



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

CAMPUS D'ALCOI

# *Diseño de un convertidor DC-DC Flyback para aplicaciones fotovoltaicas*

---

**MEMORIA PRESENTADA POR:**  
*Mariano Molina Toboso*

GRADO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Convocatoria de defensa: Julio de 2017

*“Agradecimientos.”*

A mi tutor, Marcos Pascual Moltó, por su constante atención, esfuerzo y ayuda en todo lo que he necesitado.

A mi familia, por todo el apoyo dado durante todos estos años de carrera.

A mis amigos y compañeros que me han acompañado durante todo este tiempo.

# Índice

<b>1. Resumen</b>	<b>1</b>
1.1. Resumen en castellano . . . . .	1
1.2. Resum en valencià . . . . .	1
1.3. Abstract . . . . .	1
<b>2. Objeto y motivación</b>	<b>1</b>
2.1. Objeto . . . . .	1
2.2. Motivación . . . . .	1
<b>3. Listado de imágenes</b>	<b>2</b>
<b>4. Listado de tablas</b>	<b>3</b>
<b>5. Nomenclatura utilizada</b>	<b>3</b>
<b>6. Cálculos del convertidor</b>	<b>5</b>
6.1. Especificaciones del convertidor . . . . .	5
6.2. Cálculo del ciclo de trabajo (D) . . . . .	5
6.3. Cálculos de los elementos pertenecientes al secundario . . . . .	8
6.3.1. Cálculos de la resistencia de salida . . . . .	8
6.3.2. Cálculo del condensador de salida . . . . .	8
6.3.3. Cálculo del diodo . . . . .	9
6.4. Cálculo del condensador de entrada . . . . .	10
6.5. Cálculo del interruptor . . . . .	12
6.5.1. Cálculo de las pérdidas totales del mosfet . . . . .	12
6.5.2. Comprobación de si es necesario un disparador y su cálculo . . . . .	15
6.6. Cálculo del transformador . . . . .	15
6.6.1. Cálculo de la inducción magnética máxima . . . . .	15
6.6.2. Selección del tamaño del núcleo . . . . .	16
6.6.3. Cálculo del número de espiras que se arrollan en el primario y en el secundario . . . . .	17

6.6.4. Cálculo de las inductancias magnetizantes del primario y del secundario con el cálculo de las inductancias de fugas producidas . . . . .	17
6.6.5. Cálculo de la longitud del entrehierro y cálculo de áreas . . . . .	18
6.7. Cálculo red snubber . . . . .	19
<b>7. Control modo tensión</b>	<b>20</b>
<b>8. Simulaciones</b>	<b>27</b>
8.1. Simulaciones con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	27
8.1.1. Corriente y tensión a la salida del convertidor . . . . .	28
8.1.2. Corriente del condensador . . . . .	28
8.1.3. Corriente y tensión del diodo . . . . .	29
8.1.4. Corriente de entrada . . . . .	30
8.1.5. Tensión del mosfet . . . . .	30
8.2. Simulaciones con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	31
8.2.1. Corriente y tensión a la salida del convertidor . . . . .	31
8.2.2. Corriente del condensador . . . . .	32
8.2.3. Corriente y tensión del diodo . . . . .	33
8.2.4. Corriente de entrada . . . . .	34
8.2.5. Tensión del mosfet . . . . .	34
<b>9. Conclusiones y posibles trabajos futuros</b>	<b>35</b>
9.1. Conclusiones . . . . .	35
9.2. Posibles trabajos futuros . . . . .	35
<b>10. Bibliografía</b>	<b>36</b>

# 1. Resumen

## 1.1. Resumen en castellano

Este trabajo de fin de grado tiene como objetivo el diseño de un convertidor elevador DC-DC tipo Flyback. Se calculan los valores de todos los elementos internos del convertidor, incluyendo el transformador, con el fin de obtener la respuesta deseada y se simulará para contrastar los resultados obtenidos.

Palabras clave: Convertidor DC-DC, Flyback, aplicaciones fotovoltaicas.

## 1.2. Resum en valencià

Aquest treball de final de grau té com a objectiu el disseny d'un convertidor elevador DC-DC tipus Flyback. Es calculen els valors de tots els elements interns del convertidor, incloent el transformador, amb el fi d'obtenir la resposta desitjada i es simularà per contrastar els resultats obtinguts.

