-Boost

Funcionamiento en el intervalo ($DT \leq t \leq T$):

- Q: OFF \rightarrow Interruptor de potencia abierto.
- $i_L = i_D \rightarrow$ Corriente del diodo igual a la corriente de la bobina.
- $v_L = -V_o \rightarrow$ La tensión en la bobina es la inversa de la tensión de salida.

- **Convertidor Flyback:** o convertidor reductor es un convertidor DC a DC con aislamiento galvánico entre entrada y salida. Tiene la misma estructura que una convertidor Buck- Boost pero con dos bobinas acopladas.

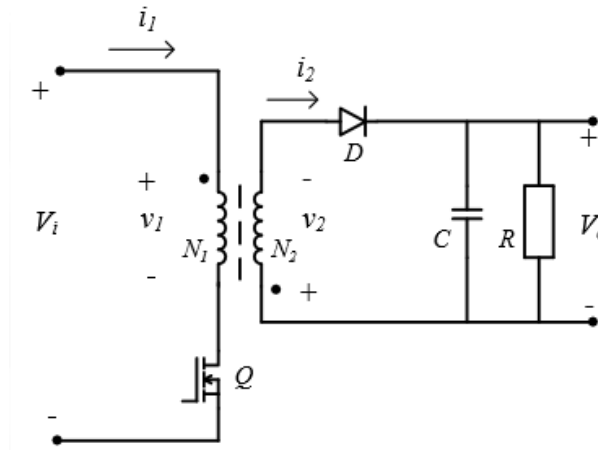


Ilustración 16. Esquema de un convertidor Flyback

Pequeño análisis del convertidor Flyback, condiciones:

- Conducción continua
- $C \rightarrow \infty$
- Semiconductores ideales

Topología ON

En este intervalo interruptor está cerrado, el diodo del secundario queda polarizado en inversa, por lo que solo suministra energía al primario del transformador la tensión de entrada.

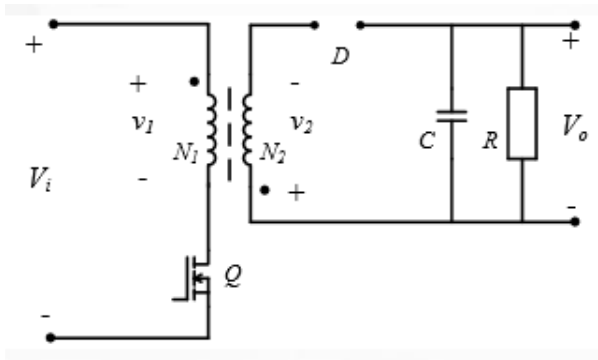


Ilustración 17. Topología ON en convertidor Flyback

Funcionamiento en el intervalo ($0 \leq t \leq DT$):

- Q : ON \rightarrow Interruptor de potencia cerrado.
- $i_1 = i_i \rightarrow$ Corriente de entrada igual a la corriente del primario
- $v_1 = V_i \rightarrow$ Donde v_1 es la tensión del primario y V_i la tensión de entrada.
- $v_2 = \frac{1}{N_{12}} v_1 \rightarrow$ Donde v_2 es la tensión que circula por el secundario y N_{12} la relación de transformación.

Topología OFF

En este intervalo interruptor está abierto, por lo tanto el diodo del secundario queda polarizado, por lo tanto la energía es transmitida al secundario y por lo tanto suministramos corriente a la carga.

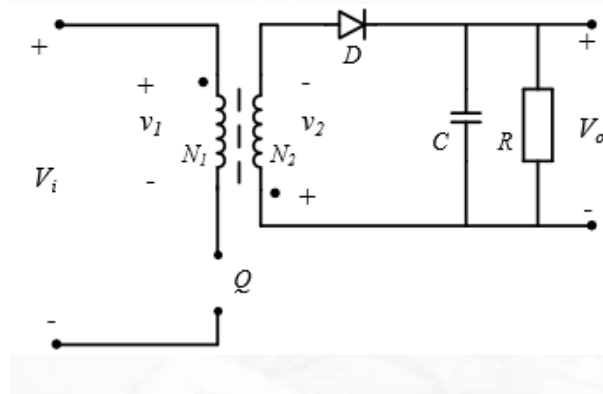


Ilustración 18. Topología OFF en convertidor Flyback

Funcionamiento en el intervalo ($DT \leq t \leq T$):

- Q: OFF → Interruptor de potencia abierto.
- $i_2 = i_1 \cdot N_{12}$
- $v_2 = -V_o$

3.1.2 Justificación de la solución adoptada

El convertidor debe cumplir las siguientes características: debe de soportar un tensión de entrada de red variable desde $85 V_{rms}$ hasta $165 V_{rms}$. Debido a este elevado valor de tensión de entrada es necesario que en nuestra configuración este presente un transformador. Sin embargo la salida requiere solamente 12 W de potencia. Para cumplir estas especificaciones, utilizaremos un convertidor Flyback ya que su rango de potencias esta alrededor de 100W.

Otras de las ventajas de este convertidor es que puede suministrar múltiples salidas con un solo un transistor y otros pocos componentes externos, lo cual proporciona un bajo coste y una gran simplicidad.

De todas las propuestas de configuraciones mencionadas anteriormente la única que es aislada es la flyback, por lo tanto aparte de ser más segura para el ser humano, también tiene un rendimiento más alto. Cabe mencionar que hay más configuraciones aislada como por ejemplo: la fuente conmutada aislada forward, push-pull, puente completo y semipuente. Sin embargo la flyback tiene una etapa de potencia con un solo componente magnético y un circuito muy sencillo.

3.1.2.1 Limitaciones de la configuración elegida

El convertidor flyback es un derivado del convertidos Buck-Boost. Solo que el flyback tiene dos inductancias acopladas a modo de transformador, pero realmente no lo es.

El transformador flyback no funciona como un transformador común, donde la corriente del primario y la del secundario circulan al mismo tiempo y solo una pequeña parte de la energía es almacenada por el transformador, sino que pasa lo contrario. Lo que ocurre es que la energía, en la topología ON, es solo recogida desde la fuente y almacenada por el primario, mientras que en la topología de OFF, esta energía que había en el primario es enviada desde el inductor a la salida. Esta característica única en configuraciones flyback y buck-boost.

Esta es la razón por la que el dispositivo inductivo de este tipo de convertidores es mucho más voluminoso para una misma frecuencia de conmutación que el de otros convertidores con aislamiento que sí usan transformador de verdad como los push-pull y los puentes. Por este motivo, este convertidor sólo se usa en aplicaciones de baja potencia.

Otro problema frecuente es el efecto negativo de la inductancia de dispersión. Esta inductancia causa sobretensiones importantes en el interruptor controlado con lo cual, comparado con otras topologías, el convertidor flyback necesita un interruptor que soporte tensiones más elevadas.

3.2 Estudio detallado de la solución adoptada y validación del análisis de la fuente conmutada elegida

Para simplificar el análisis de la fuente conmutada flyback se deben tener en cuenta algunas consideraciones. Como ya se ha comentado anteriormente el transformador de esta fuente no es un transformador como tal aunque se considere así para su estudio. También se tienen en cuenta las condiciones descritas en el apartado anterior:

- $C \rightarrow \infty$
- Semiconductores ideales
- Conducción continua

A continuación vamos a calcular la función de transferencia de este convertidor:

Topología ON: En el aparatado anterior habíamos obtenido las siguientes ecuaciones:

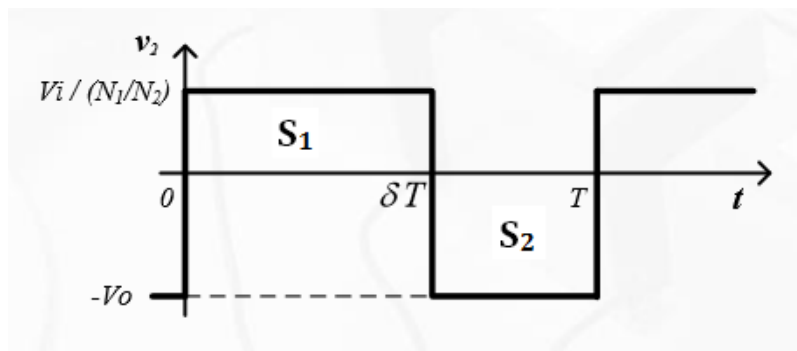
- $(0 \leq t \leq DT)$
- Q: ON; D: OFF \rightarrow Donde Q es el interruptor y D el diodo de potencia.
- $v_1 = V_i \rightarrow$ Donde v_1 es la tensión del primario y V_i la tensión de entrada.

- $v_2 = \frac{1}{N_{12}} v_i \rightarrow$ Donde v_2 es la tensión que circula por el secundario y N_{12} la relación de transformación.

Topología OFF: En el aparatado anterior habíamos obtenido las siguientes ecuaciones:

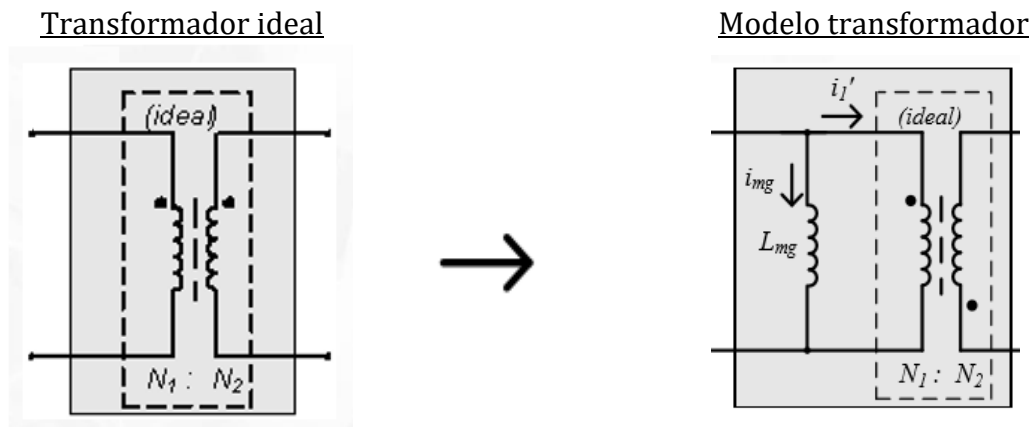
- $(DT \leq t \leq T)$
- Q: OFF; D: ON \rightarrow Donde Q es el interruptor y D el diodo de potencia.
- $v_2 = -V_o$

Régimen estacionario. Para la obtención de la función de transferencia en CCM vamos a analizar la tensión en el secundario en régimen estacionario. $V_{2(AV)}=0$:



Calculando las áreas de S_1 y S_2 obtenemos que: $V_o = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i$

Para el estudio del convertidor flyback se hace previamente un modelo del transformador. Esto es necesario porque hay que tener en cuenta las inductancias no deseadas que se crean. El modelo es el siguiente:



Convertidor flyback considerando el modelo del transformador, sin tener en cuenta la inductancia de dispersión L_d , esta inductancia es muy pequeña con respecto a la inductancia L_{mg} .

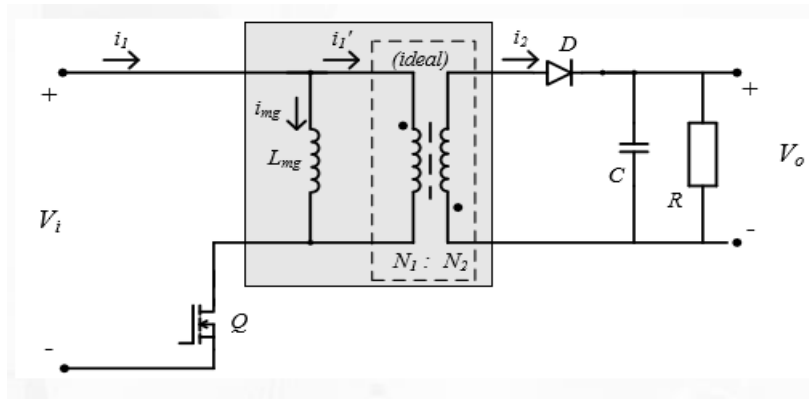


Ilustración 19. Esquema simplificado de un convertidor Flyback con modelo de transformador

A continuación vamos a realizar un análisis más detallado, en conducción continua (CCM), es decir el núcleo del transformador nunca llega a desmagnetizarse del todo, del convertidor flyback con las mismas condiciones de antes:

Sabemos que el periodo (T_s) que es la inversa de la frecuencia: $T_s = \frac{1}{f_s}$ (s)

También podemos obtener la relación de transformación: $N_{12} = \frac{v_1}{v_2}$

Topología ON: ($0 \leq t \leq DT_s$)

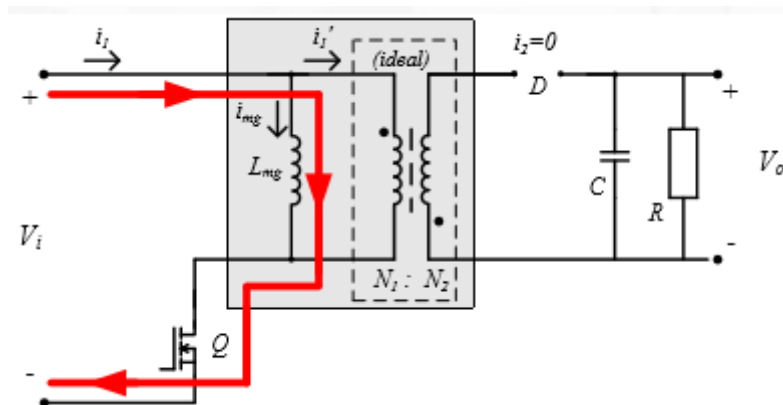


Ilustración 20. Topología ON en convertidor Flyback con el modelo del transformador

Como se observa en este intervalo solo circula corriente por el primario del transformador, por lo tanto obtenemos las siguientes ecuaciones:

- $i_1' = 0; v_1 = V_i; V_i = L_{mg} \frac{di_1}{dt}$
- $I_{1max} = I_{1min} + \frac{V_i}{L_{mg}} DT_s$

Topología OFF: ($DT_s \leq t \leq T_s$)

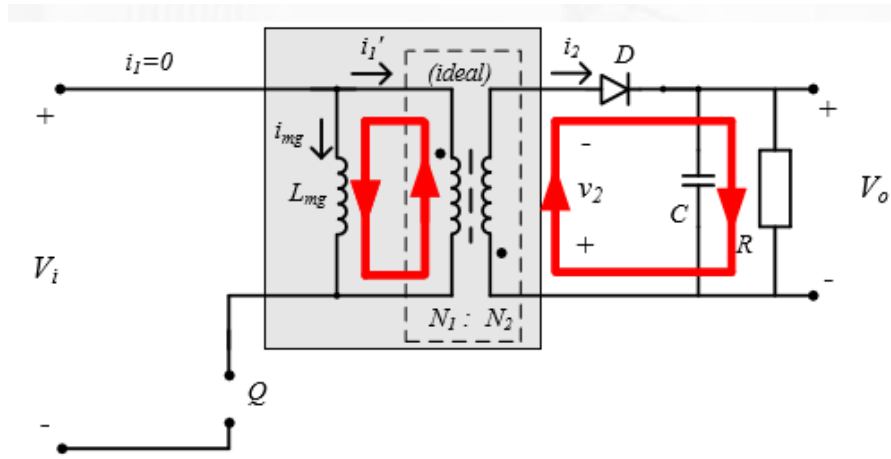
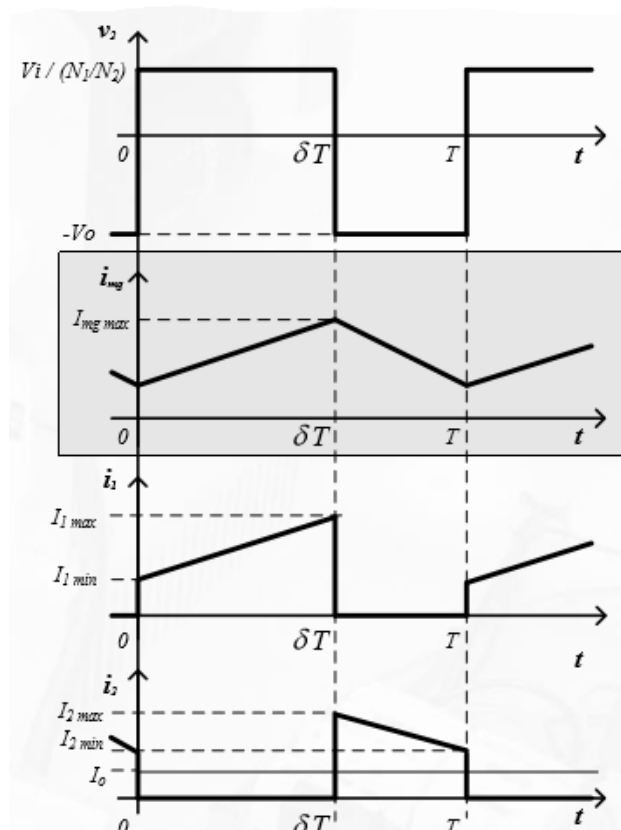


Ilustración 21. Topología OFF en convertidor Flyback con el modelo del transformador

Como se observa en este intervalo la corriente del primario es nula toda la energía almacena por el primario en el anterior intervalo se transmite al secundario, por lo tanto obtenemos las siguientes ecuaciones:

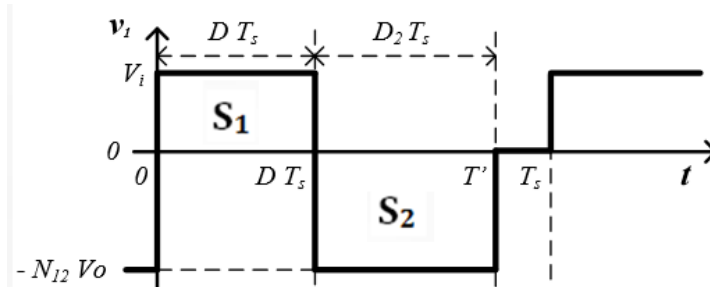
- $i_1 = 0; v_2; = -V_o; V_1 = -V_o N_{12} = L_{mg} \frac{di_{mg}}{dt}$
- $I_{2min} = I_{2max} - N_{12}^2 \frac{1}{L_{mg}} V_o (1 - D) T_s$

Formas de onda en CCM:



Primero tanto en el análisis en CCM como hemos hecho antes como en DCM vamos analizar la tensión del primario en régimen estacionario:

Régimen estacionario. $V_{1(AV)}=0$:



Calculando las áreas de S1 y S2 obtenemos que: $V_o = \sqrt{\frac{1}{2\tau_L}} \cdot D \cdot V_i$; $\tau_L = \frac{L_1}{R \cdot T_s}$;

A continuación se va a proceder al análisis, en conducción discontinua (DCM), es decir cuando el núcleo del transformador se desmagnetiza por completo en cada ciclo, del convertidor flyback con las mismas condiciones:

Topología ON: ($0 \leq t \leq DT_s$)

Cuando el interruptor de potencia conduce y el diodo no, nos encontramos en una situación muy parecida a la de este intervalo en CCM solo que ahora la corriente mínima es cero. Las ecuaciones son las siguientes:

- $i'_1 = 0$; $v_1 = V_i$; $V_i = L_{mg} \frac{di_1}{dt}$
- $I_{1max} = \frac{V_i}{L_{mg}} DT_s$

Topología OFF: ($DT_s \leq t \leq T'$)

Cuando el interruptor de potencia no conduce y el diodo si, también ocurre que nos encontramos en una situación muy parecida a la de este intervalo en CCM y la corriente mínima en el secundario también es cero. Las ecuaciones son las siguientes:

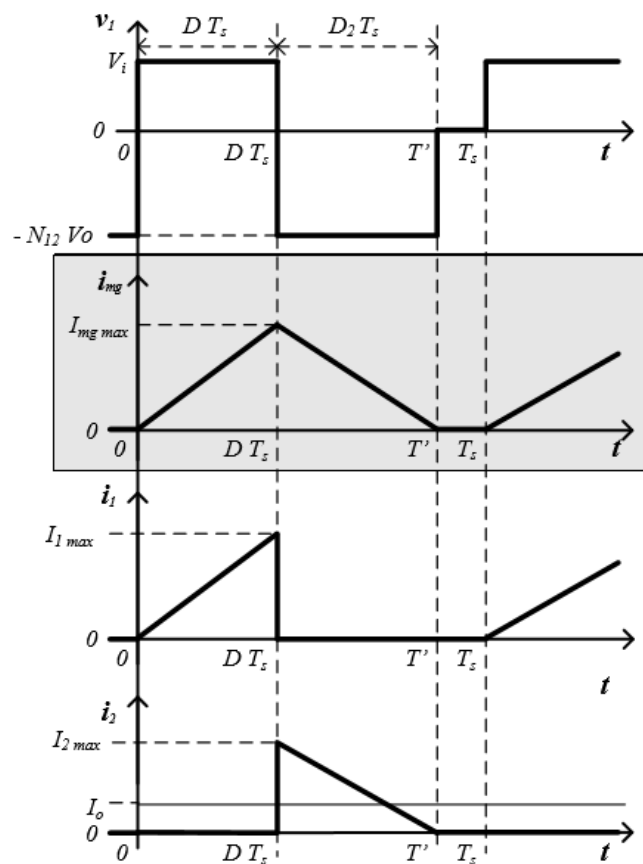
- $i_1 = 0$; $v_2 = -V_o$
- $V_1 = -V_o N_{12} = L_{mg} \frac{di_{mg}}{dt}$

Transformador desmagnetizo: ($T' \leq t \leq T_s$)

En este tercer intervalo es cuando el transformador se desmagnetiza por completo por lo tanto no circula corriente. Tanto el interruptor como el diodo no conducen.

- $i_{mg} = 0$
- $v_1 = 0$

Formas de onda en DCM:



También se han obtenido unas ecuaciones que no proporcionan el límite entre conducción continua y discontinua. Ecuaciones de Boundary:

$$I_{oB} = \frac{V_o}{R_B} = \frac{1}{2 L_1} N_{12}^2 (1-D)^2 V_o T_s$$

$$I \begin{cases} > I_{oB} \rightarrow CCM \\ < I_{oB} \rightarrow DCM \end{cases}$$

$$R_B = \frac{2 L_1 f_s}{N_{12}^2 (1-D)^2}$$

$$R \begin{cases} < R_{oB} \rightarrow CCM \\ > R_{oB} \rightarrow DCM \end{cases}$$

$$L_{1,B} = \frac{1}{2 f_s} N_{12}^2 (1-D)^2 R$$

$$L_{mg} \begin{cases} > L_{mg,B} \rightarrow CCM \\ < L_{mg,B} \rightarrow DCM \end{cases}$$

Después de este análisis se procedió a la validación del mismo. Para ello se consulto con un libro de la electrónica de potencia muy conocido, este libro se titula *Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs* del autor Christophe P. Basso. El siguiente paso fue comparar las formas de onda de una fuente conmutada flyback de este autor con las formas de ondas calculadas con la ayuda del programa matemático Mathcad. El resultado es el siguiente:

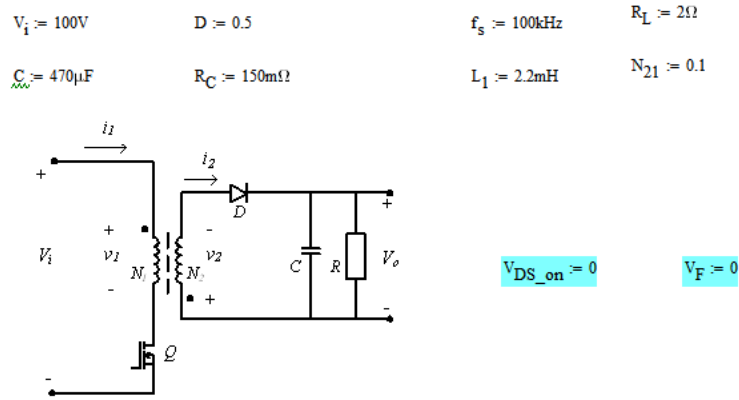


Ilustración 22. Esquema y datos de la fuente flyback utilizados en Mathcad

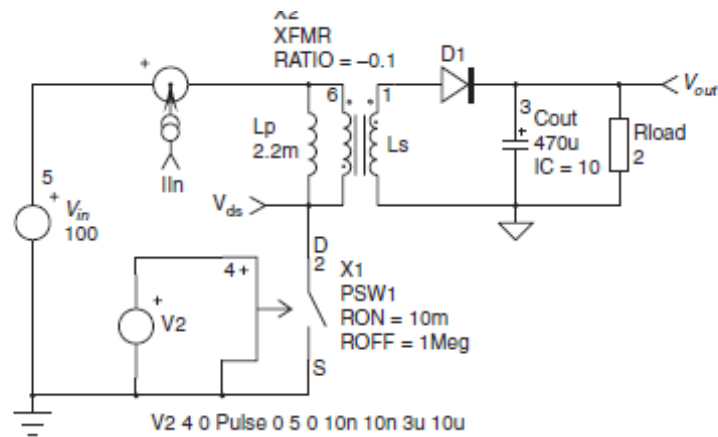


Ilustración 23. Esquema y datos de la fuente flyback en el libro de Christophe P. Basso

Formas de onda en CCM, comparativa:

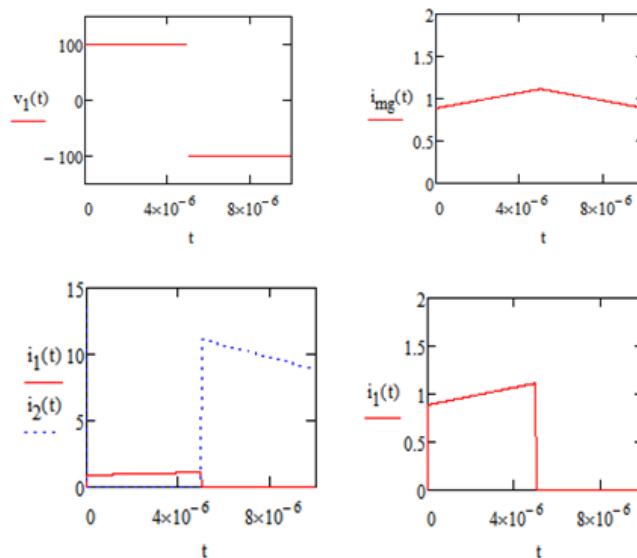


Ilustración 24. Formas de onda CCM obtenidas en Mathcad

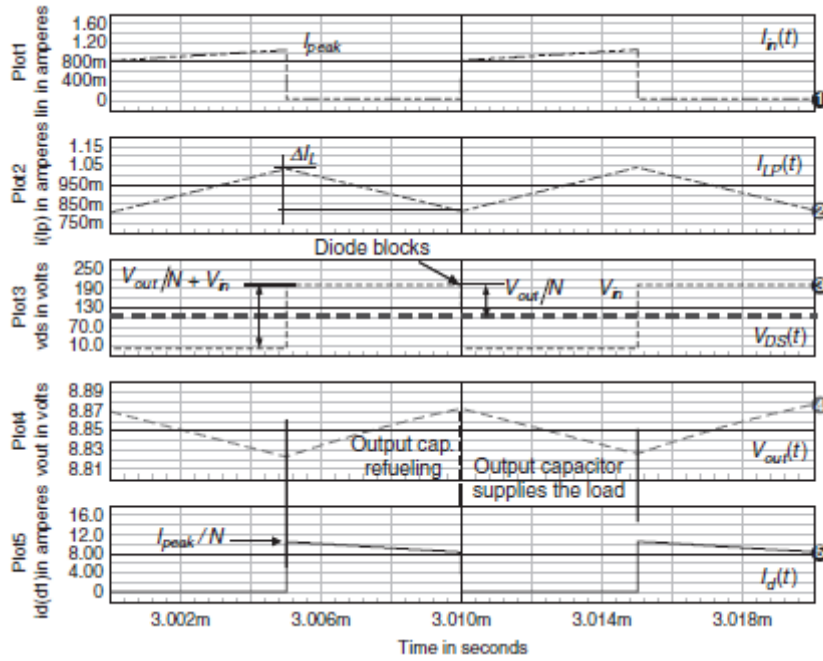


Ilustración 25. Formas de onda CCM del libro de Christophe P. Basso

Como podemos observar si que coinciden por lo tanto podemos considerar que nuestro análisis en conducción continua es correcto.

Formas de onda en DCM, comparativa:

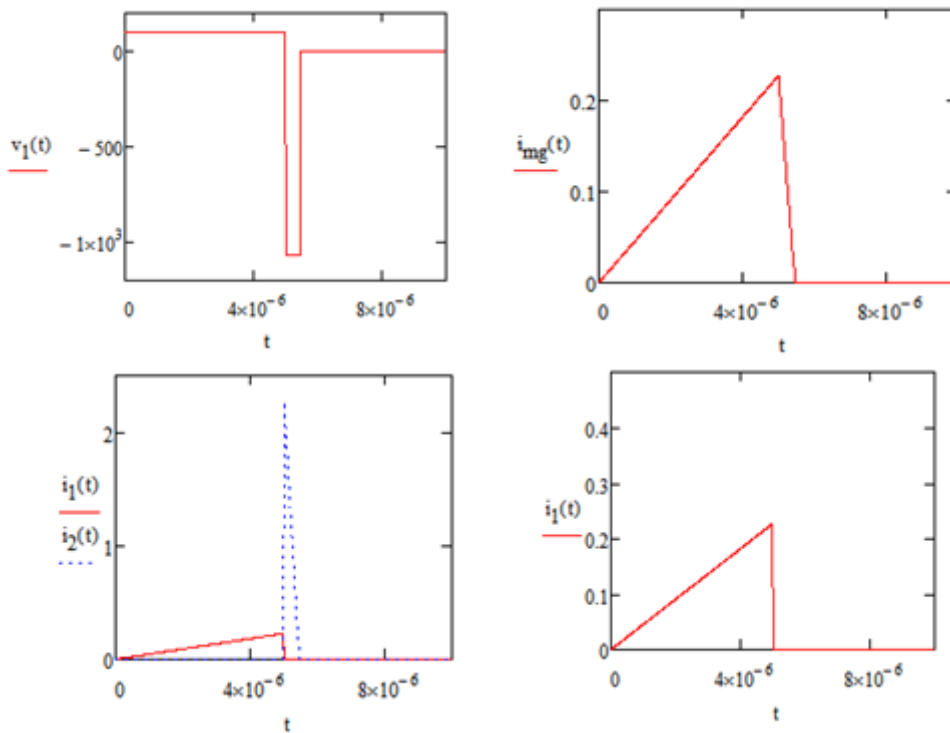


Ilustración 26. Formas de onda DCM obtenidas en Mathcad

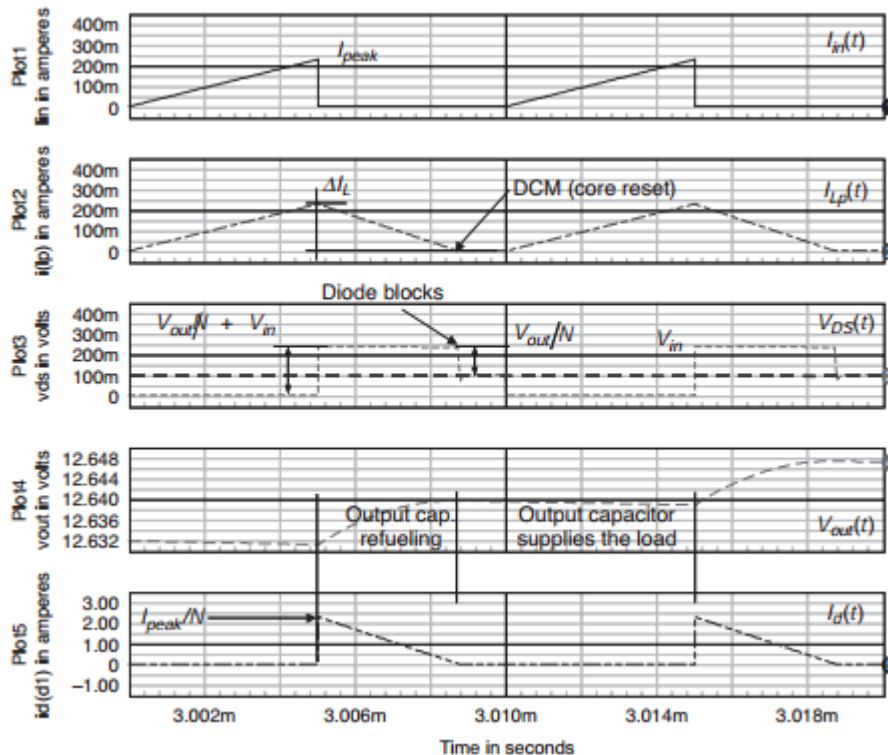


Ilustración 27. Formas de onda CCM del libro de Christophe P. Basso

Como podemos observar también coinciden las formas de onda por lo tanto podemos considerar que nuestro análisis en conducción discontinua es correcto.

3.3 Estudio de los componentes de la fuente conmutada

3.3.1 Transformador

Con el paso de los años el diseño del transformador se ha simplificado. Hoy en día hay muchos catálogos estandarizados de transformadores para convertidores Flyback, sin necesidad de diseñarlo desde cero. Los principales parámetros para el diseño del transformador son la relación de transformación y la inductancia del primario y el secundario.

A partir de la etapa de potencia y sin tener en cuenta la caída de tensión en el MOSFET podemos en régimen estacionario que:

$$V_o = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot V_i$$

Donde:

- N_{12} es la relación de transformación
- D es el ciclo de trabajo
- V_o es la tensión de salida
- V_i es la tensión de entrada

Por lo general el ciclo de trabajo máximo se escoge arbitrariamente de 50%, en nuestro caso del 45%. Para poder regular la tensión de salida en todo el rango de tensión de entrada, se ha escogido un ciclo de trabajo máximo de 0.45 para el voltaje de entrada mínimo, por lo tanto la relación de transformación (N_{12}).

$$N_{12} = \frac{1}{V_o} \cdot \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} \cdot V_{i_{\min}} \rightarrow N_{12} = 13.142$$

A partir de la relación de transformación se obtiene el ciclo de trabajo mínimo:

$$D_{\min} = \frac{V_o \cdot N_{12}}{V_{i_{\max}} + V_o \cdot N_{12}} \rightarrow D_{\min} = 0.164$$

Para el cálculo de la inductancia del primario es necesario saber las corrientes máximas tanto del primario como del secundario mencionadas en el apartado del estudio de la etapa de potencia, igualando ambas expresiones obtenemos que:

$$L_m = 5.92 \text{ mH}$$

El cálculo se ha realizado con el ciclo de trabajo mínimo y tensión de entrada máxima, ya que es el caso más desfavorable.

Para contrastar los cálculos se ha vuelto a recalcular la inductancia del primario mediante el artículo de Fairchild Semiconductor mencionado en la bibliografía. El resultado es:

$$L_m = 5.98 \text{ mH}$$

Una vez calculada la inductancia del primario podemos calcular la del secundario:

$$L_2 = \frac{L_1}{N_{12}^2} = 34.277 \text{ } \mu\text{F}$$

3.3.2 Condensadores

3.3.2.1 Condensador de entrada

Para que nuestro sistema funcione es necesario poner una etapa previa rectificadora a nuestro convertidor Flyback, ya que la tensión de red es alterna y a la entrada de nuestro convertidor necesitamos una entrada continua. Para ello se aplica un puente rectificador de diodos y un condensador el cual llamaremos C_{DC} , que ayuda a eliminar parte del rizado de la tensión de entrada.

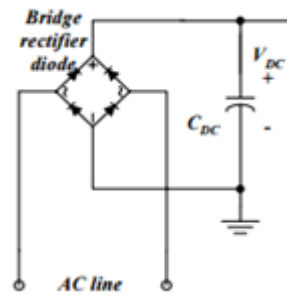


Ilustración 28. Etapa previa al convertidor flyback

Para hacer que funcione nuestra fuente conmutada con un suministro de corriente alterna es necesario rectificar la polaridad alternante de la corriente de de red y producir una corriente con polaridad estable. Sin esta rectificación, esta misma corriente podría provocar daños graves en el aparato. Para que esto no ocurra se suele utilizar un puente de diodos rectificadores a la entra de cualquier dispositivo alimenta con corriente continua.

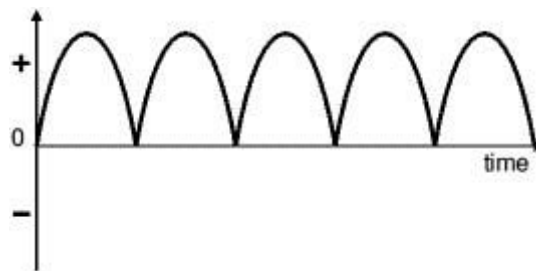


Ilustración 29. Señal rectificada a la salida del puente de diodos

Sin embargo el rizado es muy elevado por eso se complementa el diseño con un condensador.

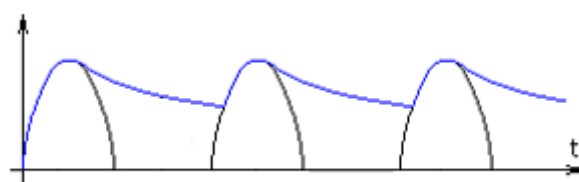


Ilustración 30. Señal rectificada a la salida del puente de diodos y del condensador

Es típico seleccionar el condensador de enlace de CC como 2-3 μ F por vatio de potencia de entrada para el rango de entrada universal (85-265Vrms). Por lo tanto nuestro condensador de entrada considerando un eficiencia del 80%, así pues una potencia de entrada de 15 W: $C_{DC} = 47 \mu\text{F}$

3.3.2.2 Condensador de salida

El condensador de salida de la fuente conmutada se diseña en base al rizado máximo permitido a la tensión de salida, ya que este es el que lo determina. En nuestro caso el rizado máximo a la salida es del 5%, en base a esto se han obtenido los siguientes resultados:

$$V_{O_riz} = 0.05 \cdot V_o = 0.25 \text{ V}$$

Se ha deducido que:

$$V_{O_riz} = \frac{1}{C_o} \cdot I_o \cdot D \cdot T_s$$

Despejando C_o , obtenemos que:

$$C_o = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{V_{O_riz}} \rightarrow C_o = 21.99 \mu\text{F}$$

A continuación vamos a determinar su ESR, es decir la resistencia en serie que tienen todos los condensadores:

$$\text{ESR o } R_C = \frac{V_{O_riz}}{I_{2\text{max}}} = 66 \text{ m}\Omega$$

Por lo tanto se ha elegido un condensador de salida (C_o) de $1500 \mu\text{F}$ y una $\text{ESR}=44\text{m}\Omega$

3.3.3 Interruptor electrónico de potencia

Para la elección de este componente hay que tener en cuenta la variedad que hay en la electrónica, hay tres diferentes tipos de interruptores de potencia los transistores bipolares, los IGBT y los MOSFET. Primero vamos a estudiar las tensiones y corrientes máximas que debe soportar nuestro interruptor.

A continuación vamos a realizar un análisis del transistor en conducción continua (CCM), considerando las transiciones de ON a OFF y de OFF a ON ideales, es decir sin sobretensiones que puedan ser producidas por los elementos parásitos del transistor.

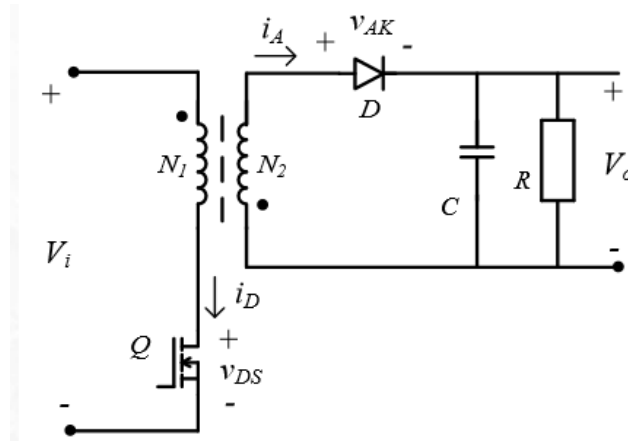


Ilustración 31. Esquema de un convertidor Flyback teniendo en cuenta las tensiones de los semiconductores

Topología ON: ($0 \leq t \leq DT_s$)

El transistor en este intervalo conduce por lo tanto:

- $v_{DS} = i_D R_{DS(on)}$
- $i_D = i_{mg}$

Topología OFF: ($DT_s \leq t \leq T'$)

El transistor en este intervalo no conduce, teniendo en cuenta la tensión del diodo:

- $v_{DS} = V_i + \frac{N_1}{N_2} (V_o + V_F)$
- $i_D = 0$

Formas de onda:

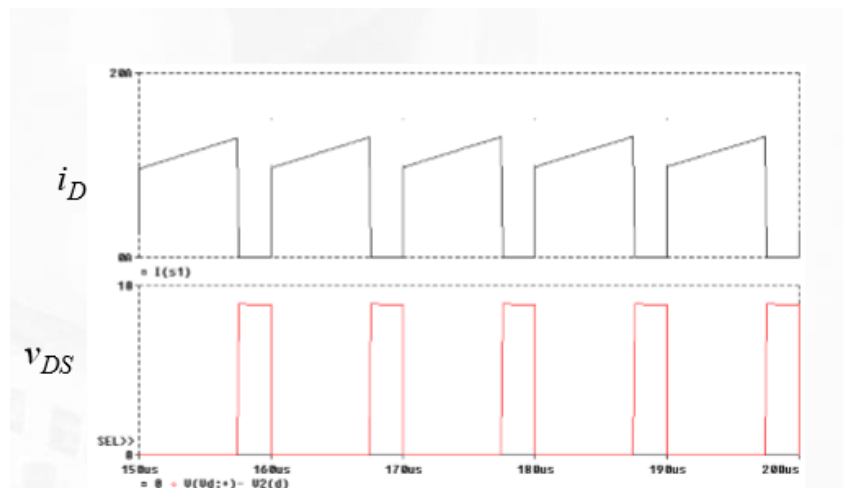


Ilustración 32. Formas de onda sin elementos parásitos del transistor

Los valores máximos que debe soportar el transistor vienen descritos por las siguientes ecuaciones:

- $V_{DS} = V_i + \frac{N_1}{N_2}(V_o + V_F)$
- $I_{DM} = I_{mg_max}$
- $I_D = N_{12} \frac{D}{1-D} I_o$
- $P_D = P_{D(ON)} + P_{D(C)}$
- $t_{d(on)} + 2t_r + t_{d(off)} + 2t_f \ll T$

Como se había comentado al principio los tres tipos de interruptores de potencia más diferenciados son los BJT, MOSFET e IGBT. A continuación con ambas tablas vamos a comparar las características de cada uno de ellos, la primera describe las características principales y la segunda describe las corrientes, las frecuencias y las tensiones de trabajo:

Transistores bipolares(BJT)	MOSFET	IGBT
De medias a elevadas pérdidas por conducción	Muy bajas pérdidas por conducción	De bajas a medias pérdidas por conducción
Baja impedancia de entrada	Alta impedancia de entrada	Alta impedancia de entrada
Generación de ruido media	Generación de ruido baja	Generación de ruido baja
Tiempo de conmutación medio	Tiempo de conmutación alto	Tiempo de conmutación alto menor que en el MOSFET
Dispositivo controlado por corriente	Dispositivo controlado por voltaje	Dispositivo controlado por tensión
Barato	Mayor costo	Mayor costo que los MOSFET

Tabla 2. Comparativa de las características entre transistores BJT, MOSFET e IGBT

Transistores bipolares(BJT)	MOSFET	IGBT
1000-1200 V	500-1000 V	160-2000 V
700-1000 A	20-100 A	400-500 A
25 kHz	Hasta 300-400 kHz	Hasta 75 kHz
Potencia medias	Potencias bajas <10 kW	Potencias medias-altas

Tabla 3. Comparativa entre los valores de trabajo de los transistores BJT, MOSFET e IGBT

Después de ver las diferencias entre estos tres transistores se ha llegado a la conclusión de que el más apropiado es el MOSFET. Como podemos observar el MOSFET tiene frecuencias de conmutación más altas, en nuestro diseño es de 66kHz. Otro motivo es porque con el rango de tensiones y corriente del MOSFET nos es más que suficiente para el diseño con un menor costo que los IGBT.

3.3.4 Diodo de potencia

El procedimiento para elegir el diodo es parecido al del interruptor de potencia. Primero tenemos que estudiar las tensiones y corrientes máximas que tiene que soportar, para que el diodo no se sature o se queme.

Un diodo es un componente electrónico semiconductor de dos terminales llamados ánodo y cátodo, el cual solo deja circular la corriente en un sentido. Cuando la corriente circula de cátodo a ánodo el diodo se comporta como un interruptor abierto.

A continuación se va a realizar un análisis del diodo en conducción continua (CCM), considerando las transiciones de ON a OFF y de OFF a ON ideales, es decir sin sobrecorrientes que puedan ser producidas por los elementos parásitos.

Topología ON: ($0 \leq t \leq DT_s$)

El transistor en este intervalo conduce por lo tanto:

- $v_{AK} = -\frac{1}{N_{12}}(V_i - V_{DS(on)}) - V_o$
- $i_A = 0$

Topología OFF: ($DT_s \leq t \leq T'$)

El transistor en este intervalo no conduce, teniendo en cuenta la tensión del diodo:

- $v_{AK} = V_F$
- $i_A = N_{12}i_{mg}$

Formas de onda:

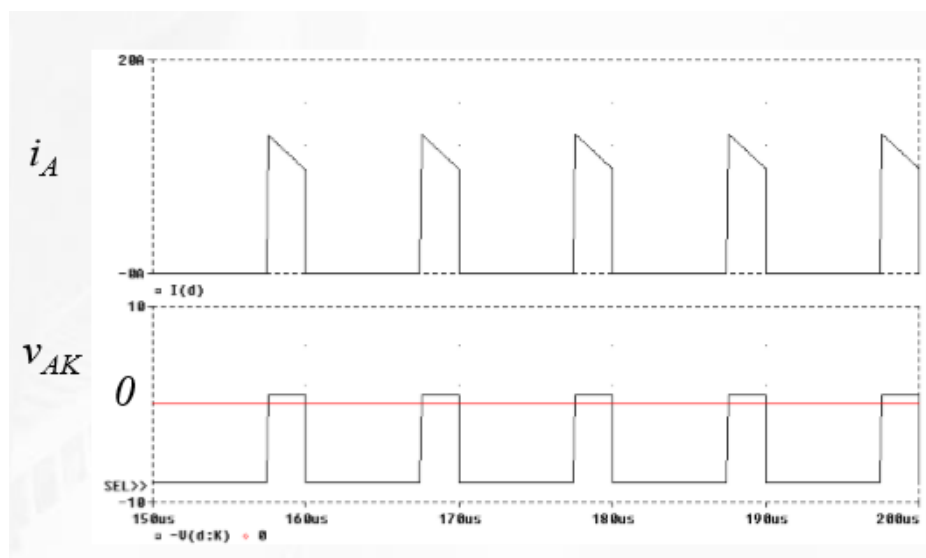


Ilustración 33. Formas de onda ideales del diodo

Los valores máximos que debe soportar el diodo vienen descritos por las siguientes ecuaciones:

- $V_{RWM} = \frac{1}{N_{12}} (V_i - V_{DS(on)}) + V_o$
- $I_{FM} = I_{2_max}$
- $I_{F(AV)} = I_o$
- $t_{rr} \ll T$

El siguiente paso sería buscar un diodo que cumpla los parámetros que se han establecido, esto se realizará en el siguiente apartado.