Paraules claus: Convertidor DC-DC, Flyback, aplicacions fotovoltaiques.

## 1.3. Abstract

The aim of this project is to design a Flyback DC-DC converter. The values of all the internal elements of the converter, including the transformer, will be calculated in order to obtain the desired response. Afterwards several simulations will be carried out to test the results.

Keywords: DC-DC converter, Flyback, photovoltaic applications.

# 2. Objeto y motivación

## 2.1. Objeto

El objeto del presente trabajo de fin de grado consiste en el diseño de un convertidor DC-DC que se conectara a una tensión de 20 – 50V, y proporcionará a la salida una tensión regulada de 150V con una potencia máxima de 150W. La topología empleada ha sido la llamada Flyback.

En dicho proyecto se ha profundizado bastante en los aspectos teóricos relativos al análisis de cada una de las etapas en que se divide el convertidor, como son la etapa de potencia y la etapa de control, cuyo análisis ha implicado la realización de todos los cálculos necesarios para la elección de cada uno de los componentes.

También se ha tomado contacto con programas de simulación (Psim) necesarios para la realización de cualquier diseño e implementación de un sistema electrónico.

## 2.2. Motivación

La motivación para la realización de este trabajo de fin de grado nace gracias a la asignatura de "Sistemas Electrónicos para Energías Renovables", en la cual se enseña como diseñar convertidores conmutados y debido a su gran empleo en la actualidad me ha parecido bastante adecuado seguir aprendiendo y reforzando conceptos sobre este campo.

Otro motivo ha sido que los convertidores conmutados son imprescindibles para el campo de las energías renovables, el cual cada día va cogiendo mas fuerza en todo el mundo.

### 3. Listado de imágenes

#### Índice de figuras

1.	Zona óptima del ciclo de trabajo . . . . .	6
2.	Respuesta de la corriente magnetizante y de la corriente del primario . . . . .	11
3.	Circuito primario con condensador de entrada . . . . .	11
4.	Corriente del mosfet . . . . .	13
5.	Circuito reflejado hacia el secundario . . . . .	21
6.	Circuito equivalente del convertidor Flyback en conducción continua . . . . .	21
7.	Lazo abierto del diagrama de Boode . . . . .	25
8.	Función de transferencia del control modo tensión . . . . .	26
9.	Respuesta del control modo tensión . . . . .	27
10.	Esquema con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	27
11.	Tensión de salida con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	28
12.	Corriente de salida con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	28
13.	Intensidad del condensador con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	29
14.	Tensión del diodo con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	29
15.	Corriente del diodo con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	30
16.	Intensidad de entrada con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	30
17.	Tensión del mosfet con $D_{min}$ y $V_{i,max}$ . . . . .	31
18.	Tensión de salida con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	31
19.	Corriente de salida con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	32
20.	Intensidad del condensador con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	32
21.	Tensión del diodo con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	33
22.	Corriente del diodo con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	33
23.	Intensidad de entrada con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	34
24.	Tensión del mosfet con $D_{max}$ y $V_{i,min}$ . . . . .	35

## 4. Listado de tablas

### Índice de cuadros

1. Nomenclatura utilizada para el cálculo del ciclo de trabajo, de los elementos pertenecientes al secundario y del interruptor . . . . .	4
2. Nomenclatura utilizada para el cálculo del transformador y para la red snubber . . . . .	5
3. Constantes calculadas para el ajuste de la curva . . . . .	16
4. Valores del factor K para el calculo del área del producto . . . . .	17
5. Producto del área . . . . .	17

## 5. Nomenclatura utilizada

En la siguiente tabla se muestra la nomenclatura utilizada en este trabajo de fin de grado con el objetivo de que el lector sea capaz de identificar gran parte de la terminología que aparece posteriormente.