3.4 Elección de los valores comerciales de los semiconductores de la etapa de potencia

- **Interruptor electrónico de potencia**

En este apartado se procede a la elección del transistor o interruptor de potencia. Como ya se había adelantado en el apartado anterior el transistor elegido es un MOSFET. Para la elección de este interruptor de potencia se deben tener en cuenta las ecuaciones del apartado anterior con valores máximos del MOSFET. Cabe mencionar que nuestra entrada varía entre 85-265V_{rms}, por lo tanto debemos obtener los resultados con el valor de la entrada máximo.

La caída de tensión entre drenador y surtidor debe ser superior que:

$$V_{DS} = V_{i_max} + \frac{N_1}{N_2} (V_o + V_F) \rightarrow V_{DS} = 506.187 \text{ V}$$

La corriente que circula por drenador tiene que ser superior que:

$$I_D = N_{12} \frac{D}{1-D} I_o \rightarrow I_D = 32 \text{ mA}$$

También hay que tener en cuenta el valor máximo de la corriente pulsada del drenador, el cual debe de ser superior a:

$$I_{DM} = I_{mgmax} \rightarrow I_{DM} = 285 \text{ mA}$$

Teniendo en cuenta estas características se ha elegido el transistor MOSFET IRFRC20, cuyas características son: $V_{DS} = 600 \text{ V}$, $I_D = 2 \text{ A}$, $I_{DM} = 8 \text{ A}$, como se observa cumple las especificaciones.

Otro parámetro que hay que tener en cuenta es los tiempos de conmutación del interruptor de potencia:

$$t_{d(on)} + 2t_r + t_{d(off)} + 2t_f \ll T \rightarrow 136 \text{ ns} \ll 1515 \text{ ns}$$

Por lo tanto el transistor elegido es adecuado para este proyecto.

- **Diodo de potencia**

En este apartado se procede a la elección del diodo de potencia. Se ha elegido un diodo Schottky, ya que tiene velocidades de conmutación más altas que otro tipo de diodos. Para los cálculos máximos del diodo hay que tener en cuenta que la entrada varía entre $85\text{-}265V_{\text{rms}}$.

La caída de tensión inversa del diodo debe ser superior que:

$$V_{\text{RWM}} = \frac{1}{N_{12}} (V_i - V_{\text{DS(on)}}) + V_o \rightarrow V_{\text{RWM}} = 33.506 \text{ V}$$

La corriente que máxima que circula por diodo:

$$I_{\text{FM}} = I_{2_{\text{max}}} \rightarrow I_{\text{FM}} = 3.761 \text{ A}$$

También hay que tener en cuenta el valor de la corriente media por el diodo, el cual debe de ser superior a:

$$I_{\text{F(AV)}} = I_o \rightarrow I_{\text{F(AV)}} = 2.4 \text{ A}$$

Teniendo en cuenta estas características se ha elegido el diodo Schottky 31DQ05, cuyas características son: $V_{\text{RWM}} = 50 \text{ V}$, $I_{\text{F(AV)}} = 3.3 \text{ A}$, como se observa cumple las especificaciones.

4 Diseño de la etapa de control modo tensión

Para el control de los convertidores DC/DC se realiza un control en lazo cerrado. Este tipo de control presenta muchas ventajas como una alta estabilidad, una respuesta transitoria correcta, con un transitorio rápido y un amortiguamiento adecuado. También presenta precisión en régimen permanente, además se puede conseguir un error en estado estable pequeño y una atenuación del efecto de las perturbaciones. Todo esto se puede lograr con un correcto diseño de los parámetros del control en lazo cerrado como pueden ser por ejemplo margen de fase y de ganancia. Los controles en lazo cerrado más utilizados son el control modo tensión, el control modo corriente de pico y el control corriente media. En este proyecto se ha optado por el control en modo tensión

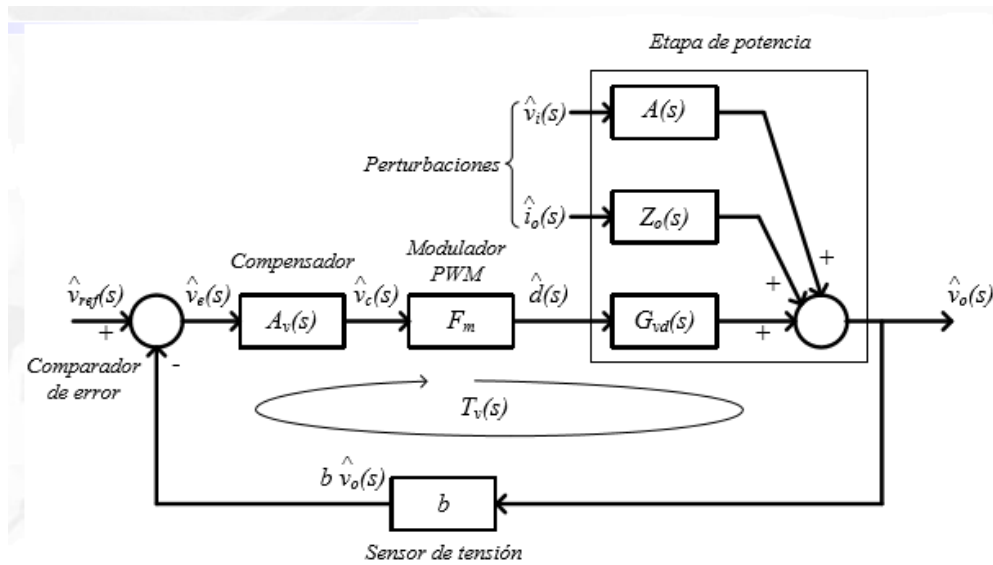


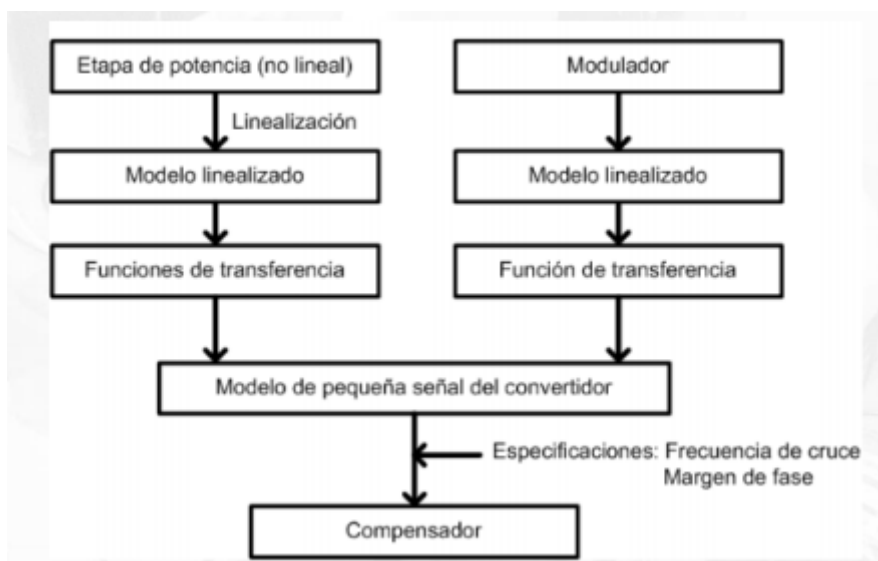
Ilustración 34. Diagrama de bloques del control en lazo cerrado de un convertidor DC/DC

En circuitos reales con componentes no ideales la tensión de salida depende de la tensión de entrada, corriente de carga y caídas de tensiones en los semiconductores.

Esta tensión es controlada mediante el ciclo de trabajo para compensar las variaciones de la misma y de la tensión de entrada, corriente de carga y semiconductores.

El control consiste entre una comparación de la tensión de salida con un referencia y convertir ese error en un determinado valor del ciclo de trabajo. Una de las ventajas de este control es que está formado solo por un sensor de tensión, un amplificador de error compensado y un comparador.

El diseño de la etapa de control de convertidores estáticos mediante una respuesta en frecuencia viene dado por el siguiente esquema:



4.1.1 Linealización de la etapa de potencia

Los métodos más utilizados para la obtención del modelo linealizado de la etapa de potencia del convertidor Flyback son:

- Mediante espacio de estados:
 - Procedimiento largo y laborioso
 - Resultados insatisfactorios para convertidores en conducción discontinua
 - No modeliza oscilaciones de control modo corriente
 - Se puede emplear en sistemas de múltiples entradas y salidas
- Mediante modelo linealizado del conmutador PWM
 - Procedimiento más sencillo e intuitivo
 - Resultados adecuados para conducción continua y discontinua
 - Modeliza oscilaciones de control en modo corriente

Para este proyecto se ha elegido el modelo de linealizado del conmutador PWM. Este modelo es más sencillo y con resultados más adecuados tanto para conducción continua como para discontinua. En cuanto al convertidor Flyback no tiene un modelo específico de conmutador PWM. Por ello se va a realizar un modelo de un convertidor Buck-Boost, el cual tiene una respuesta similar. Hay que tener en cuenta que tanto la tensión de entrada como la inductancia no son las mismas en ambos modelos. El modelo del conmutador PWM en convertidor Buck-Boost es el siguiente:

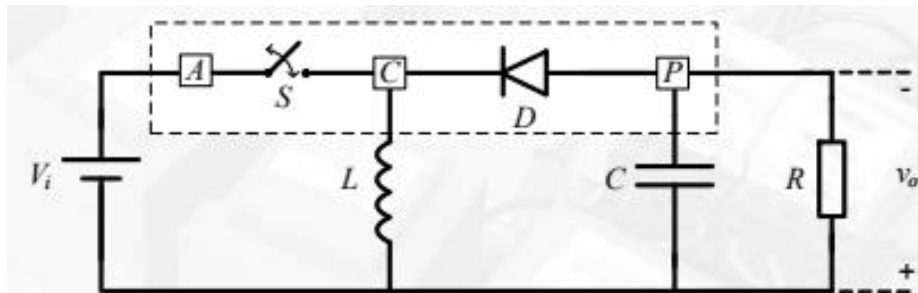


Ilustración 35. Circuito del convertidor Buck-Boost con el conmutador PWM

En este proyecto la entrada tiene diferentes valores, para realizar los cálculos del control se ha escogido el valor de entrada máximo ($V_{i_max} = 374.767 \text{ V}$). La variación de la tensión de entrada máxima del convertidor Flyback al Buck-Boost viene dada por la siguiente ecuación:

$$V'_i = \frac{V_{i_max}}{N_{12}} \rightarrow V'_i = 28.517 \text{ V}$$

Como se había dicho antes también hay un cambio en la inductancia del convertidor Flyback, este cambio viene dado por la siguiente ecuación:

$$L' = \frac{L_m}{N_{12}^2} \rightarrow L' = 34.277 \mu\text{H}$$

4.1.2 Modelo en pequeña señal

El modelo en pequeña señal de cualquier sistema consiste en reemplazar cada componente por un equivalente lineal que modele la respuesta a pequeñas perturbaciones tras eliminar todas las fuentes constantes de nuestro sistema. La señal final será la suma de la componente DC del punto de operación y la perturbación proporcional a la señal variable de entrada. El modelo en pequeña señal del convertidor Buck-Boost es el siguiente:

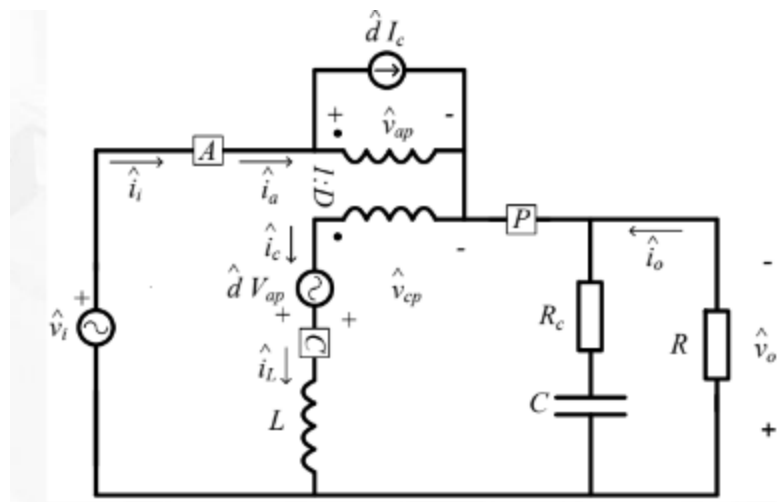


Ilustración 36. Circuito equivalente en pequeña señal de un convertidor Buck-Boost

A partir del modelo en pequeña señal podemos obtener distintas funciones de transferencia en lazo abierto como:

- Función de transferencia de control de tensión a salida:

$$G_{v-d}(s) = \left(\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right)_{\hat{v}_i=0, \hat{i}_o=0}$$

- Función de transferencia de línea a salida o audiosusceptibilidad:

$$A(s) = \left(\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right)_{\hat{d}(s)=0, \hat{i}_o=0}$$

- Impedancia de salida:

$$Z_o(s) = \left(\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right)_{\hat{d}(s)=0, \hat{v}_i=0}$$

- Función de transferencia de control de corriente por la bobina

$$G_{i-d}(s) = \left(\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right)_{\hat{v}_i=0, \hat{i}_o=0}$$

- Ganancia de lazo (control en modo tensión):

$$T_v(s) = b A_v(s) F_m G_{v-d}(s)$$

En este proyecto se va a realizar un control en modo tensión, por lo tanto se han escogido, para el cálculo en pequeña señal del convertidor Buck-Boost, la función de transferencia en lazo abierto $G_{vd}(\omega)$ y $T_v(\omega)$.

La ganancia $G_{vd}(\omega)$ viene descrita por la siguiente ecuación:

$$G_{vd}(j\omega) = G_{vo} \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) \left(1 - j \frac{\omega}{\omega_{z2}}\right)}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

Donde $G_{vo} \rightarrow G_{vo} = \frac{V_i}{(1-D)^2} = 39.377 V$

Donde $\omega_n \rightarrow \omega_n = \frac{1-D}{\sqrt{L'C}} = 3.753 \frac{krad}{s}$

Donde $\omega_{z1} \rightarrow \omega_{z1} = \frac{1}{R_C C} = 15.15 \frac{krad}{s}$

Donde $\omega_{z2} \rightarrow \omega_{z2} = (1-D)^2 \frac{R}{L'} = 295.368 \frac{krad}{s}$

Donde $Q \rightarrow Q = \frac{(1-D)\sqrt{L'C}}{\frac{L'}{R} + (1-D)^2 R_C C} = 11.726$

También hay que tener en cuenta la tensión de la triangular del modulador PWM en este caso se han elegido 3V, por lo tanto:

$$F_m = \frac{1}{V_m} \rightarrow F_m = 0.333 \frac{1}{V}$$

Después de obtener la función de transferencia del control de la tensión de salida se va a calcular el lazo de control.

4.1.3 Diseño del lazo de control

Antes de empezar con el cálculo del control modo tensión es necesario establecer los valores de diseño para que nuestro sistema sea estable. Estos valores están basados en la elección de la frecuencia de cruce y el margen de fase del sistema.

Frecuencia de cruce

La frecuencia de cruce interesa que sea elevada, así mismo con un ancho de banda grande que mejore la respuesta de A_{LC} y Z_{oLC} a bajas frecuencias y también una velocidad de respuesta más elevada. Sin embargo si el ancho de bando es excesivo el sistema es sensible a perturbaciones o ruido. El criterio para la elección de la frecuencia de cruce en el caso del convertidor Buck-Boost es el siguiente:

$$3f_n < f_c < 0.3f_{Z,RHP}$$

Donde f_n es la frecuencia natural de nuestro convertidor y $f_{Z,RHP}$ es la frecuencia del cero del semiplano derecho.

En este sistema en concreto:

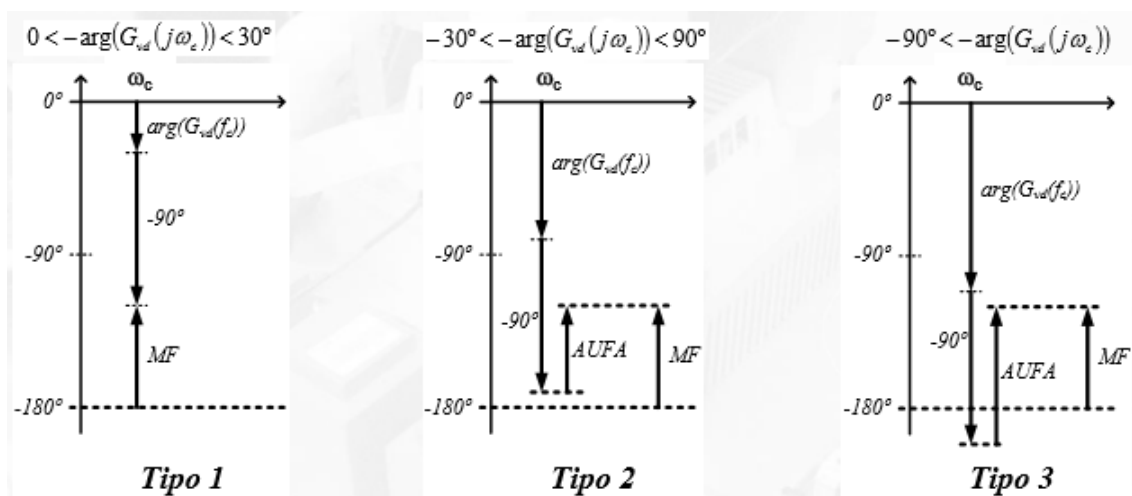
$$1.792 \text{ kHz} < f_c < 14.103 \text{ kHz} \rightarrow f_c = 7 \text{ kHz}$$

Margen de fase

En este caso si el margen de fase es demasiado pequeño tenemos una respuesta con sobreimpulso y oscilación amortiguada (ringing) y si tenemos un margen de fase demasiado elevado obtenemos una respuesta demasiado lenta. El valor ideal de este parámetro estaría entre los 60° y 70° . El caso más desfavorable $MF \geq 45^\circ$.

4.1.3.1 Mediante método del factor K

Este método de diseño del compensador es muy utilizado ya que no requiere grandes cálculos y es bastante repetitivo. Consiste en la colocación de un polo en el origen para que el error del estado estacionario sea cero. Se determina el tipo de compensador dependiendo del argumento de G_{vd} en ω_c . Los distintos tipos de compensadores son:



Donde AUFA es el aumento de fase a la frecuencia de cruce para conseguir el MF deseado.

En este sistema se obtiene que:

$$-\arg(G_{vd}(\omega_c)) = 116.635^\circ > 90^\circ$$

Por lo tanto compensador de tipo 3, el cual su función de transferencia es:

$$A_v(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} \cdot \frac{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{zc}}\right)^2}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{pc}}\right)^2}$$

- El primer paso es calcular el aumento de fase (AUFA):

$$AUFA = -90^\circ + MF - \arg(G_{vd}(\omega_c)) \rightarrow AUFA = 87.058^\circ$$

- El segundo paso es calcular el factor K:

$$K = \left(\tan\left(45^\circ + \frac{AUFA}{4}\right)\right)^2 \rightarrow K = 5.425$$

- El tercer paso es el compensador y ω_{p0c} :

- $\omega_{cz} = \frac{\omega_c}{\sqrt{K}} \rightarrow \omega_{cz} = 18.88 \frac{krad}{s}$
- $\omega_{cp} = \sqrt{K} \cdot \omega_c \rightarrow \omega_{cp} = 102.443 \frac{krad}{s}$
- Forzamos al sistema a que la ganancia $|Tv(\omega_c)| = 1$, por lo tanto $|G_{vd}(\omega_c)| \cdot F_m \cdot |A_c(\omega_c)| = 1$ aislamos la ganancia del regulador y obtenemos que $\omega_{p0c} = 27.13 \frac{krad}{s}$

Por último se ha obtenido el diagrama de Bode de la función de transferencia $Tv(\omega)$ en el programa matemático Mathcad:

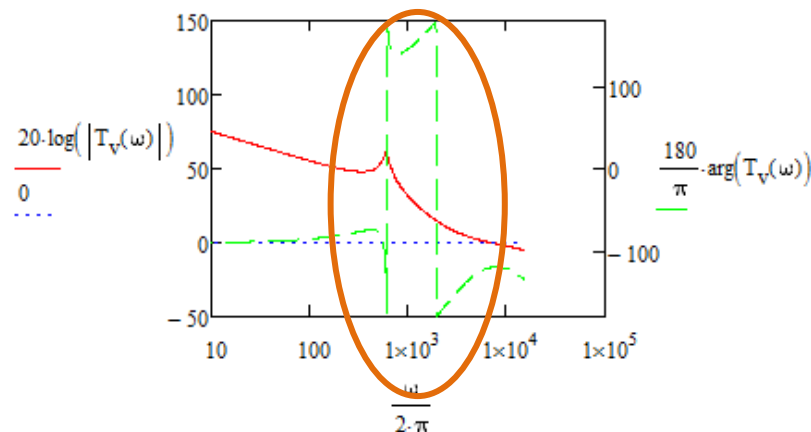


Ilustración 37. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo

El sistema cumple las especificaciones pero es condicionalmente estable. Cuando esto ocurre se procede al método manual de la colocación de polos y ceros.

4.1.3.2 Mediante método manual de colocación de polos y ceros

Este método consiste como su nombre indica de colocar de forma aproximada los polos y los ceros del compensador. Al cambiar de método tanto el criterio de la elección de la frecuencia de cruce como la función de transferencia del compensador han cambiado. En este método el criterio para la elección de la frecuencia de cruce viene dado por la siguiente expresión:

$$0.1f_{Z,RHP} < f_c < 0.3f_{Z,RHP} \rightarrow 1.792 \text{ kHz} < f_c < 14.103 \text{ kHz}$$

Por lo tanto se ha seleccionado una $f_c = 7 \text{ kHz}$

La función de transferencia del compensador es la siguiente:

$$A_V(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{z1c}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{z2c}}\right)}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1c}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2c}}\right)}$$

A continuación se expondrán los criterios de colocación de los polos y ceros:

- $\omega_{p1c} = \omega_{z2} \rightarrow \omega_{p1c} = 295.368 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$
 - $\omega_{p2c} = \omega_{z1} \rightarrow \omega_{p1c} = 15.15 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$
 - $\omega_{z1c} < \omega_n \rightarrow \omega_{z1c} = 5 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$
 - Ajustar ω_{z2c} y ω_{p0c} para conseguir un margen de fase: $MF > 50^\circ$
- $$\omega_{z2c} = 1 \frac{\text{krad}}{\text{s}} ; \omega_{p0c} = 1.173 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

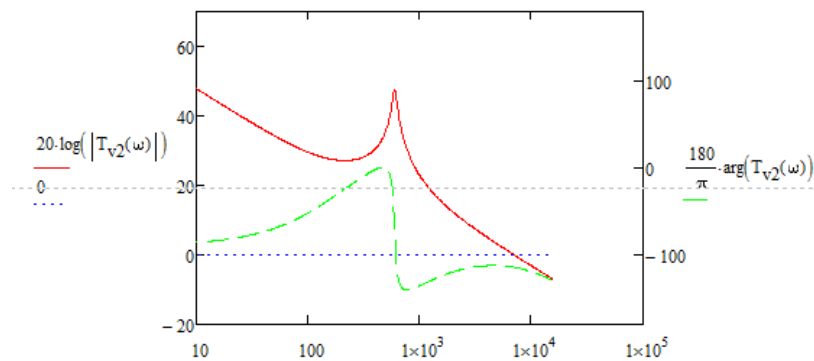


Ilustración 38. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo

Con lo cual a la frecuencia de cruce de 7 kHz se ha obtenido un margen de fase de 65.693°, por lo tanto nuestro sistema ya es estable y cumple las especificaciones.

4.1.4 Materialización con amplificador operacional

En este apartado se va a proceder al cálculo del compensador del lazo de control. Una vez se calcula la función de transferencia ($A_v(\omega)$), en el apartado anterior, ya podemos realizar el cálculo.

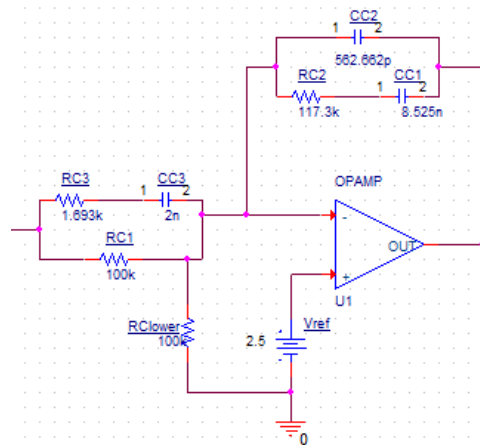


Ilustración 39. Esquema del compensador calculado

Para el diseño de los componentes cabe mencionar que hay que tener en cuenta algunas consideraciones:

- Suponemos una $C2 \ll C1$
- Suponemos una $R3 \ll R1$
- Escogemos un valor inicial de $R1=100 \text{ k}\Omega$
- Mediante las frecuencia de los polos se obtiene que:
 - $\omega_{cz1} = \frac{1}{R_1 C_3}$
 - $\omega_{cp1} = \frac{1}{R_2 C_2}$
 - $\omega_{p0c} = \frac{1}{R_1 C_1}$

Con estas consideraciones obtenemos los siguientes valores:

- $C_3 = \frac{1}{R_1 \omega_{cz1}} \rightarrow C_3 = 2 \text{ nF}$
- $C_1 = \frac{1}{R_1 \omega_{p0c}} \rightarrow C_1 = 8.525 \text{ nF}$
- $R_3 = \frac{1}{C_3 \omega_{cp2}} \rightarrow R_3 = 1.693 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = \frac{1}{C_1 \omega_{cz2}} \rightarrow R_2 = 117.3 \text{ k}\Omega$
- $C_2 = \frac{1}{R_2 \omega_{cp1}} \rightarrow C_2 = 562.662 \text{ pF}$
- $R_{lower} = \frac{R_1 V_{ref}}{V_0 - V_{ref}} \rightarrow R_{lower} = 100 \text{ k}\Omega$

5 Simulación

5.1 Simulación transitoria del convertidor Buck-Boost en un modelo PWM con lazo cerrado, con modulador y con el compensador materializado con amplificadores operacionales

En este apartado se ha realizado la simulación del sistema mediante el programa Orcad Cis Capture. La simulación consiste en un convertidor Flyback modelado a un Buck-Boost como se ha explicado en los apartados anteriores. El convertidor consiste en un control en modo tensión de lazo cerrado. En este lazo de control se ha simulado con el compensador materializado con amplificadores operacionales y sus respectivos componentes pasivos.

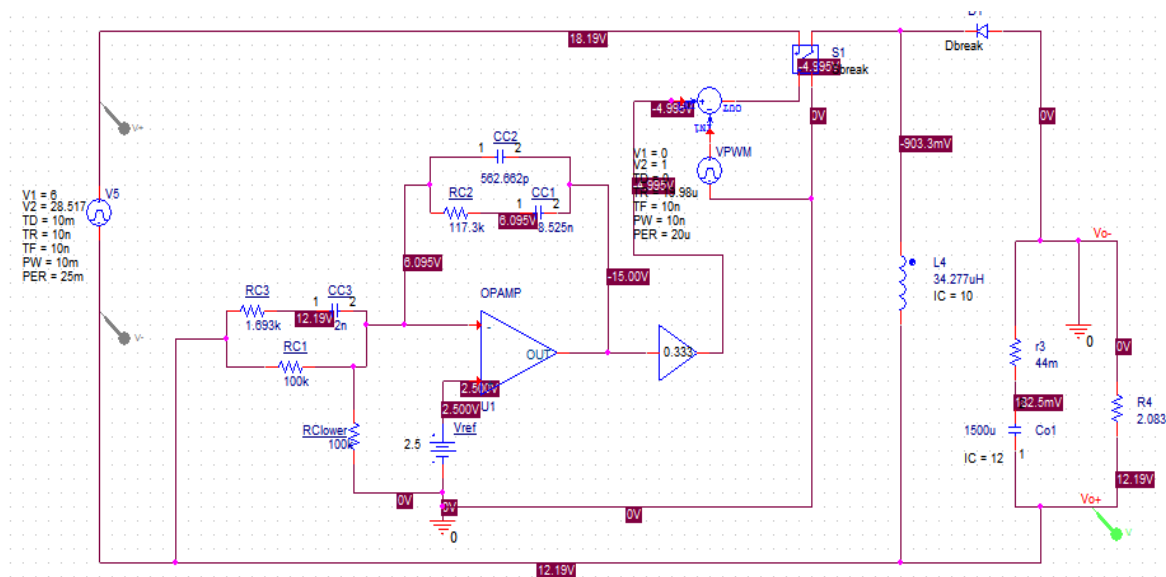


Ilustración 40. Esquema del convertidor Buck-Boost controlado en modo tensión

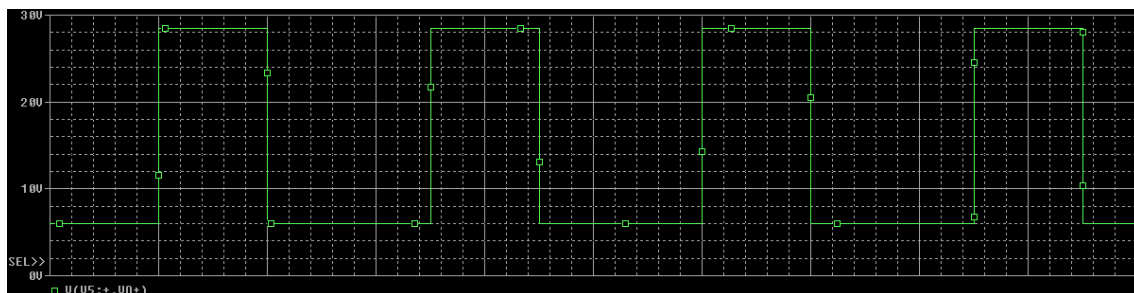


Ilustración 41. Señal de entrada

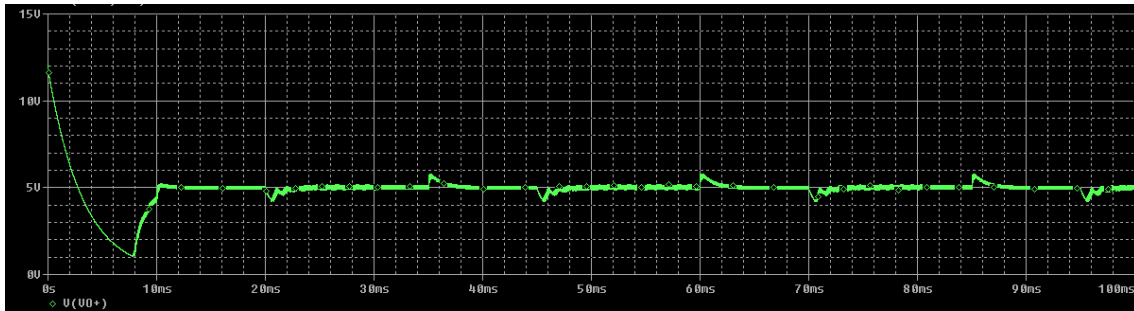


Ilustración 42. Respuesta transitoria de la salida del convertidor Buck-Boost

La Ilustración 25 hace referencia a la señal de entrada que varía entre el valor mínimo y máximo de entrada universal modelizado para un Buck-Boost. Estos cálculos están más en detalle en ANEXO I de este proyecto.

En la Ilustración 26 se puede observar la tensión de salida del sistema que cumple con los 5V que determinaban las especificaciones. Comparando ambas ilustraciones se puede observar que cuando la entrada varía se producen pequeños transitorios.

La finalidad de esta simulación era comprobar si introduciendo un escalón de tensión a la entrada la fuente se estabilizaba o por el contrario se desestabilizaba y no hacia el control correctamente. Como se observa el control realizado cumple su función la se matener la salida a 5V.

6 Problemas durante la realización del proyecto

Durante la realización del proyecto se han tenido varios problemas, la mayoría de ellos en las simulaciones.

En primer lugar se quería simular el convertidor Buck-Boost en modelo promediado con lazo abierto, pero el resultado que se ha obtenido no era el esperado. Esta simulación era en frecuencia para observar que la ganancia G_{vd} era la misma que la que se había calculado en Mathcad. A continuación se van a exponer ambos resultados:

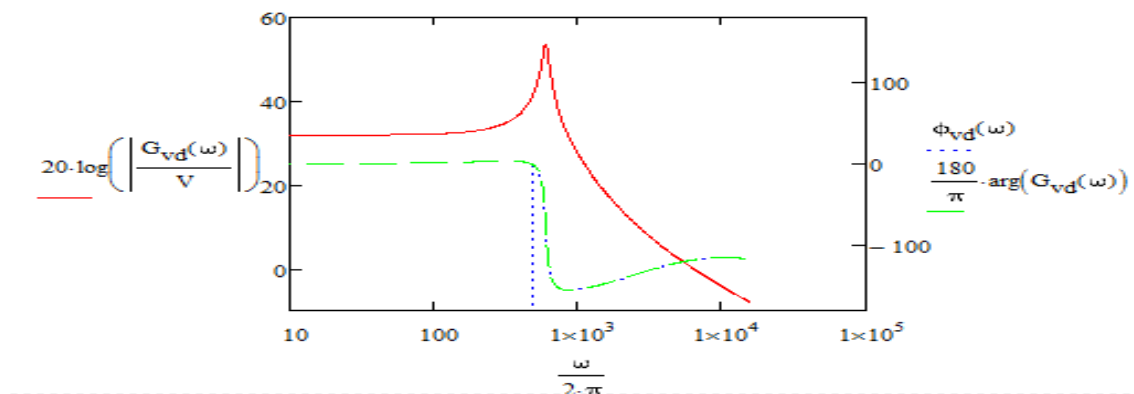


Ilustración 43. Representación en mathcad de G_{vd}

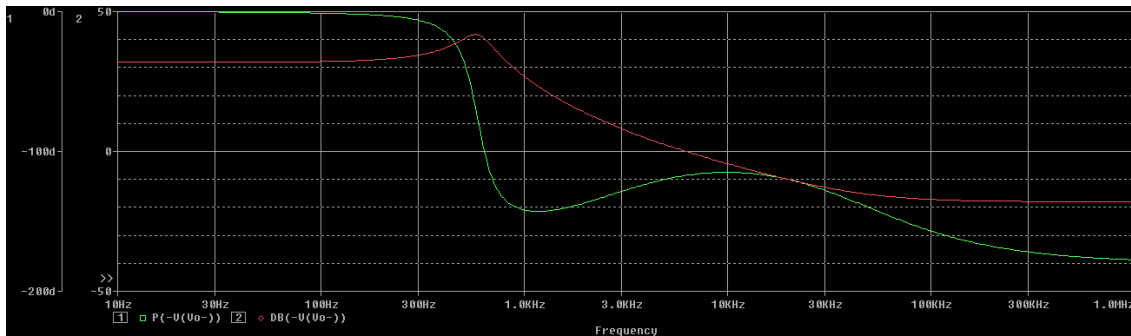


Ilustración 44. Simulación en frecuencia de Gvd en Orcad

EL factor Q del diagrama de Bode sale muchos más elevado en la representación de Mathcad.

Otro de los problemas que ha surgido es en la simulación de en modelo interruptor lazo cerrado con bloques de Laplace en Orcad y daba un salida superior a la esperada.

7 PRESUPUESTO

En este apartado se procede a calcular el presupuesto del proyecto realizado.

Para realizar las simulaciones y cálculos del circuito se han empleado dos programas de simulación Mathcad y Orcad respectivamente, los cuáles necesitan una licencia para poder utilizarlos, además de un ordenador donde trabajar con ellos.

Por tanto, si consideramos una vida útil de unas 20000 horas para un ordenador, y una licencia de un año para cada programa utilizado:

	Coste Equipo / Programa (€)	Coste/hora (€/h)	Nº de horas (h)	Total (€)
Ordenador	550	0.062	300	18.83
OrCAD	510.80	0.058	60	3.499
MathCAD	1735.00	0.198	70	13.86
Precio TOTAL				36.18

Tabla 4. Amortización del equipamiento utilizado

En cuanto a los costos de personal, se le da un valor de 18 €/hora, con un total de 300 horas trabajadas, hace un coste de 5400 €

Teniendo en cuenta las horas trabajadas y el costo del equipo se obtiene un presupuesto total de:

PRESUPUESTO TOTAL

Proyecto del diseño y simulación de un convertidor Flyback	
Costes de utilización de equipos y software	36.18 €
Costes de personal	5400 €
Impuesto sobre el Valor Añadido	21 % → 1141.59 €
TOTAL	6577.78€

Tabla 5.Presupuesto total del proyecto

8 Conclusiones

- Se ha diseñado la etapa de potencia del convertidor Flyback.
 - Se ha validado el diseño.
 - Se han calculado los componentes pasivos.
 - Se han elegido los semiconductores de potencia.

- Se ha diseñado el control en modo tensión del convertidor Flyback.
 - Se ha modelizado un Flyback A una Buck-Boost para poder realizar el control.
 - Se ha realiza un modelo PWM del convertidor Buck-Boost y previamente un modelo en pequeña señal del sistema.
 - Se ha calculado el lazo de tensión.
 - Se han calculado los valores del compensador.

- Se ha simulado la repuesta transitoria en el convertidor Buck-Boost en lazo cerrado con el compensador y se ha comprobado que la salida tiene el valor esperado.

9 Listado de ilustraciones

Ilustración 1. Esquema de un convertidor Flyback con múltiples salidas (Fairchild Semiconductor)	5
Ilustración 2. Diagramas de bloques de un convertidor DC/DC sin aislamiento	7
Ilustración 3. Diagramas de bloques de un convertidor DC/DC con aislamiento	7
Ilustración 4. Curva de magnetización del transformador	8
Ilustración 5. Diagrama de bloques de un Convertidor DC/DC conmutado	9
Ilustración 6. Formas de onda de la corriente por la bobina	10
Ilustración 7. Esquema básico Buck	11
Ilustración 8. Topología ON en convertidor Buck	11
Ilustración 9. Topología OFF en convertidor Buck	11
Ilustración 10. Esquema básico de un convertidor Boost	12
Ilustración 11. Topología ON en convertidor Boost	13
Ilustración 12. Topología OF en convertidor Boost	13
Ilustración 13. Esquema básico de convertidor Buck-Boost	14
Ilustración 14. Topología ON en convertidor Buck-Boost	15
Ilustración 15. Topología OFF en convertidor Buck-Boost	15
Ilustración 16. Esquema de un convertidor Flyback	16
Ilustración 17. Topología ON en convertidor Flyback	16
Ilustración 18. Topología OFF en convertidor Flyback	17
Ilustración 19. Esquema simplificado de un convertidor Flyback con modelo de transformador	20
Ilustración 20. Topología ON en convertidor Flyback con el modelo del transformador	20
Ilustración 21. Topología OFF en convertidor Flyback con el modelo del transformador ...	21
Ilustración 22. Esquema y datos de la fuente flyback utilizados en Mathcad	24
Ilustración 23. Esquema y datos de la fuente flyback en el libro de Christophe P. Basso ...	24
Ilustración 24. Formas de onda CCM obtenidas en Mathcad	24
Ilustración 25. Formas de onda CCM del libro de Christophe P. Basso	25
Ilustración 26. Formas de onda DCM obtenidas en Mathcad	25
Ilustración 27. Formas de onda CCM del libro de Christophe P. Basso	26
Ilustración 28. Etapa previa al convertidor flyback	28
Ilustración 29. Señal rectificadora a la salida del puente de diodos	28
Ilustración 30. Señal rectificadora a la salida del puente de diodos y del condensador	28
Ilustración 31. Esquema de un convertidor Flyback teniendo en cuenta las tensiones de los semiconductores	30
Ilustración 32. Formas de onda sin elementos parásitos del transistor	30
Ilustración 33. Formas de onda ideales del diodo	32
Ilustración 34. Diagrama de bloques del control en lazo cerrado de un convertidor DC/DC	35
Ilustración 35. Circuito del convertidor Buck-Boost con el conmutador PWM	36
Ilustración 36. Circuito equivalente en pequeña señal de un convertidor Buck-Boost	37
Ilustración 37. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo	40
Ilustración 38. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo	41
Ilustración 39. Esquema del compensador calculado	42
Ilustración 40. Esquema del convertidor Buck-Boost controlado en modo tensión	43

Ilustración 41. Señal de entrada	43
Ilustración 42. Respuesta transitoria de la salida del convertidor Buck-Boost	44
Ilustración 43. Representación en mathcad de Gvd	44
Ilustración 44. Simulación en frecuencia de Gvd en Orcad	45

10 Listado de Tablas

Tabla 1. Diferencias en CCM y DCM.....	10
Tabla 2. Comparativa de las características entre transistores BJT, MOSFET e IGBT.....	31
Tabla 3. Comparativa entre los valores de trabajo de los transistores BJT, MOSFET e IGBT	31
Tabla 4. Amortización del equipamiento utilizado.....	45
Tabla 5. Presupuesto total del proyecto.....	46

11 Nomenclatura

- V_i = tensión de entrada (input)
- V_o = tensión de salida (output)
- $V_{DS(ON)}$ = tensión del transistor cuando conduce
- V_{DSS} = tensión máxima que puede soportar sin producir daños en el transistor
- V_F = tensión de codo del diodo
- V_{RWM} = tensión inversa máxima que debe soportar el diodo
- v_1 = tensión del primario del transformador
- v_2 = tensión del secundario del transformador
- $V_{1(AV)}$ = valor medio de la tensión del primario
- $V_{2(AV)}$ = valor medio de la tensión del secundario
- $V_{O(AV)}$ = valor medio de la tensión de salida
- $V_{O(riz)}$ = tensión de rizado de la salida
- N_1 = número de espiras del primario
- N_2 = número de espiras del secundario
- Q = transistor MOSFET
- D = diodo
- C = capacidad del filtro
- R = carga del filtro
- L_1 o L_m = inductancia del primario
- L_2 = inductancia del secundario
- ESR = carga del condensador
- $r_{DS(on)}$ = Resistencia que ofrece el transistor cuando conduce
- T_s = periodo de conmutación
- f_s = frecuencia de conmutación
- D = ciclo de trabajo
- i_2 = corriente del secundario
- i_1 = corriente del primario
- i_{mg} = corriente que circula por la inductancia L_{mg}
- i'_1 = corriente del primario modelo transformador
- i_D = corriente del diodo
- i_C = corriente del condensador
- i_O = corriente de salida
- I_{DM} = corriente máxima del transistor
- I_D = corriente máxima pulsada del transistor
- I_{FM} = corriente máxima del diodo
- $I_{1(min)}$ = valor mínimo de la corriente del primario
- $I_{1(max)}$ = valor máximo de la corriente del primario
- $I_{2(min)}$ = valor mínimo de la corriente del secundario
- $I_{2(max)}$ = valor máximo de la corriente del secundario
- $I_{mg(min)}$ = valor mínimo de la corriente i_{mg}
- $I_{mg(max)}$ = valor máximo de la corriente i_{mg}
- $I_{1(AV)}$ = valor medio de la corriente del primario

- $I_{2(AV)}$ = valor medio de la corriente del secundario
- $I_{D(AV)}$ = valor medio de la corriente del diodo
- $I_{O(AV)}$ = valor medio de la corriente de salida
- $I_{F(AV)}$ = corriente media del diodo
- $I_{1(riz)}$ = corriente de rizado del primario
- $I_{2(riz)}$ = corriente de rizado del secundario
- $I_{D(riz)}$ = corriente de rizado del diodo
- $td_{(on)}$ = tiempo de retardo de apagado
- $td_{(off)}$ = tiempo de retardo de encendido
- tr = tiempo de subida
- tf = tiempo de bajada

12 Bibliografía

- Libro: *Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs* del autor Christophe P. Basso.
- Libro: *CONVERSORES CONMUTADOS: CIRCUITOS DE POTENCIA Y CONTROL* de los autores Gabriel Garcerá Sanfelín, Emilio Figueres Amorós y Antonio Abellán García.
- Libro: Mohan, Undeland, Robbins. Power electronics. *Converters, Applications and design*.
- Artículo: Application Note AN4137 Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)
- Artículo: The Dark Side of Flyback Converters Presented by Christophe Basso
- Apuntes de la asignatura de Sistema Electrónicos Industriales:
 - SEI1617 TP T1 Modelización de etapas potencia DC DC (1).pdf
 - Control en Modo Tensión.pdf

ANEXOS

ANEXO I

Cálculos Matcad

Diseño de los componentes:

$$\begin{aligned}V_{DC_rms_max} &:= 265V & V_{DC_rms_min} &:= 85V & f_{red} &:= 50Hz \\f_{DC} &:= 66kHz & V_o &:= 5V \\I_o &:= 2.4A \\P_o &:= V_o \cdot I_o = 12W & T_{DC} &:= \frac{1}{f_{DC}} = 1.515 \times 10^{-5} s \\P_i &:= \frac{P_o}{\eta} = 12W\end{aligned}$$

1.2) Rango de tensiones de entrada

$$V_{DC_max} := V_{DC_rms_max} \sqrt{2} \quad V_{DC_max} = 374.767V$$

$$V_{DC_min} = V_{DC_rms_min} \sqrt{2} - V_{DC_riz}$$

Sabemos que:

$$V_{DC_riz} = \frac{I_{i_AV}}{2 \cdot f_{red} \cdot C_{DC}}$$

$$I_{i_AV} = \frac{P_o}{V_{i_AV} \cdot \eta} = \frac{P_i}{V_{i_AV}}$$

$$V_{i_AV} = V_{DC_rms_min} \sqrt{2} - \frac{V_{DC_riz}}{2}$$

A partir de estas ecuaciones despejamos V_{DC_riz} , nos queda una ecuación de segundo grado:

$$V_{DC_riz1} = \frac{P_o}{2 \cdot f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_rms_min} \sqrt{2} \cdot \eta - f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_riz} \cdot \eta}$$

$$V_{DC_riz} (2 \cdot f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_rms_min} \sqrt{2} \cdot \eta - f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_riz} \cdot \eta) = P_o$$

$$V_{DC_riz}^2 \cdot 2 \cdot f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_rms_min} \sqrt{2} \cdot \eta - f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_riz}^2 \cdot \eta = P_o$$

$$V_{DC_riz}^2 \cdot (f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot \eta) - V_{DC_riz} \cdot (2 \cdot f_{DC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC_rms_min}) + P_o = 0$$

$$C_{DC} \cdot f_{DC} \cdot \eta = 1.98 \frac{1}{\Omega}$$

$$2C_{DC} \cdot f_{DC} \cdot V_{DC_rms_min} \cdot \sqrt{2} \cdot \eta = 476.024 \text{ A}$$

$$P_o = 12 \text{ W}$$

$$V_{DC_riz} = 39.896 \text{ V}$$

$$V_{DC_min} := V_{DC_rms_min} \cdot \sqrt{2} - V_{DC_riz} = 80.312 \text{ V}$$

$$V_{i_AV} := V_{DC_rms_min} \cdot \sqrt{2} - \frac{V_{DC_riz}}{2} = 100.26 \text{ V}$$

$$I_{i_AV} := \frac{P_o}{V_{i_AV} \cdot \eta} = 0.12 \text{ A}$$

$$V_{DC_rizZ} := \frac{I_{i_AV}}{2 \cdot f_{red} \cdot C_{DC}} = 39.896 \text{ V}$$

2) Determinar el ciclo de trabajo máximo y mínimo (D.max, D.min):

Sabemos que:

$$V_o = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \cdot V_{DC_min}$$

Establecemos un D.max de 0.45, por lo tanto N.12:

$$D_{max} := 0.45$$

$$N_{12} := \frac{1}{V_o} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \cdot V_{DC_min} = 13.142$$