Cuadro 1: Nomenclatura utilizada para el cálculo del ciclo de trabajo, de los elementos pertenecientes al secundario y del interruptor

Nombre	Símbolo	Unidades
Frecuencia	$f$	Hz
Número de espiras en el primario	$N_1$	adimensional
Número de espiras en el secundario	$N_2$	adimensional
Relación entre espiras de los devanados	$N_2/N_1$	adimensional
Ciclo de trabajo	$D$	adimensional
Ciclo de trabajo mínimo	$D_{min}$	adimensional
Ciclo de trabajo máximo	$D_{max}$	adimensional
Corriente media del interruptor	$I_{s,AVG}$	A
Corriente eficaz del interruptor	$I_{s,RMS}$	A
Corriente media de entrada	$I_{in,AVG}$	A
Corriente media del diodo	$I_{D,AVG}$	A
Corriente eficaz del secundario	$I_{2,RMS}$	A
Tensión de entrada mínima	$V_{i,min}$	V
Tensión de entrada máxima	$V_{i,max}$	V
Potencia de salida máxima	$P_{o,max}$	W
Corriente de salida máxima	$I_{o,max}$	A
Tensión de salida	$V_0$	V
Tensión del primario	$V_p$	V
Resistencia de salida	$R_o$	$\Omega$
Rizado pico a pico de la tensión de salida	$\Delta V_{opp}$	V
Rizado pico a pico de la tensión de entrada	$\Delta V_{ipp}$	V
Pérdidas en conducción	$P_{cond}$	W
Pérdidas en conmutación	$P_{conmut}$	W
Pérdidas en carga	$P_{carga}$	W
Carga eléctrica desplazada	$Q_{RR}$	C
Capacidad del condensador de entrada	$C_{in}$	F
Capacidad del condensador de salida	$C_o$	F
Resistencia térmica diodo	$R_{\theta,JL}$	$^{\circ}C/W$
Corriente del condensador de entrada	$I_{cin}$	A
Corriente del condensador de salida	$I_{co}$	A
Tensión del condensador de entrada	$V_{cin}$	V
Tensión del condensador de salida	$V_{co}$	V
Pérdidas en el diodo	$P_{diodo}$	W
Tiempo de recuperación en inversa	$t_{rr}$	s
Pico negativo de la corriente	$I_{rr}$	A
Tensión del diodo entre los terminales ánodo y cátodo	$V_{D,AK}$	V
Tensión máxima del interruptor	$V_{s,max}$	V



Cuadro 2: Nomenclatura utilizada para el cálculo del transformador y para la red snubber

Nombre	Símbolo	Unidades
Inducción magnética máxima	$B_{max}$	G
Incremento de la inducción magnética	$\Delta B$	G
Pérdidas en el núcleo	$P_n$	W
Factor de utilización de la ventana	$K_u$	adimensional
Indicador de devanados	$K_p$	adimensional
Densidad de corriente	J	A/cm <sup>2</sup>
Corriente eficaz del primario	$I_{1,RMS}$	A
Corriente eficaz del secundario	$I_{2,RMS}$	A
Longitud del entrehierro	$L_g$	mm
Inductancia del devanado primario	$L_p$	H
Inductancia del devanado secundario	$L_s$	H
Pérdidas en el núcleo	$P_n$	W
área de ventana	$W_a$	cm <sup>2</sup>
área de sección transversal	$A_c$	cm <sup>2</sup>
Producto del área del núcleo	$A_p$	cm <sup>4</sup>
Área de cobre del devanado primario	$A_{cu1}$	mm <sup>2</sup>
Área de cobre del devanado secundario	$A_{cu2}$	mm <sup>2</sup>
Diámetro del área de cobre del devanado primario	$d_1$	mm
Diámetro del área de cobre del devanado secundario	$d_2$	mm
Corriente de ondulación permitida en el secundario	$\Delta I_s$	A
Pérdida de potencia máxima asociada al diodo zener	$P_{zener}$	W
Energía de fugas	$E_{fugas}$	J

## 6. Cálculos del convertidor

### 6.1. Especificaciones del convertidor

A continuación se muestra las especificaciones del convertidor Flyback a diseñar:

- $V_i = 20V - 50V$
- $P_o, max = 150W$
- $f = 100KHz$
- $V_o = 150V$

### 6.2. Cálculo del ciclo de trabajo (D)

Para que el factor de utilización del transistor Mosfet sea el máximo posible en todo el campo, la relación de espiras primario/secundario debe calcularse con un ciclo de trabajo que maximice el factor de utilización, que típicamente es un valor que se encuentra en el área mostrada de la [Figura 1](#).