Por lo tanto D.min:

$$V_o = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{D_{min}}{1 - D_{min}} \cdot V_{DC_max}$$

$$D_{\min} := \frac{(V_o \cdot N_{12})}{(V_{DC_max} + V_o \cdot N_{12})} = 0.149$$

3) Determinar la inductancia del transformador L_m , y las distintas corriente que circulan por nuestra fuente:

3.1) Determinar la inductancia del transformador L_m :

A partir del factor KRF vamos a calcular L_m . Sabemos que en CCM $KRF < 1$ y que para entrada universal, que es nuestro caso, el factor KRF suele valer 0.33. Sabemos:

$$K_{RF} = \frac{I_{1_riz}}{2 \cdot I_{EDC}} \quad K_{RF} := 0.33$$

$$I_{EDC} = \frac{I_{1_max} + I_{1_min}}{2}$$

$$I_{1_riz} = I_{1_max} - I_{1_min}$$

$$I_{1_max} = 2I_{1_min}$$

$$0.33 = \frac{I_{1_max} - I_{1_min}}{2 \cdot \frac{I_{1_max} + I_{1_min}}{2}}$$

$$0.33 = \frac{I_{1_max} - I_{1_min}}{I_{1_max} + I_{1_min}}$$

$$0.33 \cdot (I_{1_max} + I_{1_min}) = I_{1_max} - I_{1_min}$$

$$1.33I_{1_min} = 0.66I_{1_max}$$

Despejamos L_m : +

$$\frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{\min}} + \frac{V_{DC_max} - V_{DS_on}}{2 \cdot L_m} \cdot D_{\min} \cdot T_{DC} = 2 \cdot \left(\frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{\min}} - \frac{V_{DC_max} - V_{DS_on}}{2 \cdot L_m} \cdot D_{\min} \cdot T_{DC} \right)$$

$$L_m := \frac{3 \cdot D_{\min} \cdot N_{12} \cdot T_{DC} \cdot (V_{DS_on} - V_{DC_max}) \cdot (D_{\min} - 1)}{2 \cdot I_o} = 5.92 \text{ mH}$$

$$L_{m2} := \frac{3 \cdot D_{\max} \cdot N_{12} \cdot T_{DC} \cdot (V_{DS_on} - V_{DC_min}) \cdot (D_{\max} - 1)}{2 \cdot I_o} = 2.474 \times 10^{-3} \text{ H}$$

3.2) Determinar las distintas corrientes de nuestra fuente:

- Con VDC max, Dmin:

$$I_{1_max_max} := \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{min}} + \frac{V_{DC_max} - V_{DS_on}}{2 \cdot L_m} \cdot D_{min} \cdot T_{DC} = 0.286 \text{ A}$$

$$I_{1_min_max} := \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{min}} - \frac{V_{DC_max} - V_{DS_on}}{2 \cdot L_m} \cdot D_{min} \cdot T_{DC} = 0.143 \text{ A}$$

$$I_{1_riz} := I_{1_max_max} - I_{1_min_max} = 0.143 \text{ A}$$

$$I_{EDC} := \frac{I_{1_max_max} + I_{1_min_max}}{2} = 0.215 \text{ A}$$

$$I_{2_max} := N_{12} \cdot I_{1_max_max} = 3.761 \text{ A}$$

$$I_{2_min} := N_{12} \cdot I_{1_min_max} = 1.881 \text{ A}$$

$$I_{2_riz} := I_{2_max} - I_{2_min} = 1.88 \text{ A}$$

$$I_{2_min2} := \frac{I_o}{1 - D_{max}} - \frac{1}{2 \cdot L_m} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1 - D_{max}) \cdot T_{DC} = 3.756 \text{ A}$$

$$I_{2_max2} := \frac{I_o}{1 - D_{min}} + \frac{1}{2 \cdot L_m} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1 - D_{min}) \cdot T_{DC} = 3.761 \text{ A}$$

$$L_m = 5.92 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$\frac{V_{DC_min} - V_{DS_on}}{2 \cdot L_m} \cdot D_{max} \cdot T_{DC}^3 = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{min}}$$

$$\frac{V_{DC_min} - V_{DS_on}}{\frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{min}}} \cdot D_{max} \cdot T_{DC}^3 = 2L_m$$

$$L_m = \frac{V_{DC_min} - V_{DS_on}}{\frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1 - D_{min}}} \cdot D_{max} \cdot T_{DC}^3 \cdot \frac{3}{2}$$

L.m_ARTICULO del artículo:

$$L_{m_ARTICULO} := \frac{(V_{DC_max} \cdot D_{min})^2}{2 \cdot P_i \cdot f_{DC} \cdot KRF} = 5.98 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Vamos a comprobar que I.ms = I.1_max = I.ds:

$$I_{ds_rms} := \sqrt{\left[3 \cdot (I_{EDC})^2 + \left(\frac{I_{1_riz}}{2} \right)^2 \right] \cdot \frac{D_{max}}{3}} = 0.147 \text{ A}$$

$$I_{ds} := I_{ds_rms} \cdot \sqrt{2} = 0.207 \text{ A}$$

4) Determinar el condensador y la ESR del filtro:

4.1) Determinar el condensador

$$V_{o_riz} = \frac{1}{C_{\text{filtro}}} \cdot I_o \cdot D_{\text{min}} \cdot T_{DC}$$

Como especificacion V_{o_riz} es el 5% de la V_o de salida por lo tanto:

$$V_{o_riz} := 0.05 \cdot V_o = 0.25 \text{ V}$$

Aislamos C de la expresion anterior:

$$C_{\text{filtro}} := \frac{(I_o \cdot D_{\text{min}} \cdot T_{DC})}{V_{o_riz}} = 21.699 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_o := 1500 \mu\text{F}$$

4.2) Determinar la ESR

$$V_{o_riz} = I_{2_max} \cdot \text{ESR}$$

$$\text{ESR} := 44 \text{ m}\Omega$$

$$\text{ESR} := \frac{V_{o_riz}}{I_{2_max}} = 0.066 \Omega$$

Práctica 1. Análisis de un convertidor DC/DC Flyback con Mathcad

$$\begin{aligned}V_i &:= 374.767 \text{ V} & C_f &:= 1500\mu\text{F} & R_o &:= 2.083\Omega \\D &:= 0.149 & R_c &:= 44\text{m}\Omega & N_{12} &:= 13.142 \\f_s &:= 66\text{kHz} & L_1 &:= 5.92\text{mH} \\T_s &:= \frac{1}{f_s} = 0.015 \cdot \text{ms} & V_o &:= 5\text{V}\end{aligned}$$

$$L_2 := \frac{L_1}{N_{12}^2} = 34.277 \cdot \mu\text{H}$$

$$I_o := \frac{V_o}{R_o} = 2.4 \text{ A}$$

$$P_o := \frac{V_o^2}{R_o} = 12.002 \text{ W}$$

1.2) Calcular los valores de rizado, máximo y mínimo de la corriente de primario del transformador ($I_{1,riz}$, $I_{1,max}$, $I_{1,min}$) y tensión máxima en extremos del interruptor (V_{Smax}). Determinar si el convertidor trabaja en modo de conducción continua o discontinua.

$$I_{1,riz} := \frac{1}{L_1} \cdot V_i \cdot D \cdot T_s = 0.143 \text{ A}$$

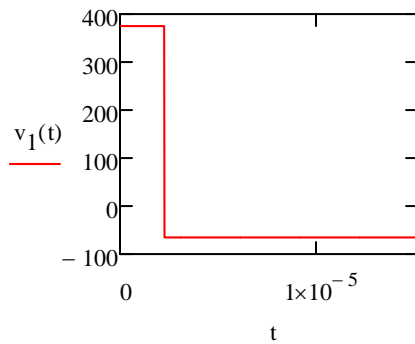
$$I_{1,max} := \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_i}{2 \cdot L_1} \cdot D \cdot T_s = 0.286 \text{ A}$$

$$I_{1,min} := \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_o}{1-D} - \frac{V_i}{2 \cdot L_1} \cdot D \cdot T_s = 0.143 \text{ A}$$

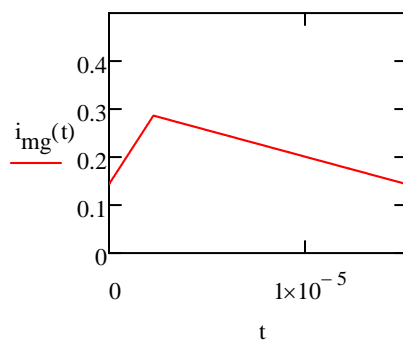
$$V_{s_max} := V_i + N_{12} \cdot V_o = 440.477 \text{ V}$$

1.3) Representar las formas de onda en al menos un periodo de la tensión de primario (v1) y las corrientes magnetizante, de primario y de secundario del transformador (img, i1, i2).

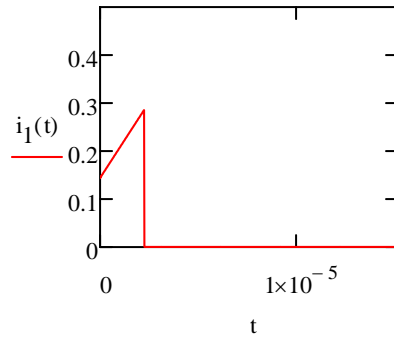
$$v_1(t) := \begin{cases} V_i & \text{if } 0 \leq t < D \cdot T_s \\ (-V_o \cdot N_{12}) & \text{if } D \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$



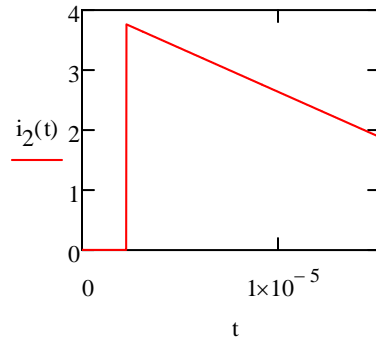
$$i_{mg}(t) := \begin{cases} I_{1_min} + \frac{V_i}{L_1} \cdot t & \text{if } 0 \leq t < D \cdot T_s \\ I_{1_max} - \frac{N_{12} \cdot V_o}{L_1} \cdot (t - D \cdot T_s) & \text{if } D \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$



$$i_1(t) := \begin{cases} i_{mg}(t) & \text{if } 0 \leq t < D \cdot T_s \\ 0 & \text{if } D \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$



$$i_2(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < D \cdot T_s \\ i_{mg}(t) \cdot N_{12} & \text{if } D \cdot T_s < t \leq T_s \end{cases}$$



1.4) Calcular los valores eficaces de la corriente de primario y de secundario del transformador ($I_{1,RMS}$, $I_{2,RMS}$).

$$I_{1_RMS} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot (I_{1_max}^2 + I_{1_min}^2 + I_{1_max} \cdot I_{1_min})} = 0.084 \text{ A}$$

$$I_{2_min} := \frac{I_o}{1 - D} - \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot T_s = 1.88 \text{ A}$$

$$I_{2_max} := \frac{I_o}{1 - D} + \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot T_s = 3.761 \text{ A}$$

$$I_{2_RMS} := \sqrt{\frac{1 - D}{3} \cdot (I_{2_max}^2 + I_{2_min}^2 + I_{2_max} \cdot I_{2_min})} = 2.65 \text{ A}$$

TRANSISTOR

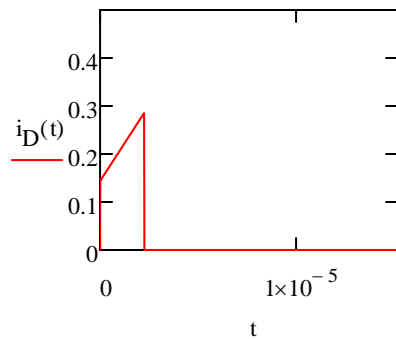
$$r_{ds(on)} := 4.4\Omega$$

$$V_F := 5V$$

$$I_D := \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{D_{min}}{1 - D_{min}} \cdot I_o = 0.032 A$$

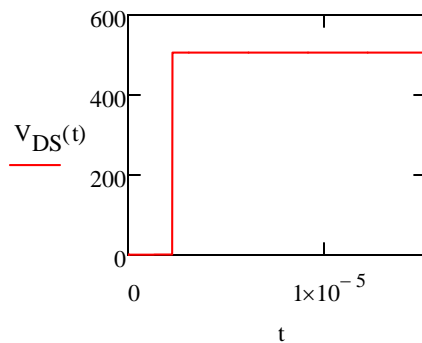
$$V_{DS_on} := r_{ds(on)} \cdot I_D$$

$$i_D(t) := \begin{cases} I_{1_min} + \frac{V_i - V_{DS_on}}{L_m} \cdot t & \text{if } 0 < t < D_{min} \cdot T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$



$$I_{DM} := I_{1_min} + \frac{(V_i - V_{DS_on}) \cdot (D_{min} \cdot T_s)}{L_m} = 0.286 A$$

$$V_{DS}(t) := \begin{cases} i_D(t) \cdot r_{ds(on)} & \text{if } 0 < t < D_{min} \cdot T_s \\ [V_i + N_{12} \cdot (V_o + V_F)] & \text{if } D_{min} \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$



$$T_s = 15.152 \cdot \mu s$$

$$V_{DSS} := V_i + N_{12} \cdot (V_o + V_F) = 506.187 V$$

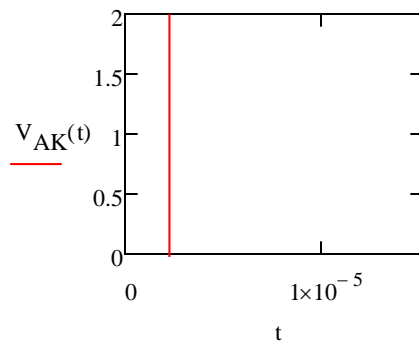
$$t_{d_on} := 10\text{ns} \quad t_r := 23\text{ns} \quad t_{d_off} := 30\text{ns} \quad t_f := 25\text{ns}$$

$$t_{d_on} + 2t_r + t_{d_off} + 2t_f < T_s$$

$$t_{d_on} + 2t_r + t_{d_off} + 2t_f = 136 \cdot \text{ns} \quad T_s = 1.515 \times 10^4 \cdot \text{ns}$$

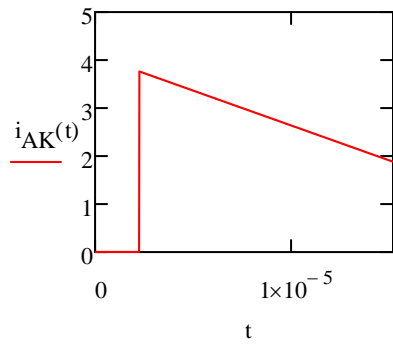
DIODO

$$V_{AK}(t) := \begin{cases} \left[\frac{1}{N_{12}} \cdot (V_i - V_{DS_on}) \right] - V_o & \text{if } 0 < t < D_{\min} \cdot T_s \\ V_F & \text{if } D_{\min} \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$



$$V_{RWM} := \frac{1}{N_{12}} \cdot (V_i - V_{DS_on}) + V_o = 33.506 \text{ V}$$

$$i_{AK}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 < t < D_{\min} \cdot T_s \\ N_{12} \cdot \left[I_{1_max} - \frac{N_{12} \cdot V_o}{L_m} \cdot (t - D_{\min} \cdot T_s) \right] & \text{if } D_{\min} \cdot T_s < t < T_s \end{cases}$$



$$I_{FM} := I_{2_max} = 3.761 \text{ A}$$

$$I_{F_AV} := I_O = 2.4 \text{ A}$$

Control MODO TENSION fuente conmutada buck boost

1. Datos: Buck-Boost

$$V_{i_max} := 374.767 \text{ V} \quad V_o := 5 \text{ V} \quad R := 2.083 \Omega \quad f := 66 \text{ kHz}$$

$$D_{min} := 0.149$$

$$L_m := 5.92 \text{ mH} \quad C := 1500 \mu\text{F} \quad R_C := 44 \text{ m}\Omega \quad \text{ESR}$$

$$V_m := 3 \text{ V} \quad V_{ref} := 2.5 \text{ V}$$

$$N_{12} := 13.142$$

$$V_i := V_{i_max} \quad D := D_{min}$$

$$V'_i := \frac{V_i}{N_{12}} = 28.517 \text{ V}$$

$$L' := \frac{L_m}{N_{12}^2} = 34.277 \cdot \mu\text{H}$$

Cálculos DC:

$$I_o := \frac{V_o}{R} = 2.4 \text{ A}$$

$$P_o := V_o \cdot I_o \quad P_o = 12.002 \text{ W} \quad P_i := P_o$$

$$I_i := \frac{P_o}{V_i} \quad I_i = 0.032 \text{ A} \quad I_L := I_i$$

$$F_m := \frac{1}{V_m} \quad F_m = 0.333 \frac{1}{\text{V}}$$

$$G_{do} := \frac{V_i}{(1-D)^2} = 39.377 \text{ V}$$

$$\omega_{z1} := \frac{1}{R_C \cdot C} \quad \omega_{z1} = 1.515 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

Cero de la ESR

$$f_{z1} := \frac{\omega_{z1}}{2\pi} \quad f_{z1} = 2.411 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_{z2} := \frac{(1-D)^2 \cdot R}{D \cdot L'} \quad \omega_{z2} = 295.368 \cdot \frac{\text{krad}}{s}$$

Cero de fase no mínima

$$f_{z2} := \frac{\omega_{z2}}{2\pi} \quad f_{z2} = 4.701 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

R >> r

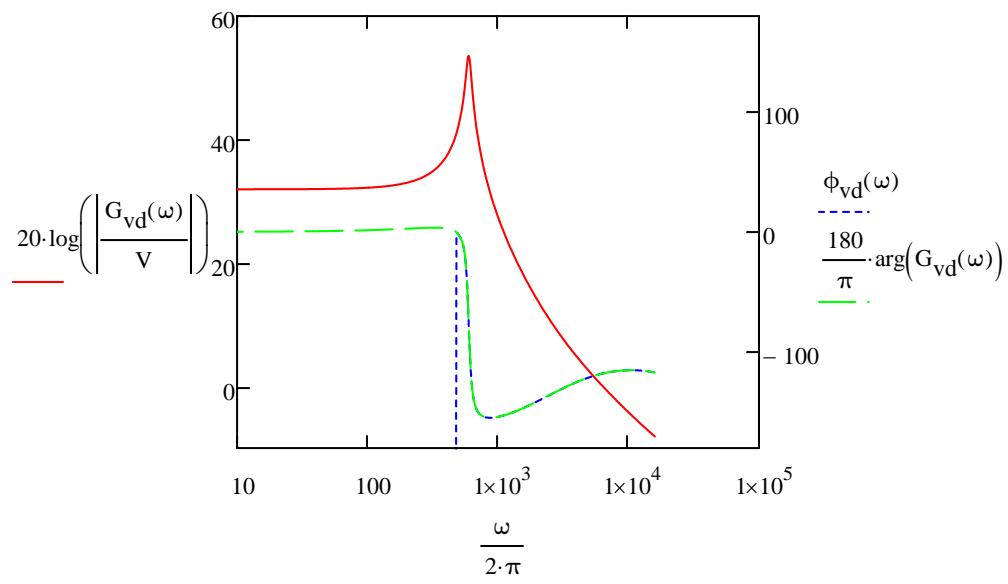
$$\omega_n := \frac{1-D}{\sqrt{L' \cdot C}} \quad \omega_n = 3.753 \cdot \frac{\text{krad}}{s}$$

$$f_n := \frac{\omega_n}{2\pi} \quad f_n = 597.317 \cdot \text{Hz}$$

$$Q := R \cdot (1-D) \cdot \sqrt{\frac{C}{L'}} \quad Q = 11.726$$

$$\zeta := \frac{1}{2 \cdot Q} \quad \zeta = 0.043$$

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



SOLUCIÓN

1. Diseño del compensador (sin considerar red de muestreo: b = 1):

1.1: |Gvd(200 Hz)|, arg(Gvd(200 Hz)), tipo de compensador:

$$F_m = 0.333 \frac{1}{V}$$

$$3 f_n < f_c < 0.3 f_{z2}$$

$$b := 1$$

$$f_{z2} = 4.701 \times 10^4 \frac{1}{s} \quad f_n = 597.317 \frac{1}{s}$$

$$3 \cdot f_n = 1.792 \cdot \text{kHz}$$

$$f_c := 7 \text{kHz}$$

$$0.3 \cdot f_{z2} = 14.103 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$\omega_c = 4.398 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{s}$$

$$20 \cdot \log\left(\frac{|G_{vd}(\omega_c)|}{V}\right) = -0.949$$

$$\arg(G_{vd}(2\pi \cdot 15 \text{kHz})) = -116.635^\circ$$

$$\phi_{vd_fc} := \arg(G_{vd}(\omega_c))$$

$$\phi_{vd_fc} = -117.058^\circ$$

Compensador tipo 3

$$f_n := \frac{\omega_n}{2\pi}$$

$$f_n = 597.317 \cdot \text{Hz}$$

$$\omega_n = 3.753 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$f_{z2} := \frac{\omega_{z2}}{2\pi}$$

$$f_{z2} = 4.701 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

$$\omega_{z2} = 295.368 \cdot \frac{\text{krad}}{s}$$

$$A_v(\omega) = \frac{k_c}{j \cdot \omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz}}\right)^2}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp}}\right)^2}$$

1.2. AUFA, factor K:

$$MF = 60^\circ$$

$$\arg(G_{vd}(\omega_c)) - 90^\circ + \text{AUFA} := -180^\circ + MF$$

$$\arg(G_{vd}(\omega_c)) = -117.058^\circ$$

$$\phi_{vd_fc} = -117.058^\circ$$

$$AUFA := -90^\circ + MF - \phi_{vd_fc}$$

$$AUFA = 87.058^\circ$$

$$K := \left(\tan \left(45^\circ + \frac{AUFA}{4} \right) \right)^2 \quad K = 5.425$$

1.3. Compensador:

$$\omega_{cz} := \frac{\omega_c}{\sqrt{K}} \quad \omega_{cz} = 1.888 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{cp} := \sqrt{K} \cdot \omega_c \quad \omega_{cp} = 102.443 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Ganancia del regulador kc:

$$|G_{vd}(\omega_c)| \cdot F_m \cdot |A_c(\omega_c)| := 1$$

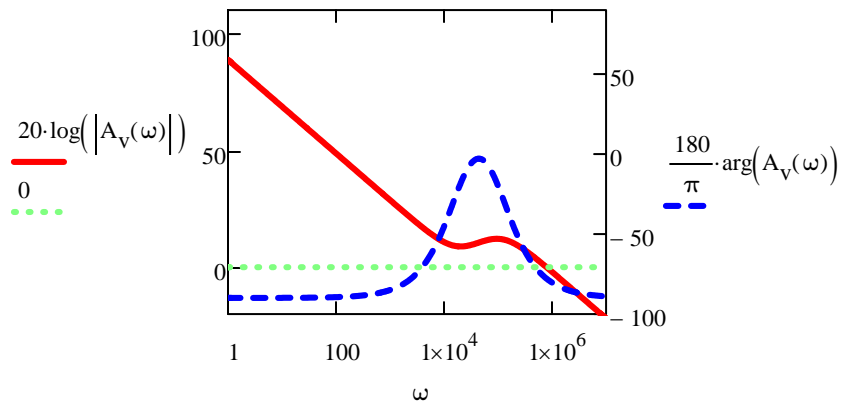
$$|G_{vd}(\omega_c)| \cdot F_m \cdot \left| \frac{k_c \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz}} \right)^2}{j \cdot \omega \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp}} \right)^2} \right| = 1$$

$$k_c := \frac{\omega_c}{(|G_{vd}(\omega_c)| \cdot F_m)} \cdot \frac{\left[1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{cp}} \right)^2 \right]}{\left[1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{cz}} \right)^2 \right]} = 2.713 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Resumen: $k_c = 2.713 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ $\omega_{cz} = 1.888 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ $\omega_{cp} = 1.024 \times 10^5 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$

1.4. Diagrama de Bode del compensador, valores representativos:

$$A_v(\omega) := \frac{k_c \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz}} \right)^2}{j \cdot \omega \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp}} \right)^2}$$



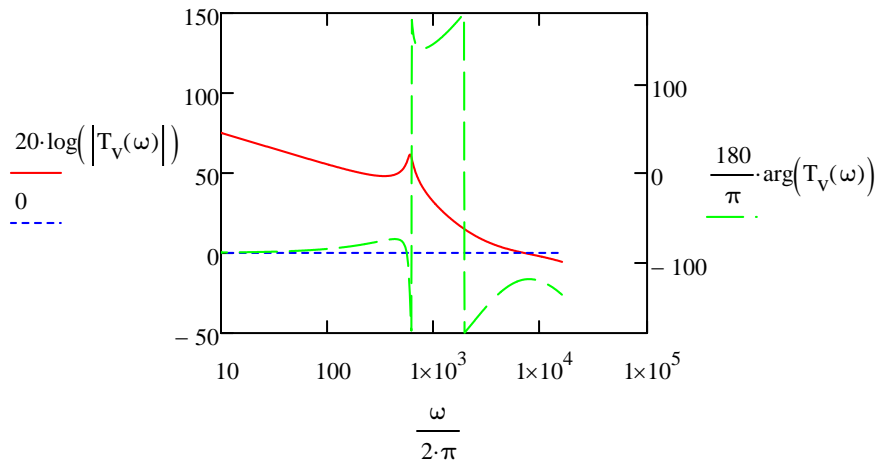
$$20 \cdot \log(|A_V(\omega_c)|) = 10.491$$

$$\arg(A_V(\omega_c)) = -2.942^\circ$$

Ganancia de lazo:

$$T_V(\omega) := G_{Vd}(\omega) \cdot F_m \cdot A_V(\omega)$$

ϕ



Dado $\omega_{c1} := 10 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$

$$|T_V(\omega_{c1})| = 1$$

$$\omega_c := \text{Find}(\omega_{c1})$$

$$f := \frac{\omega_c}{2 \cdot \pi} = 7 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$MF := \arg(T_V(\omega_c)) + 180^\circ = 60^\circ$$

1. Datos: Buck-Boost

$$\begin{aligned}V_{i_max} &:= 374.767V & V_o &:= 5V & R &:= 2.083\Omega & f &:= 66\text{kHz} \\D_{\min} &:= 0.149 \\L_m &:= 5.92\text{mH} & C &:= 1500\mu\text{F} & R_C &:= 44\text{m}\Omega & \text{ESR} \\V_m &:= 3V & V_{\text{ref}} &:= 2.5V \\N_{12} &:= 13.142 & V_{i_min} &:= 80.312V\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_i &:= V_{i_max} & D &:= D_{\min} \\V'_i &:= \frac{V_i}{N_{12}} = 28.517V & D_{\min} &= 0.149 & V'_{i_min} &:= \frac{V_{i_min}}{N_{12}} = 6.111V \\L' &:= \frac{L_m}{N_{12}^2} = 34.277\mu\text{H}\end{aligned}$$

Cálculos DC:

$$\begin{aligned}I_o &:= \frac{V_o}{R} = 2.4\text{A} \\P_o &:= V_o \cdot I_o & P_o &= 12.002\text{ W} & P_i &:= P_o \\I_i &:= \frac{P_o}{V_i} & I_i &= 0.032\text{ A} & I_L &:= I_i \\F_m &:= \frac{1}{V_m} & F_m &= 0.333 \frac{1}{V}\end{aligned}$$

$$G_{do} := \frac{V'_i}{(1-D)^2} = 39.377\text{ V}$$

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

$$\omega_{z1} = 1.515 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

Cero de la ESR

$$f_{z1} := \frac{\omega_{z1}}{2\pi} \quad f_{z1} = 2.411 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_{z2} := \frac{(1-D)^2 \cdot R}{D \cdot L'} \quad \omega_{z2} = 295.368 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Cero de fase no mínima

$$f_{z2} := \frac{\omega_{z2}}{2\pi} \quad f_{z2} = 4.701 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

R >> r

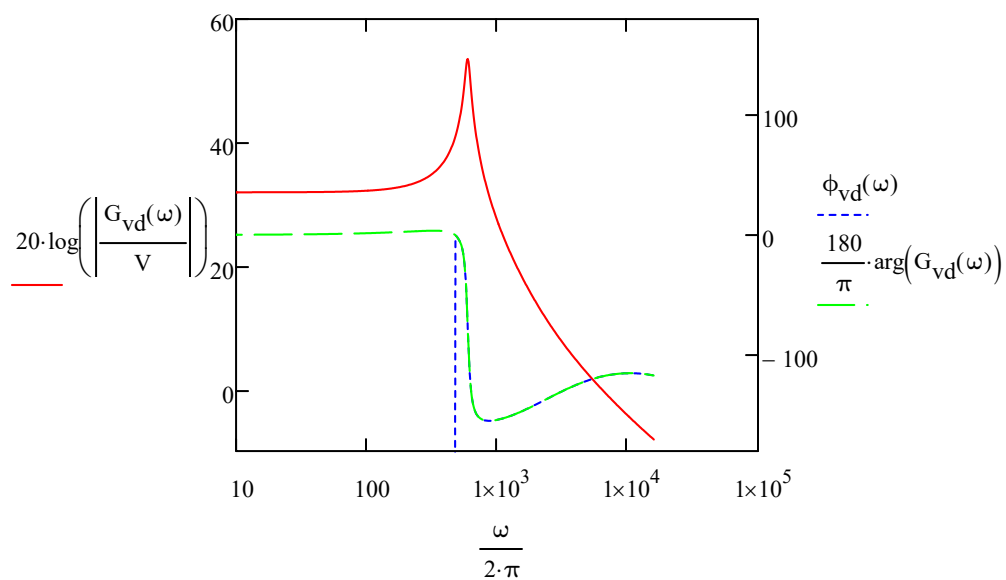
$$\omega_n := \frac{1-D}{\sqrt{L' \cdot C}} \quad \omega_n = 3.753 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$f_n := \frac{\omega_n}{2\pi} \quad f_n = 597.317 \cdot \text{Hz}$$

$$Q := R \cdot (1-D) \cdot \sqrt{\frac{C}{L'}} \quad Q = 11.726$$

$$\zeta := \frac{1}{2 \cdot Q} \quad \zeta = 0.043$$

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



$$3 \cdot f_n = 1.792 \cdot \text{kHz}$$

$$f_c := 7 \text{kHz}$$

$$0.3 \cdot f_{z2} = 14.103 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad \omega_c = 43.982 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\arg(G_{vd}(\omega_c)) = -117.058^\circ$$

Colocación manual:

$$\omega_{p1c} = \omega_{z_ESR_Gvd}$$

$$\omega_{p2c} = \omega_{z_RHP_Gvd}$$

$$\omega_{z1c} < 0.1 \cdot \omega_c$$

ω_{z2c} y ω_{p0c} para conseguir un margen de fase: $MF > 50^\circ$

$$\omega_{z_RHP_Gvd} := \frac{(1-D)^2 \cdot R}{L \cdot D} = 2.954 \times 10^5 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\omega_{z_ESR_Gvd} := \frac{1}{R \cdot C} = 1.515 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\omega_{cp2} := \omega_{z_RHP_Gvd} = 2.954 \times 10^5 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\omega_{cp1} := \omega_{z_ESR_Gvd} = 1.515 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

$$0.1 \cdot \omega_c = 4.398 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}} \quad \omega_{cz1} := 5 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\omega_{cz2} := 1 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\text{s}}$$

$$\omega_{p0c} := 5 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{\text{s}}$$

$$A_{v2}(\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j \cdot \omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz2}}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp2}}\right)}$$

$$f_c = 7 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

Ganancia de lazo:

$$T_{V2}(\omega) = G_{vd}(\omega) \cdot F_m \cdot \left[\frac{\omega_{p0c} \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz2}}\right)}{j \cdot \omega \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp2}}\right)} \right]$$

$$|T_{V2}(\omega_c)| = 1$$

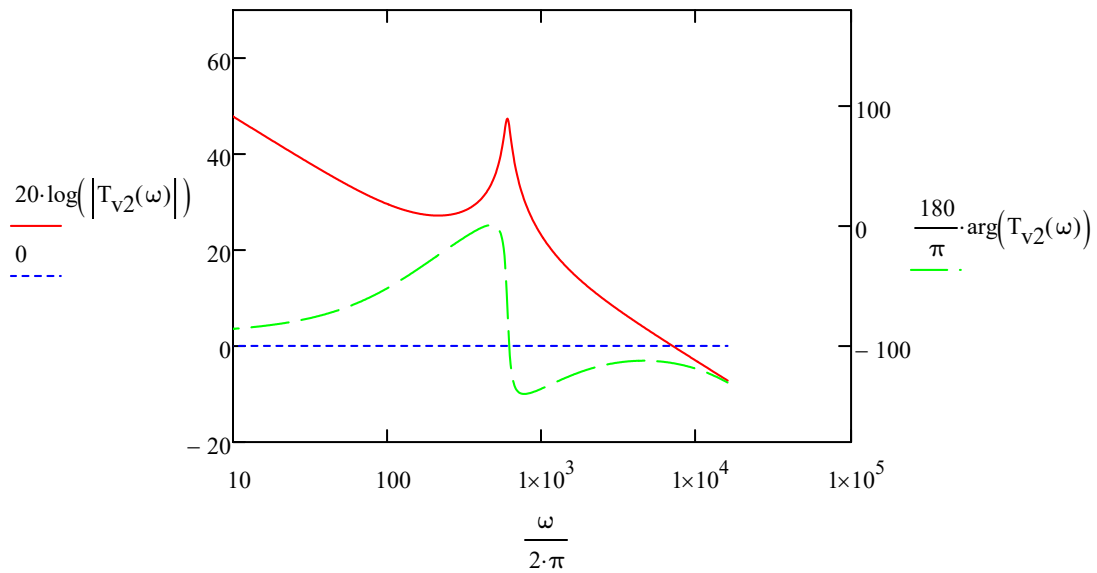
$$1 = |G_{vd}(\omega_c)| \cdot F_m \cdot \frac{\omega_{p0c}}{\omega_c} \cdot \left| \frac{\left(1 + \frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cz1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cz2}}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cp1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cp2}}\right)} \right|$$

$$\omega_{p0c} := \frac{\omega_c \cdot \left| \frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cp1}} + 1 \right| \cdot \left| \frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cp2}} + 1 \right|}{F_m \cdot |G_{vd}(\omega_c)| \cdot \left| \left(\frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cz1}} + 1 \right) \cdot \left(\frac{j \cdot \omega_c}{\omega_{cz2}} + 1 \right) \right|} = 1.173 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$\omega_{cp2} = 2.954 \times 10^5 \frac{1}{s}$$

$$A_{V2}(\omega) := \frac{\omega_{p0c}}{j \cdot \omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz2}}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp2}}\right)}$$

$$T_{V2}(\omega) := G_{vd}(\omega) \cdot F_m \cdot \left[\frac{\omega_{p0c} \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cz2}}\right)}{j \cdot \omega \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{cp2}}\right)} \right]$$



Dado $\omega_{c1} := 10 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$ $|T_{v2}(\omega_{c1})| = 1$

$$F_m = 0.333 \frac{1}{V}$$

$\omega_{c1} := \text{Find}(\omega_{c1})$ $f_{c1} := \frac{\omega_c}{2 \cdot \pi} = 7 \cdot \text{kHz}$

$$\text{MF} := \arg(T_{v2}(\omega_c)) + 180^\circ = 65.693^\circ$$

Compensador TIPO 3. Diseño de sus componentes:

Suponiendo $C2 \ll C1$, $R3 \ll R1$

$$\omega_{cz1} = \frac{1}{R_1 \cdot C_3}$$

$$\omega_{cp1} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}$$

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

Para una $R1 = 100 \text{ k}\Omega$

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

$$C_3 := \frac{1}{R_1 \cdot \omega_{cz1}} = 2 \cdot \text{nF}$$

$$C_1 := \frac{1}{R_1 \cdot \omega_{p0c}} = 8.525 \cdot \text{nF}$$

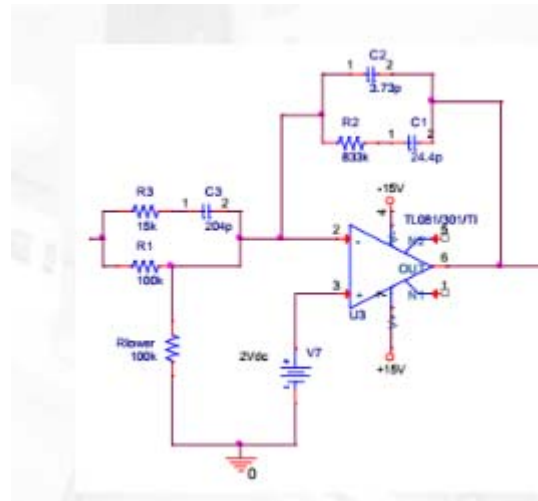
$$R_3 := \frac{1}{C_3 \cdot \omega_{cp2}} = 1.693 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_2 := \frac{1}{C_1 \cdot \omega_{cz2}} = 117.3 \cdot \text{k}\Omega$$

$$C_2 := \frac{1}{R_2 \cdot \omega_{cp1}} = 562.662 \cdot \text{pF}$$

$$\frac{V_o - V_{\text{ref}}}{R_1} = \frac{V_{\text{ref}}}{R_{\text{lower}}}$$

$$R_{\text{lower}} := \frac{R_1 \cdot V_{\text{ref}}}{V_o - V_{\text{ref}}} = 100 \cdot \text{k}\Omega$$



ANEXO II

Hojas de Datos

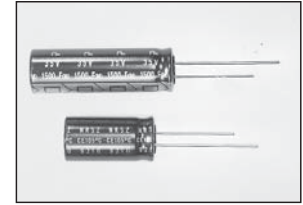
LOW IMPEDANCE AT HIGH FREQUENCY RADIAL LEADS, POLARIZED ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

FEATURES

- VERY LOW IMPEDANCE
- LONG LIFE AT 105°C (2000 ~ 10,000 hrs.)
- HIGH STABILITY AT LOW TEMPERATURE
- IDEALLY FOR USE IN SWITCHING POWER SUPPLIES AND CONVERTORS

RoHS Compliant
includes all homogeneous materials

*See Part Number System for Details



CHARACTERISTICS

Rated Voltage Range		6.3 ~ 100VDC							
Capacitance Range		0.47 ~ 12,000µF							
Operating Temperature Range		-55 ~ +105°C							
Capacitance Tolerance		±20% (M)							
Max. Leakage Current @ 20°C	After 1 min.	0.03CV or 4µA, whichever is greater							
	After 2 min.	0.01CV or 3µA, whichever is greater							
Max. Tanδ ~ 120Hz/20°C	W.V. (VDC)	6.3	10	16	25	35	50	63	100
	S.V. (VDC)	8	13	20	32	44	63	79	125
	C < 1,200µF	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.08	0.07
	C = 1,500µF	0.23	0.20	0.17	0.15	0.13	0.11	-	-
	C = 1,800µF	0.23	0.20	0.17	0.15	0.13	0.11	-	-
	C = 2,200µF	0.24	0.21	0.18	0.16	0.14	-	-	-
	C = 2,700µF	0.25	0.22	0.19	0.17	0.15	-	-	-
	C = 3,300µF	0.26	0.23	0.20	0.18	0.16	-	-	-
	C = 3,900µF	0.28	0.25	0.22	0.20	-	-	-	-
	C = 4,700µF	0.29	0.26	0.23	0.21	-	-	-	-
	C = 5,600µF	0.31	0.28	0.25	-	-	-	-	-
	C = 6,800µF	0.33	0.30	0.27	-	-	-	-	-
	C = 8,200µF	0.36	0.33	-	-	-	-	-	-
C = 10,000µF	0.40	-	-	-	-	-	-	-	
C = 12,000µF	0.44	-	-	-	-	-	-	-	
Low Temperature Stability Impedance Ratio @ 120Hz	Z-25°C/Z+20°C	3	2	2	2	2	2	2	2
	Z-40°C/Z+20°C	4	3	3	3	3	3	3	3
Load Life Test at Rated W.V. & 105°C (See Standard Products and Specifications Tables)	Capacitance Change	Within ±20% of initial measured value							
	Tanδ	Less than 200% of specified maximum value							
	Leakage Current	Less than specified maximum value							
Shelf Life Test 105°C for 1,000 hours No Load	Capacitance Change	Within ±20% of initial measured value							
	Tanδ	Less than 200% of specified maximum value							
	Leakage Current	Less than specified maximum value							

LOW IMPEDANCE
NRSZ ▶ **NRSY**
(today's standard) (reduced sizes)

*NRSZ102M6.3V8X20 is 4,500 Hours @ 105°C

Unless otherwise specified here, capacitor shall meet JIS C-5141 Characteristics W.

RIPPLE CURRENT CORRECTION FACTORS

Frequency (Hz)	Cap. (µF)	120	1K	10K	100K
Multiplier	0.47 ~ 4.7	0.40	0.68	0.78	1.00
	5.6 ~ 47	0.50	0.76	0.87	1.00
	56 ~ 270	0.70	0.85	0.90	1.00
	330 ~ 1000	0.80	0.93	0.98	1.00
	1200 ~ 12000	0.90	0.95	1.0	1.0

PRECAUTIONS

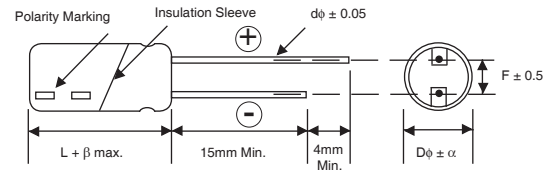
Please review the notes on correct use, safety and precautions found on pages T10 & T11 of NIC's Electrolytic Capacitor catalog.
Also found at www.niccomp.com/precautions
If in doubt or uncertainty, please review your specific application - process details with NIC's technical support personnel: tpmg@niccomp.com



LEAD SPACING AND DIAMETER (mm)

Case Dia. (D ϕ)	5	6.3	8	10	12.5	16	18
Lead Dia. (d ϕ)	0.5	0.5	0.6	0.6	0.6	0.8	0.8
Lead Spacing (F)	2.0	2.5	3.5	5.0	5.0	7.5	7.5
Dim. α				0.5			
Dim. β	1.0			2.0			

DIMENSIONS (mm)



Drawing is representative of parts as supplied in bulk or straight lead format, please see taping specification for details on taped format packaging.

STANDARD PRODUCTS, CASE SIZES AND SPECIFICATIONS

Part Number	Cap. (μ F)	W.V. (Vdc)	Max. Tan δ	Max. LC (μ A)	Max. Impedance		Max. Ripple Current at 100KHz/105°C (mA rms)	Load Life Hours @ +105°C
					100KHz/20°C	100KHz/-10°C		
NRSZ101M6.3V5x11F	100	6.3	0.22	6.3	0.90	1.8	100	2,500
NRSZ221M6.3V6.3x11F	220		0.22	13.9	0.30	0.60	280	3,000
NRSZ331M6.3V6.3x11F	330		0.22	20.8	0.22	0.44	300	2,000
NRSZ331M6.3V8x11.5F			0.22	20.8	0.19	0.38	410	3,500
NRSZ471M6.3V8x11.5F	470		0.22	296	0.11	0.22	560	3,500
NRSZ681M6.3V8x15F	680		0.22	42.8	0.985	0.17	730	4,500
NRSZ821M6.3V10x12.5F	820		0.22	51.7	0.085	0.17	800	5,000
NRSZ102M6.3V8x20F	1000		0.22	63.0	0.069	0.14	800	4,500
NRSZ122M6.3V10x16F	1200		0.22	75.6	0.062	0.13	1050	5,000
NRSZ152M6.3V10x20F	1500		0.23	94.5	0.044	0.088	1250	5,000
NRSZ152M6.3V12.5x16F			0.23	94.5	0.063	0.14	1150	5,000
NRSZ222M6.3V12.5x20F	2200		0.24	138	0.048	0.096	1400	7,000
NRSZ272M6.3V12.5x20F	2700		0.25	170	0.038	0.076	1600	7,000
NRSZ392M6.3V12.5x25F	3900		0.28	245	0.029	0.058	1800	7,000
NRSZ472M6.3V12.5x25F	4700		0.29	296	0.029	0.058	1800	5,000
NRSZ562M6.3V16x25F	5600		0.31	353	0.022	0.044	2100	10,000
NRSZ123M6.3V18x35.5F	12000		0.44	756	0.018	0.036	2800	10,000
NRSZ680M10V5x11F	68		10	0.19	6.8	0.90	1.8	160
NRSZ820M10V5x11F	82	0.19		8.2	0.65	1.3	175	2,500
NRSZ101M10V5x11F	100	0.19		10.0	0.42	0.84	190	2,500
NRSZ151M10V6.3x11F	150	0.19		150.0	0.31	0.62	280	3,000
NRSZ181M10V6.3x11F	180	0.19		18.0	0.31	0.62	280	3,000
NRSZ221M10V6.3x11F	220	0.19		22.0	0.22	0.44	300	3,000
NRSZ331M10V8x11.5F	330	0.19		33.0	0.11	0.28	560	3,500
NRSZ471M10V8x15F	470	0.19		47.0	0.085	0.17	610	4,500
NRSZ471M10V10x12.5F		0.19		47.0	0.12	0.24	730	5,000
NRSZ561M10V10x16F	560	0.19		56.0	0.095	0.19	735	5,000
NRSZ681M10V8x20F	680	0.19		68.0	0.069	0.14	800	4,500
NRSZ681M10V10x12.5F		0.19		68.0	0.085	0.17	800	5,000
NRSZ102M10V10x20F	1000	0.19		100	0.050	0.10	1200	5,000
NRSZ102M10V12.5x16F		0.19		100	0.063	0.14	1150	5,000
NRSZ122M10V10x20F	1200	0.19		120	0.044	0.088	1250	5,000
NRSZ152M10V10x22F	1500	0.20		150	0.039	0.078	1450	5,000
NRSZ222M10V12.5x20F	2200	0.22		220	0.038	0.076	1400	7,000
NRSZ222M10V12.5x25F		0.22		220	0.037	0.074	1700	7,000
NRSZ272M10V12.5x25F	2700	0.22	270	0.029	0.058	1800	7,000	
NRSZ332M10V12.5x25F	3300	0.23	330	0.035	0.070	1700	5,000	
NRSZ392M10V16x25F	3900	0.25	390	0.028	0.056	2070	10,000	
NRSZ472M10V16x31.5F	4700	0.26	470	0.024	0.048	2350	10,000	
NRSZ562M10V16x31.5F	5600	0.18	560	0.024	0.048	2350	10,000	
NRSZ682M10V16x35.5F	6800	0.30	680	0.022	0.044	2550	10,000	
NRSZ822M10V18x35.5F	8200	0.33	820	0.020	0.040	2800	10,000	