Para ello se procede a asignar en primer lugar los valores del ciclo de trabajo,  $D_{min} = 0,3$  y  $D_{max} = 0,5$ , estos son elegidos, para el calculo de la relación de espiras y obtener los nuevos valores del  $D_{min}$  y  $D_{max}$ .

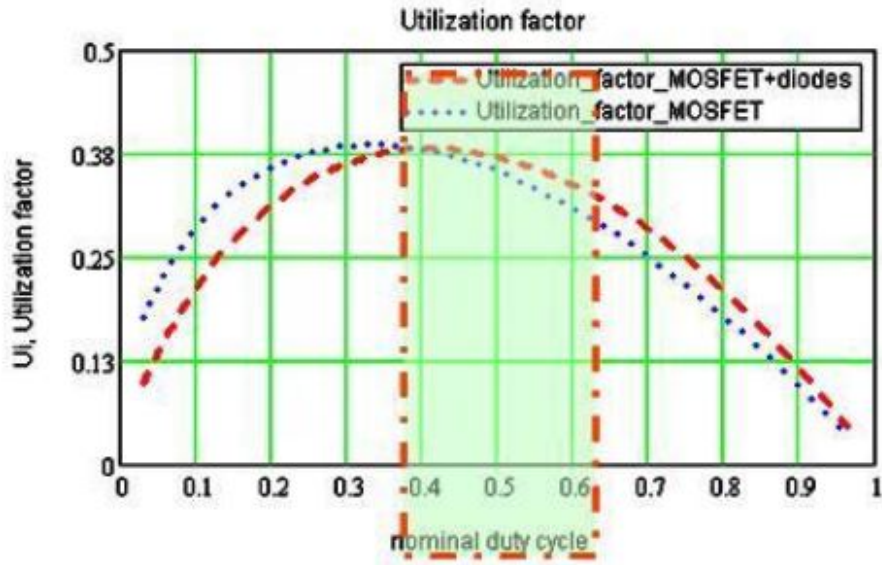


Figura 1: Zona óptima del ciclo de trabajo

Despejamos en función de la relación de espiras en la [Ecuación 1](#), teniendo en cuenta un ciclo de trabajo mínimo y por tanto la tensión de entrada de valor máximo:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i \quad (1)$$

$$\frac{N_2}{N_1} \leq V_o \cdot \frac{1 - D_{min}}{V_{i,max} \cdot D_{min}}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \leq 150 \cdot \frac{1 - 0,3}{50 \cdot 0,3}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \leq 7$$

Se despeja en función de la relación de espiras en la [Ecuación 1](#), teniendo en cuenta el ciclo de trabajo máximo y por tanto la tensión de entrada de valor mínimo:

$$\frac{N_2}{N_1} \geq V_o \cdot \frac{1 - D_{max}}{V_{i,min} \cdot D_{max}}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \geq 150 \cdot \frac{1 - 0,5}{50 \cdot 0,5}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \geq 7,5$$

Por lo tanto:

$$7,5 \leq \frac{N_2}{N_1} \leq 7$$

Se observa que esta condición es inviable por lo tanto se tendrá que volver a elegir los ciclos de trabajo, para esta elección se selecciona un rango un poco más amplio  $D_{min} = 0,2$  y  $D_{max} = 0,6$ .

Se despeja en función de la relación de espiras en la [Ecuación 1](#), con un ciclo de trabajo mínimo y por tanto una tensión de entrada de valor máximo:

$$\frac{N_2}{N_1} \leq V_o \cdot \frac{1 - D_{min}}{V_{i,max} D_{min}}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \leq 150 \cdot \frac{1 - 0,2}{50 \cdot 0,2}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \leq 12$$

Se despeja en función de la relación de espiras en la [Ecuación 1](#), esta vez con un ciclo de trabajo máximo y por tanto una tensión de entrada de valor mínimo:

$$\frac{N_2}{N_1} \geq V_o \cdot \frac{1 - D_{max}}{V_{i,min} D_{max}}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \geq 150 \cdot \frac{1 - 0,6}{20 \cdot 0,6}$$

$$\frac{N_2}{N_1} \geq 5$$

Por lo tanto:

$$5 \leq \frac{N_2}{N_1} \leq 12$$

Se puede observar que esta vez si que cumple, por lo cual se elige un valor intermedio en la relación de espiras para recalcular el ciclo de trabajo,  $\frac{N_2}{N_1} = 8$ , de la [Ecuación 1](#), se calcula los ciclos de trabajo  $D_{min}$  y  $D_{max}$ .