STANDARD PRODUCTS, CASE SIZES AND SPECIFICATIONS

Part Number	Cap. (µF)	W.V. (Vdc)	Max. Tanδ	Max. LC (µA)	Max. Impedance		Max. Ripple Current at 100KHz/105°C (mA rms)	Load Life Hours @ +105°C
					100KHz/20°C	100KHz/-10°C		
NRSZ470M16V5x11F	47	16	0.16	7.5	0.90	1.8	180	2,500
NRSZ560M16V5x11F	56		0.16	9.0	0.90	1.8	180	2,500
NRSZ101M16V6.3x11F	100		0.16	16.0	0.32	0.64	280	3,000
NRSZ121M16V6.3x11F	120		0.16	19.2	0.31	0.62	290	3,000
NRSZ151M16V6.3x11F	150		0.16	24.0	0.22	0.44	300	3,000
NRSZ181M16V6.3x11F	180		0.16	28.8	0.24	0.48	280	2,000
NRSZ221M16V8x11.5F	220		0.16	35.2	0.11	0.32	560	3,500
NRSZ271M16V8x12.5F	270		0.16	43.2	0.11	0.28	570	3,500
NRSZ331M16V8x15F	330		0.16	52.8	0.085	0.17	730	4,500
NRSZ331M16V10x12.5F			0.16	52.8	0.10	0.20	650	5,000
NRSZ471M16V8x20F	470		0.16	75.2	0.069	0.14	800	4,500
NRSZ471M16V10x16F			0.16	75.2	0.90	0.18	950	5,000
NRSZ681M16V10x20F	680		0.16	108	0.054	0.11	1250	5,000
NRSZ681M16V12.5x16F			0.16	108	0.063	0.14	1150	5,000
NRSZ821M16V10x20F	820		0.16	131	0.044	0.90	1250	5,000
NRSZ102M16V10x22F	1000		0.16	160	0.039	0.078	1450	5,000
NRSZ122M16V12.5x20F	1200		0.16	192	0.038	0.076	1600	7,000
NRSZ152M16V12.5x25F	1500		0.17	240	0.029	0.058	1800	7,000
NRSZ182M16V12.5x25F	1800		0.17	288	0.029	0.058	1800	7,000
NRSZ222M16V12.5x25F	2200		0.18	352	0.037	0.074	1700	5,000
NRSZ222M16V16x21F			0.18	352	0.040	0.080	1700	5,000
NRSZ272M16V16x25F	2700		0.19	432	0.022	0.044	2100	10,000
NRSZ392M16V16x31.5F	3900		0.22	624	0.018	0.036	2350	10,000
NRSZ472M16V16x35.5F	4700		0.23	752	0.018	0.036	2550	10,000
NRSZ562M16V18x35.5F	5600	0.25	896	0.018	0.036	2800	10,000	
NRSZ330M25V5x11F	33	25	0.14	8.3	0.90	1.8	160	2,500
NRSZ470M25V5x11F	47		0.14	11.7	0.42	0.84	190	2,500
NRSZ680M25V6.3x11F	68		0.14	17.0	0.32	0.64	280	3,000
NRSZ101M25V6.3x11F	100		0.14	25.0	0.22	0.48	300	3,000
NRSZ151M25V8x11.5F	150		0.14	37.5	0.11	0.22	560	3,500
NRSZ181M25V8x12.5F	180		0.14	45.0	0.11	0.22	570	3,500
NRSZ221M25V8x15F	220		0.14	55.0	0.085	0.18	730	4,500
NRSZ221M25V10x12.5F			0.14	55.0	0.12	0.24	630	5,000
NRSZ271M25V10x12.5F	270		0.14	67.5	0.085	0.18	800	5,000
NRSZ331M25V8x20F	330		0.14	82.5	0.069	0.16	800	4,500
NRSZ331M25V10x16F			0.14	82.5	0.090	0.18	830	5,000
NRSZ471M25V10x16F	470		0.14	117	0.065	0.13	1010	4,000
NRSZ471M25V12.5x16F			0.14	117	0.063	0.14	1150	5,000
NRSZ561M25V10x20F	560		0.14	140	0.044	0.088	1250	5,000
NRSZ681M25V10x22F	680		0.14	170	0.039	0.078	1450	5,000
NRSZ821M25V12.5x20F	820		0.14	205	0.038	0.076	1600	7,000
NRSZ102M25V12.5x20F	1000		0.14	250	0.038	0.076	1600	7,000
NRSZ102M25V16x16F			0.14	250	0.038	0.076	1600	5,000
NRSZ122M25V12.5x25F	1200		0.14	300	0.029	0.058	1800	7,000
NRSZ182M25V16x25F	1800		0.15	450	0.022	0.044	2100	10,000
NRSZ222M25V16x25F	2200		0.16	550	0.029	0.058	2000	7,000
NRSZ272M25V16x31.5F	2700		0.17	675	0.018	0.038	2350	10,000
NRSZ332M25V18x35.5F	3300		0.18	825	0.018	0.038	2550	10,000
NRSZ392M25V18x31.5F	3900		0.20	975	0.018	0.046	2800	7,000
NRSZ472M25V18x35.5F	4700	0.21	1175	0.021	0.042	2700	7,000	



STANDARD PRODUCTS, CASE SIZES AND SPECIFICATIONS

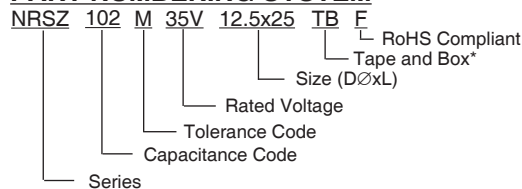
Part Number	Cap. (μF)	W.V. (Vdc)	Max. Tanδ	Max. LC (μA)	Max. Impedance		Max. Ripple Current at 100KHz/105°C (mA rms)	Load Life Hours @ +105°C	
					100KHz/20°C	100KHz/-10°C			
NRSZ220M35V5x11F	22	35	0.12	7.7	0.42	0.84	190	2,500	
NRSZ330M35V6.3x11F	33		0.12	11.6	0.42	0.84	190	3,000	
NRSZ470M35V6.3x11F	47		0.12	16.5	0.32	0.64	280	3,000	
NRSZ680M35V6.3x11F	68		0.12	19.6	0.22	0.44	300	3,000	
NRSZ820M35V6.3x11F	82		0.12	28.7	0.24	0.48	280	2,000	
NRSZ101M35V8x11.5F	100		0.12	35.0	0.11	0.22	560	3,500	
NRSZ121M35V8x12.5F	120		0.12	42.0	0.11	0.22	570	3,500	
NRSZ121M35V10x12.5F			0.14	42.0	0.14	0.28	560	5,000	
NRSZ151M35V8x15F	150		0.12	52.5	0.085	0.17	730	4,500	
NRSZ151M35V10x12.5F			0.12	52.5	0.12	0.24	635	5,000	
NRSZ221M35V8x20F	220		0.12	77.0	0.069	0.14	800	4,500	
NRSZ221M35V10x16F			0.12	77.0	0.085	0.17	950	5,000	
NRSZ331M35V10x20F	330		0.12	115	0.044	0.088	1250	5,000	
NRSZ331M35V12.5X16F			0.12	115	0.063	0.14	1150	5,000	
NRSZ391M35V10x20F	390		0.12	136	0.054	0.11	1190	4,000	
NRSZ471M35V10x20F	470		0.12	164	0.054	0.11	1250	4,000	
NRSZ561M35V12.5x20F	560		0.12	196	0.042	0.084	1400	7,000	
NRSZ681M35V12.5x20F	680		0.12	238	0.038	0.076	1600	7,000	
NRSZ102M35V12.5x25F	1000		0.12	350	0.029	0.058	1800	7,000	
NRSZ102M35V16x21F			0.12	350	0.037	0.074	1700	5,000	
NRSZ122M35V16x25F	1200		0.12	420	0.029	0.058	2000	10,000	
NRSZ152M35V16x25F	1500		0.13	525	0.022	0.044	2100	10,000	
NRSZ182M35V16X25F	1800		0.13	630	0.029	0.058	2000	10,000	
NRSZ182M35V16X31.5F			0.13	630	0.018	0.036	2350	10,000	
NRSZ222M35V16x31.5F	2200		0.14	770	0.018	0.036	2350	10,000	
NRSZ222M35V16x35.5F			0.14	770	0.018	0.036	2550	10,000	
NRSZ272M35V18x35.5F			0.15	945	0.018	0.036	2800	10,000	
NRSZ332M35V18x35.5F	3300		0.16	1155	0.022	0.044	2700	5,000	
NRSZ1R0M50V5x11F	1.0		50	0.10	3.0	3.3	6.6	30	2,500
NRSZ2R2M50V5x11F	2.2			0.10	3.0	3.0	6.0	45	2,500
NRSZ4R7M50V5x11F	4.7			0.10	3.0	2.0	4.0	90	2,500
NRSZ100M50V5x11F	10			0.10	5.0	1.7	3.4	110	2,500
NRSZ150M50V5x11F	15			0.10	7.5	1.2	2.4	130	2,500
NRSZ180M50V5x11F	18	0.10		9.0	1.0	2.0	150	2,500	
NRSZ220M50V5x11F	22	0.10		11.0	0.70	1.4	160	2,500	
NRSZ330M50V6.3x11F	33	0.10		16.5	0.55	1.1	200	3,000	
NRSZ390M50V6.3x11F	39	0.10		19.5	0.55	1.1	200	3,000	
NRSZ470M50V6.3x11F	47	0.10		23.5	0.43	0.86	220	3,000	
NRSZ680M50V8x11.5F	68	0.10		34.0	0.26	0.52	360	3,500	
NRSZ820M50V8x12.5F	82	0.10		41.0	0.24	0.48	400	3,500	
NRSZ101M50V8x15F	100	0.10		50.0	0.18	0.36	500	4,500	
NRSZ101M50V10x12.5F		0.10		50.0	0.25	0.50	520	5,000	
NRSZ121M50V8x20F	120	0.10		60.0	0.16	0.32	650	4,500	
NRSZ121M50V10x12.5F		0.10		60.0	0.16	0.32	550	5,000	
NRSZ151M50V8x20F	150	0.10		75.0	0.16	0.32	650	4,500	
NRSZ181M50V10x16F	180	0.10		90.0	0.12	0.24	760	5,000	
NRSZ221M50V10x20F	220	0.10		110	0.10	0.20	850	5,000	
NRSZ221M50V12.5X16F	220	0.10		110	0.12	0.24	800	5,000	
NRSZ331M50V10x22F	330	0.10		165	0.072	0.16	1000	5,000	
NRSZ391M50V12.5x20F	390	0.10		195	0.059	0.12	1200	7,000	
NRSZ391M50V16x16F		0.10		195	0.08	0.16	1610	5,000	
NRSZ471M50V12.5x20F	470	0.10		235	0.059	0.12	1200	7,000	
NRSZ471M50V16X16F		0.10		235	0.07	0.14	1200	5,000	
NRSZ561M50V12.5x25F	560	0.10		280	0.045	0.092	1400	7,000	
NRSZ681M50V16X21F	680	0.10		340	0.068	0.14	1300	5,000	
NRSZ102M50V16x25F	1000	0.10		500	0.039	0.078	1750	10,000	
NRSZ122M50V16x31.5F	1200	0.10		600	0.025	0.058	2100	10,000	
NRSZ152M50V16x35.5F	1500	0.11		750	0.025	0.058	2300	10,000	
NRSZ182M50V18x35.5F	1800	0.11		900	0.024	0.048	2400	10,000	



STANDARD PRODUCTS, CASE SIZES AND SPECIFICATIONS

Part Number	Cap. (μF)	W.V. (Vdc)	Max. Tanδ	Max. LC (μA)	Max. Impedance		Max. Ripple Current at 100KHz/105°C (mA rms)	Load Life Hours @ +105°C
					100KHz/20°C	100KHz/-10°C		
NRSZ180M63V5x11F	18	63	0.08	7.6	1.6	3.2	140	2,500
NRSZ330M63V6.3x11F	33		0.08	17.0	0.90	1.8	200	3,000
NRSZ390M63V6.3x11F	39		0.08	24.6	0.90	1.8	200	2,000
NRSZ470M63V8x11.5F	47		0.08	29.6	0.52	1.04	275	3,500
NRSZ560M63V8x11.5F	56		0.08	35.3	0.52	1.04	275	3,500
NRSZ680M63V8x11.5F	68		0.08	42.8	0.52	1.04	275	3,500
NRSZ820M63V8x15F	82		0.08	51.7	0.34	0.68	360	4,500
NRSZ101M63V10x12.5F	100		0.08	63.0	0.26	0.52	420	5,000
NRSZ121M63V8x20F	120		0.08	75.6	0.21	0.42	510	4,500
NRSZ121M63V10x12.5F			0.08	75.6	0.26	0.52	420	5,000
NRSZ151M63V8x20F	150		0.08	94.5	0.18	0.36	690	2,000
NRSZ151M63V10x16F			0.08	91.5	0.20	0.40	525	5,000
NRSZ221M63V10x20F	220		0.08	138	0.15	0.30	765	5,000
NRSZ271M63V10x22F	270		0.08	170	0.12	0.24	840	5,000
NRSZ331M63V12.5x20F	330		0.08	208	0.10	0.20	960	7,000
NRSZ391M63V12.5x25F	390		0.08	245	0.064	0.13	1200	7,000
NRSZ471M63V12.5x25F	470		0.08	296	0.064	0.13	1200	7,000
NRSZ681M63V16x25F	680		0.08	428	0.052	0.11	1500	10,000
NRSZ102M63V16x31.5F	1000		0.08	630	0.042	0.09	1750	10,000
NRSZ1R0M100V5x11F	1.0		100	0.07	3.0	4.1	8.2	97
NRSZ5R6M100V5x11F	5.6	0.07		5.6	2.7	5.4	120	2,500
NRSZ100M100V6.3x11F	10	0.07		10	1.4	2.8	120	3,000
NRSZ120M100V6.3x11F	12	0.07		12	1.4	2.8	170	3,000
NRSZ150M100V8x11.5F	15	0.07		15	0.81	1.62	230	3,500
NRSZ220M100V8x11.5F	22	0.07		22	0.81	1.62	230	3,500
NRSZ270M100V8x15F	27	0.07		27	0.64	1.3	295	4,500
NRSZ390M100V8x20F	39	0.07		39	0.36	0.72	400	4,500
NRSZ470M100V10x16F	47	0.07		47	0.35	0.70	420	5,000
NRSZ680M100V10x20F	68	0.07		68	0.24	0.48	630	5,000
NRSZ101M100V12.5x20F	100	0.07		100	0.15	0.30	800	7,000
NRSZ151M100V12.5x25F	150	0.07		150	0.11	0.22	920	7,000
NRSZ221M100V16x25F	220	0.07		220	0.071	0.15	1100	10,000
NRSZ331M100V16x31.5F	330	0.07		330	0.049	0.10	1490	10,000
NRSZ391M100V16x35.5F	390	0.07		390	0.043	0.09	1630	10,000
NRSZ471M100V18x35.5F	470	0.07		470	0.038	0.08	1700	10,000

PART NUMBERING SYSTEM



*see tape specification for details

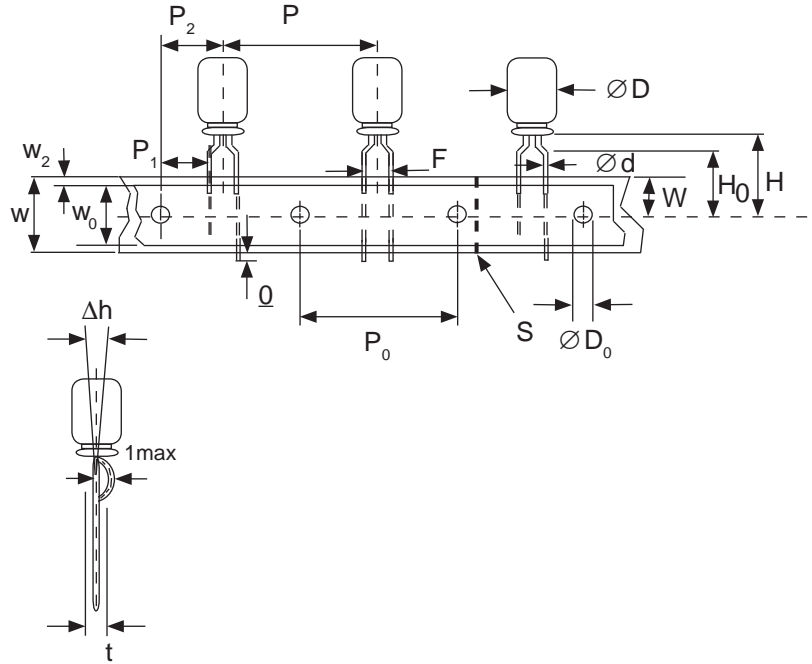


Miniature Aluminum Electrolytic Capacitors Taping Specifications

STANDARD RADIAL TAPING (5mm LEAD SPACING, FORMED LEADS) TB

Taping Dimensions (mm)

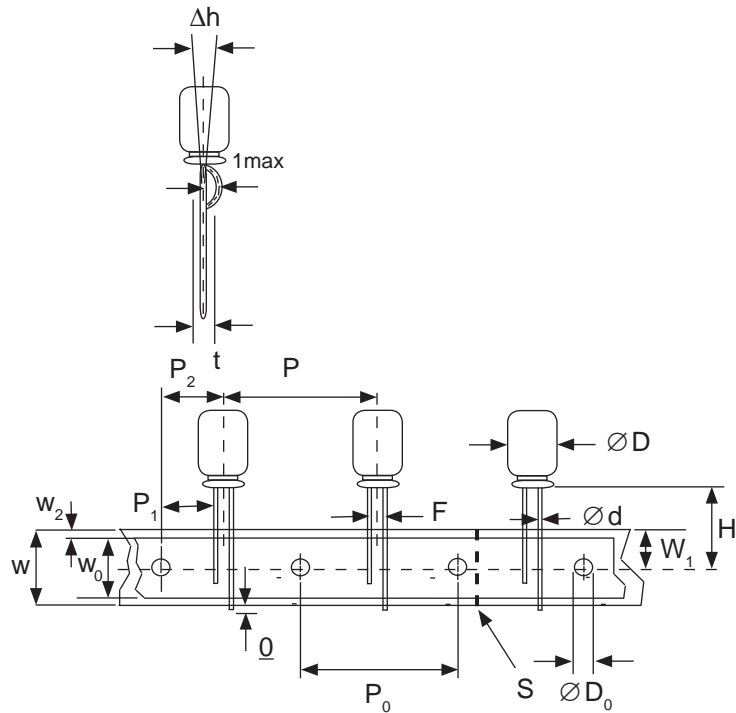
Case Dia. (D ϕ)	4	5	6.3	8
Case Size	4x5	5x5	6.3x5	8x11.5
Dim.	4x7	5x7	6.3x7	6.3x11
d ϕ \pm 0.05	0.45	0.45	0.5	0.45
H \pm 0.75	17.5	17.5	18.5	17.5
F +0.8 ~ -0.2	5.0 -0.2 ~ +0.8			
P	12.7 \pm 1.0			
P ₀	12.7 \pm 0.2			
P ₁	3.85 \pm 0.5 (at end of tape)			
P ₂	6.35 \pm 1.0			
W	18.0 \pm 0.5			
W ₀	11.5 min.			
W ₁	9.0 \pm 0.5			
W ₂	0 ~ 2.5			
H ₀	16.0 \pm 0.5			
l	1.0 max.			
D ₀ ϕ	4.0 \pm 0.2			
Δ h	0 \pm 1.0 (at top of can)			
t	0.7 \pm 0.2 (not including lead)			



STANDARD RADIAL TAPING (5mm LEAD SPACING, STRAIGHT LEADS) TB

Taping Dimensions (mm)

Case Dia. (D ϕ)	10	12.5
Case Size	All	All
Dim.	All	All
d ϕ \pm 0.05	0.6	0.6
H \pm 0.75	19.0	19.0
F +0.8 ~ -0.2	5.0	5.0
P \pm 1.0	25.4*	
P ₀	12.7 \pm 0.2	
P ₁	3.85	
P ₂	6.35 \pm 1.0	
W	18.0 \pm 0.5	
W ₀	11.5 min	
W ₁	9.0 \pm 0.5	
W ₂	0 ~ 2.5	
H ₀	16.0 \pm 0.5	
l	1.0 max.	
D ₀ ϕ	4.0 \pm 0.2	
Δ h	0 \pm 1.0 (at top of can)	
t	0.7 \pm 0.2 (not including lead)	



*Optional Taping Specifications

10mm diameter available with P dim. = 12.7mm
(P/N Suffix: TB12.7MMP)

12.5mm diameter available with P dim. = 15mm, P₁ = 5.0mm,
P₀ = 15.0mm & P₂ = 7.5mm (P/N Suffix: TB15MMP)

NOTE: ANODE (+) LEAD FEEDS OFF FIRST.
FOR OPTION OF NEGATIVE (-) LEAD FIRST,
SPECIFY "TBN".

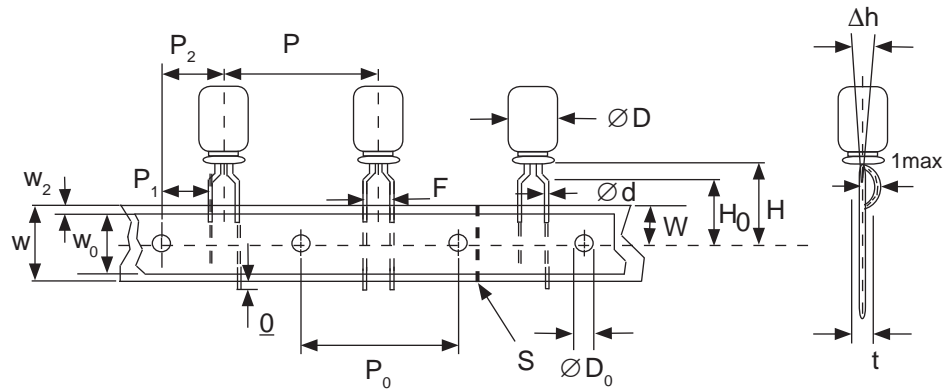


Miniature Aluminum Electrolytic Capacitors Taping Specifications

SPECIAL RADIAL TAPING (2.5mm LEAD SPACING, FORMED LEADS) TBF1

Taping Dimensions (mm)

Case Dia. (D ϕ)	4	5	
Case Size Dim.	4x5 4x7	5x5 5x7	5x11
d ϕ \pm 0.05	0.45	0.45	0.5
H \pm 0.75	17.5	17.5	18.5
H ₀ \pm 0.5	16.0	-	-
F	2.5 -0.2 ~ +0.8		
P	12.7 \pm 1.0		
P ₀	12.7 \pm 0.2		
P ₁	5.1 \pm 0.5		
P ₂	6.35 \pm 1.0		
W	18.0 \pm 0.5		
W ₀	11.5 min.		
W ₁	9.0 \pm 0.5		
W ₂	0 ~ 1.5		
l	1.0 max.		
D ₀ ϕ	4.0 \pm 0.2		
Δ h	0 \pm 1.0		
t	0.7 \pm 0.2		

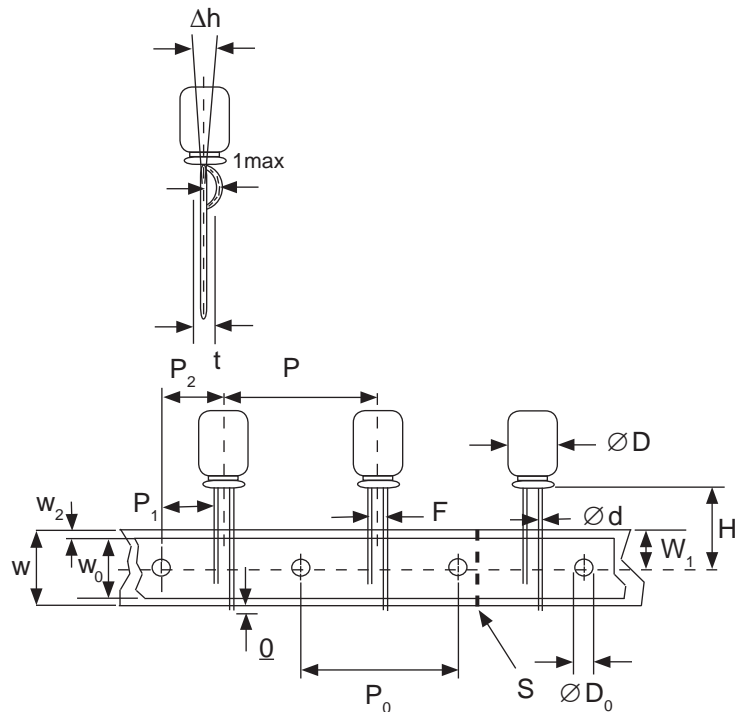


SPECIAL STRAIGHT LEAD TAPING TBST

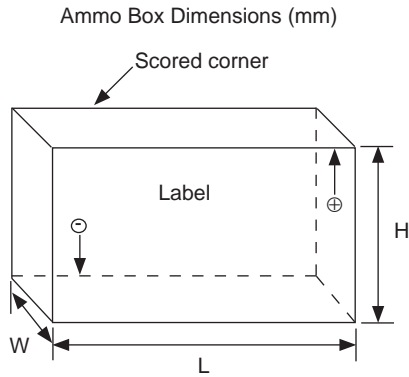
Taping Dimensions (mm)

Case Dia. (D ϕ)	4	5			6.3		8
Case Size Dim.	4x5 4x7	5x5 5x7	5x11	6.3x5 6.3x7	6.3x11	8x11.5	
d ϕ \pm 0.05	0.45	0.45	0.5	0.45	0.5	0.6	
H \pm 0.75	17.5	17.5	18.5	17.5	18.5	20.0	
F +0.8 ~ -0.2	2.0*	2.0	2.0	2.5	2.5	3.5	
P \pm 1.0	12.7 \pm 0.2						
P ₀	12.7 \pm 0.2						
P ₁	5.1	5.1	5.1	5.1	5.1	4.6	
P ₂	6.35 \pm 1.0						
W	18.0 \pm 0.5						
W ₀	11.5 min.						
W ₁	9.0 \pm 0.5						
W ₂	0 ~ 2.5						
H ₀	16.0 \pm 0.5						
l	1.0 max.						
D ₀ ϕ	4.0 \pm 0.2						
Δ h	0 \pm 1.0 (at top of can)						
t	0.7 \pm 0.2 (not including lead)						

* Parts with 4mm diameter are taped with a slight flare in the lead and a 2.0mm lead-space.



RADIAL TAPED PACKAGING



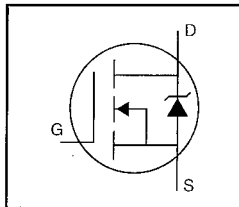
Ammo Box (Tape & Box) TB, TBF1, TBST

Size of box and component quantity

Case Dia (D ϕ) or Case Size	Q'ty per Box (pcs)	Dim. L	Dim. H	Dim. W
4x5, 4x7	2,000	331	175	43
5x5, 5x7	2,000	331	220	43
5x11	2,000	340	255	55
6.3x5, 6.3x7	2,000	331	280	43
6.3x11	2,000	331	280	48
8x11.5, 8x12.5	1,000	335	235	53
10x12.5*	500	335	190	53
10x16*	500	335	300	53
10x20*	500	335	300	55
12.x20*	500	335	300	55
12.5x25*	500	335	300	61

*Special Taping Consult Factory For Availability

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Surface Mount (IRFRC20)
- Straight Lead (IRFUC20)
- Available in Tape & Reel
- Fast Switching
- Ease of Paralleling



$$V_{DSS} = 600V$$

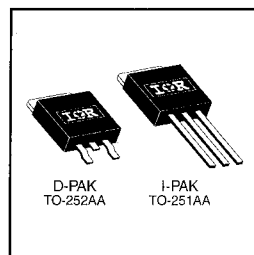
$$R_{DS(on)} = 4.4\Omega$$

$$I_D = 2.0A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The D-Pak is designed for surface mounting using vapor phase, infrared, or wave soldering techniques. The straight lead version (IRFU series) is for through-hole mounting applications. Power dissipation levels up to 1.5 watts are possible in typical surface mount applications.


 D-PAK
TO-252AA

 I-PAK
TO-251AA

 DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	2.0	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	1.3	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	8.0	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	42	W
$P_D @ T_A = 25^\circ C$	Power Dissipation (PCB Mount)**	2.5	
	Linear Derating Factor	0.33	
	Linear Derating Factor (PCB Mount)**	0.020	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	450	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	2.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	4.2	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.0	V/ns
T_J, T_{STG}	Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	260 (1.6mm from case)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	3.0	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient (PCB mount)**	—	—	50	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	110	

** When mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material).

For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994.

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	600	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.88	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	4.4	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=1.2A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	1.4	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=1.2A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	$V_{DS}=600V, V_{GS}=0V$
		—	—	500		$V_{DS}=480V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	18	nC	$I_D=2.0A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	3.0		$V_{DS}=360V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	8.9		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	10	—	ns	$V_{DD}=300V$
t_r	Rise Time	—	23	—		$I_D=2.0A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	30	—		$R_G=18\Omega$
t_f	Fall Time	—	25	—		$R_D=135\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	350	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	48	—		$V_{DS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	8.6	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	2.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	8.0		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.6	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=2.0A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	290	580	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=2.0A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.67	1.3	μC	$di/dt=100A/\mu\text{s}$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				



Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=206\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=2.0A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 2.0A$, $di/dt\leq 40A/\mu\text{s}$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

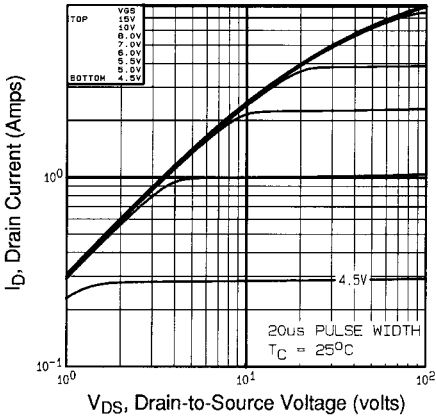


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

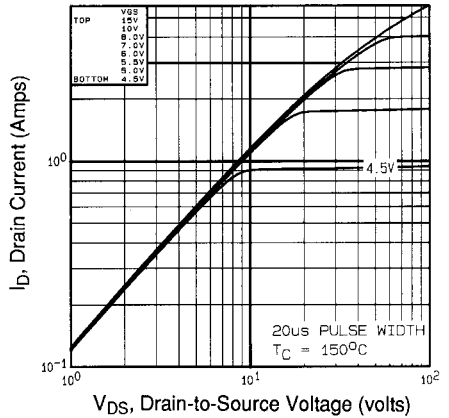


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

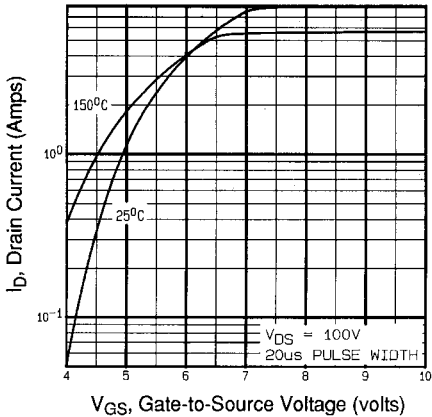


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

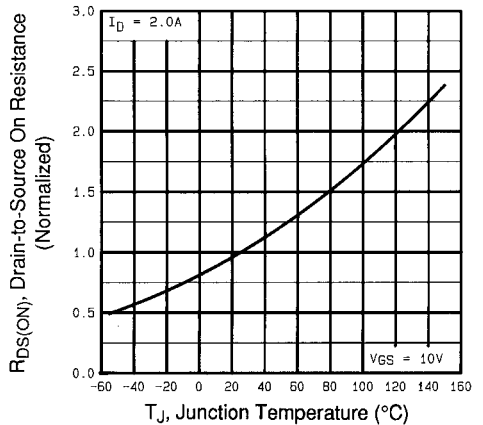


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

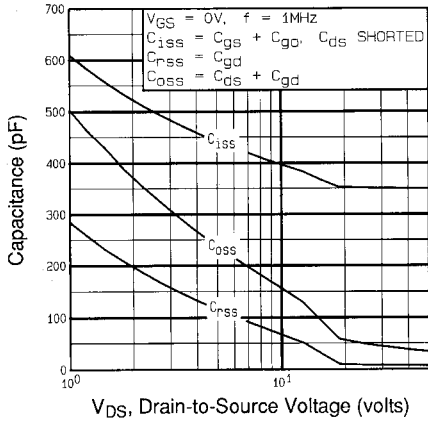


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

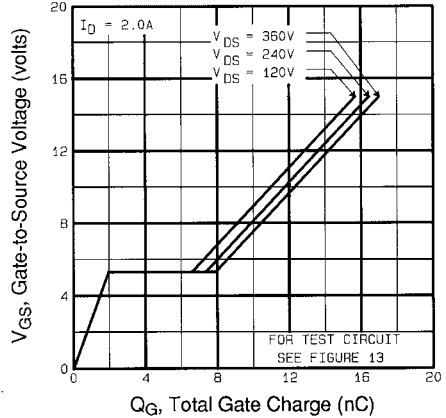


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

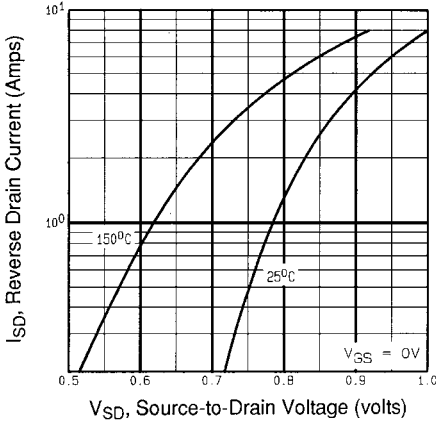


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

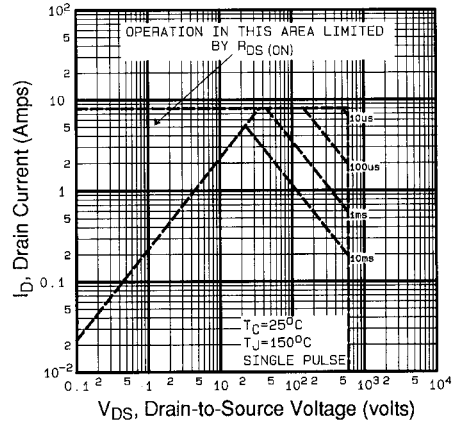


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

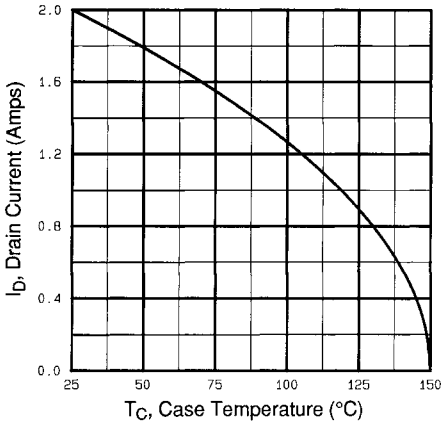


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

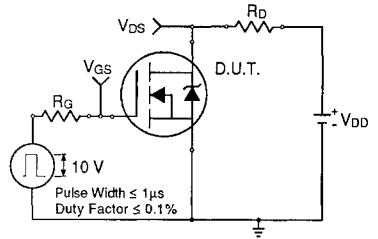


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

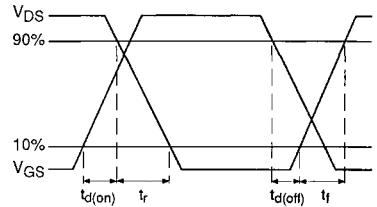


Fig 10b. Switching Time Waveforms

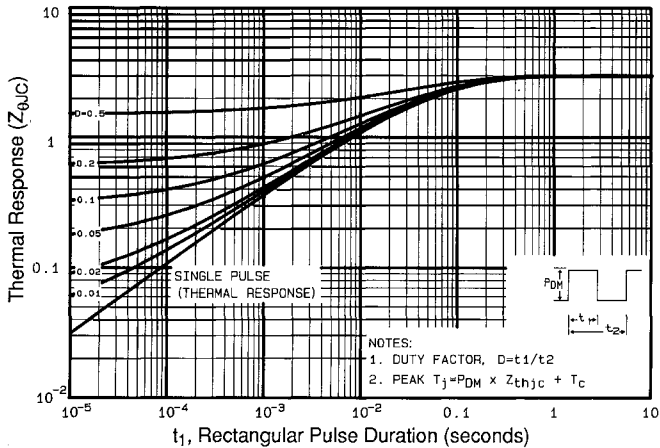


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

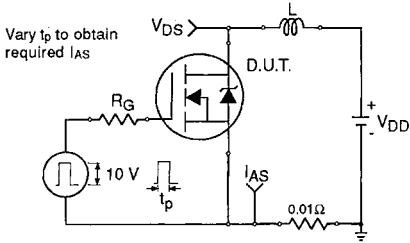


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

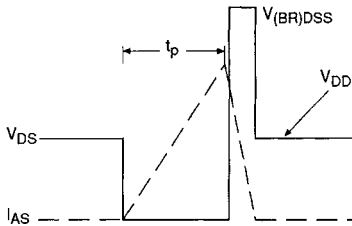


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

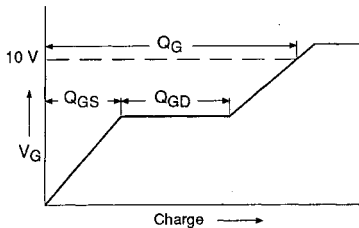


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

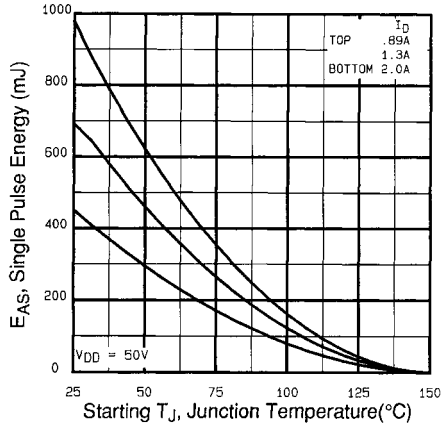


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

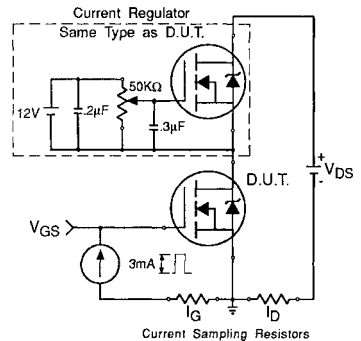


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See pages 1512, 1513

Appendix C: Part Marking Information – See page 1518

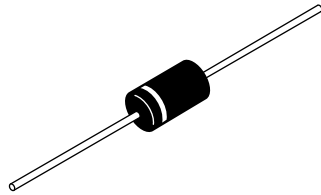
Appendix D: Tape & Reel Information – See page 1523

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

Schottky Rectifier, 3.3 A


C-16


FEATURES

- Low profile, axial leaded outline
- High frequency operation
- Very low forward voltage drop
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- Lead (Pb)-free plating
- Designed and qualified for industrial level


RoHS
COMPLIANT

PRODUCT SUMMARY

$I_{F(AV)}$	3.3 A
V_R	50/60 V

DESCRIPTION

The 31DQ.. axial leaded Schottky rectifier has been optimized for very low forward voltage drop, with moderate leakage. Typical applications are in switching power supplies, converters, freewheeling diodes, and reverse battery protection

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS

SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES	UNITS
$I_{F(AV)}$	Rectangular waveform	3.3	A
V_{RRM}		50/60	V
I_{FSM}	$t_p = 5 \mu s$ sine	340	A
V_F	3 Apk, $T_J = 25^\circ C$	0.62	V
T_J		- 40 to 150	$^\circ C$

VOLTAGE RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	31DQ05	31DQ06	UNITS
Maximum DC reverse voltage	V_R	50	60	V
Maximum working peak reverse voltage	V_{RWM}			

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum average forward current See fig. 4	$I_{F(AV)}$	50 % duty cycle at $T_L = 105^\circ C$, rectangular waveform	3.3	A
Maximum peak one cycle non-repetitive surge current See fig. 6	I_{FSM}	5 μs sine or 3 μs rect. pulse	340	
		10 ms sine or 6 ms rect. pulse	55	
Non-repetitive avalanche energy	E_{AS}	$T_J = 25^\circ C$, $I_{AS} = 1 A$, $L = 10 mH$	5.0	mJ
Repetitive avalanche current	I_{AR}	Current decaying linearly to zero in 1 μs Frequency limited by T_J maximum $V_A = 1.5 \times V_R$ typical	1.0	A

ELECTRICAL SPECIFICATIONS					
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		VALUES	UNITS
Maximum forward voltage drop See fig. 1	$V_{FM}^{(1)}$	3 A	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.62	V
		6 A		0.78	
		3 A	$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.54	
		6 A		0.65	
Maximum reverse leakage current See fig. 4	$I_{RM}^{(1)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$V_R = \text{Rated } V_R$	2	mA
		$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$		15	
Typical junction capacitance	C_T	$V_R = 5\text{ }V_{DC}$ (test signal range 100 kHz to 1 MHz) 25 °C		160	pF
Typical series inductance	L_S	Measured lead to lead 5 mm from package body		9.0	nH
Maximum voltage rate of charge	dV/dt	Rated V_R		10 000	V/ μ s

Note(1) Pulse width < 300 μ s, duty cycle < 2 %

THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS					
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		VALUES	UNITS
Maximum junction and storage temperature range	$T_J^{(1)}, T_{Stg}$			- 40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum thermal resistance, junction to ambient	R_{thJA}	DC operation Without cooling fin		80	$^\circ\text{C/W}$
Typical thermal resistance, junction to lead	R_{thJL}	DC operation		15	
Approximate weight				1.2	g
				0.042	oz.
Marking device		Case style C-16		31DQ05	
				31DQ06	

Note(1) $\frac{dP_{tot}}{dT_J} < \frac{1}{R_{thJA}}$ thermal runaway condition for a diode on its own heatsink

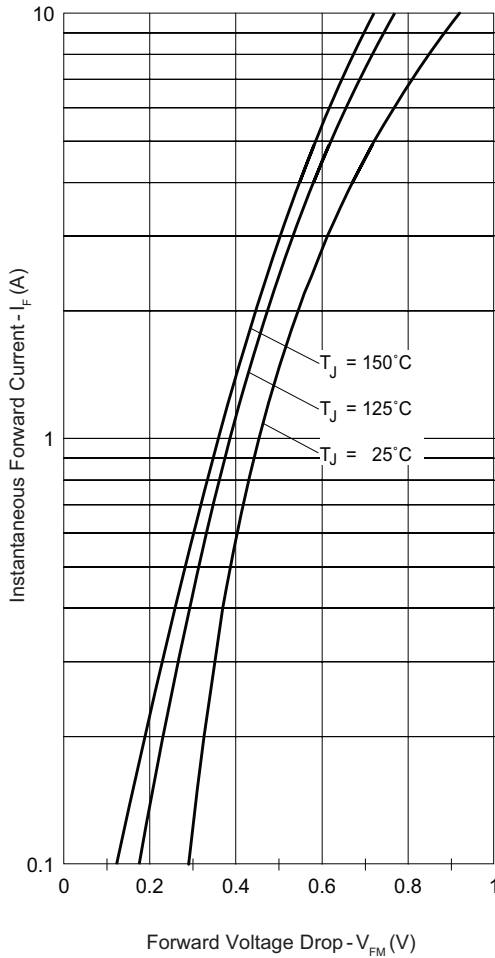


Fig. 1 - Maximum Forward Voltage Drop Characteristics

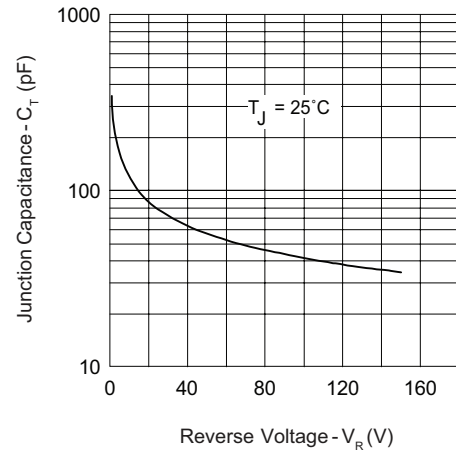


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance vs. Reverse Voltage

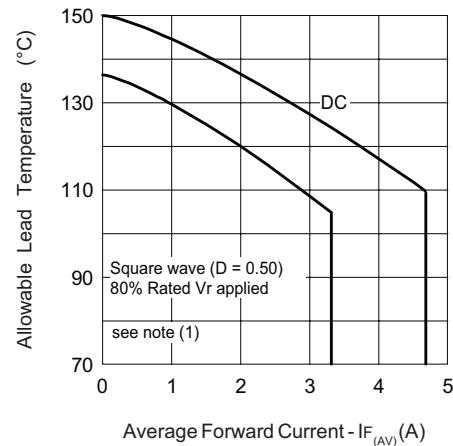


Fig. 4 - Maximum Allowable Lead Temperature vs. Average Forward Current

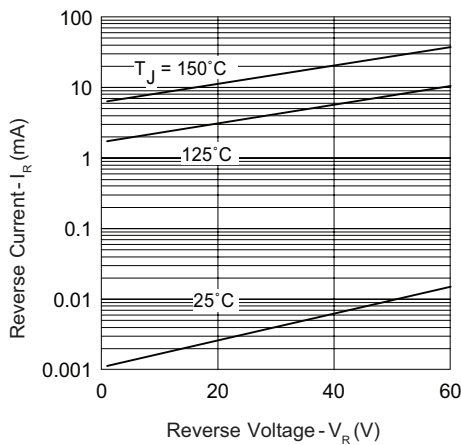


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current vs. Reverse Voltage

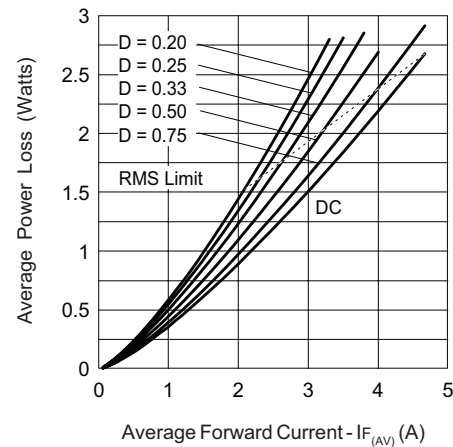


Fig. 5 - Forward Power Loss Characteristics

Note

(1) Formula used: $T_C = T_J - (Pd + Pd_{REV}) \times R_{thJC}$;

Pd = Forward power loss = $I_{F(AV)} \times V_{FM}$ at $(I_{F(AV)}/D)$ (see fig. 6); Pd_{REV} = Inverse power loss = $V_{R1} \times I_R (1 - D)$; I_R at $V_{R1} = 80\%$ rated V_R

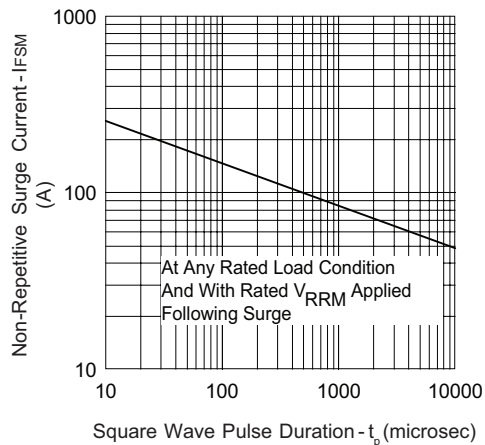


Fig. 6 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

ORDERING INFORMATION TABLE

Device code	31	D	Q	06	TR
	①	②	③	④	⑤
	1	-	31 = 3.1 A (axial and small packages - current is x 10)		
	2	-	D = DO-201 package		
	3	-	Q = Schottky Q.. series		
	4	-	06 = Voltage ratings		05 = 50 V 06 = 60 V
	5	-	• TR = Tape and reel package (1200 pcs) • None = Box package (500 pcs)		

LINKS TO RELATED DOCUMENTS	
Dimensions	http://www.vishay.com/doc?95242
Part marking information	http://www.vishay.com/doc?95304
Packaging information	http://www.vishay.com/doc?95309



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify and hold Vishay and its distributors harmless from and against any and all claims, liabilities, expenses and damages arising or resulting in connection with such use or sale, including attorneys fees, even if such claim alleges that Vishay or its distributor was negligent regarding the design or manufacture of the part. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.