Para  $D_{min}$ :

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_o + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{i,max}}$$

$$D_{min} = \frac{150}{150 + 8 \cdot 50} = 0,27$$

Para  $D_{max}$ :

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_o + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{i,min}}$$

$$D_{max} = \frac{150}{150 + 8 \cdot 20} = 0,48$$

Por los tanto se va a trabajar con un  $D_{min} = 0,27$  y un  $D_{max} = 0,48$ .

### 6.3. Cálculos de los elementos pertenecientes al secundario

En este apartado se calculan las tensiones e intensidades máximas que llegan a soportar el diodo, la resistencia y el condensador que son elementos que pertenecen al secundario , con el fin de hacer una elección adecuada.

#### 6.3.1. Cálculos de la resistencia de salida

En este apartado se calcula el valor de nuestra resistencia.

De la resistencia de salida se conoce su tensión que es la tensión de salida ( $V_o = 150 V$ ) y su potencia que es la potencia de salida ( $P_{o,max} = 150 W$ ) , por lo tanto la corriente máxima que puede circular por la resistencia será de  $I_{o,max} = 1 A$ . Conociendo la tensión y la corriente máxima, la resistencia mínima será de  $R_{o,min} = 150 \Omega$ .

#### 6.3.2. Cálculo del condensador de salida

Para el cálculo de la capacidad del condensador es necesario obtener el valor del rizado pico a pico de la tensión de salida ( $\Delta V_{opp}$ ), para el cual se va a tomar un 1 % de la tensión de salida, esta elección también es criterio del diseñador, por lo tanto  $\Delta V_{opp} = V_o \cdot 1 \% = 1,5 V$ .

Sabiendo que :

$$\Delta V_{opp} \geq \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{R_{o,min} \cdot C_o} \quad (2)$$

Se despeja  $C_o$ , se considera el ciclo de trabajo máximo, y para que sea mas sencilla la ecuación se pone en función de la corriente de salida máxima y de la frecuencia.

$$C_o \geq \frac{D_{max} \cdot I_{o,max}}{\Delta V_{opp} \cdot f}$$

Sustituyendo queda que:

$$C_o \geq \frac{0,48 \cdot 1}{1,5 \cdot 100000} \geq 3,2 \mu F$$

Se elige un condensador con una mayor capacidad para mantener un margen de seguridad, por lo tanto se elige un condensador de  $3,3\mu F$  y de tensión  $V_{co} = 200V$  porque debe ser un valor superior a la tensión de salida, para mas información se puede acceder al [Elemento 12](#) de la bibliografía.

Para la realización de los cálculos de esta subsección se ha consultado el [Elemento 11](#) de la bibliografía.

### 6.3.3. Cálculo del diodo

Para el cálculo del diodo se hallan la corriente media y la tensión máxima que soportan sus terminales y en caso de ser necesario se calculara un disipador para que el dispositivo no se sobrecaliente.

La corriente media del diodo va a ser igual a la corriente de salida, ya que la corriente media del condensador es 0 en régimen permanente, por tanto  $I_{D,AVG} = 1A$ .

Para el cálculo de la tensión máxima entre ánodo y cátodo se ha calculado la diferencia de tensión entre ánodo y cátodo.

Para el ánodo, se calcula la tensión reflejada en el secundario, teniendo en cuenta que :

$$V = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (3)$$

Como ambos devanados tendrán el mismo flujo se iguala la tensión del devanado primario que será la tensión de entrada máxima, con la tensión del devanado secundario, por tanto:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (4)$$

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_1 = 8 \cdot 150 = 400V$$

Para la realización de estos cálculos se ha consultado el [Elemento 4](#) de la bibliografía.

Se sabe que  $V_A = 400V$  y que  $V_K = 150V$ ,  $V_{D,AK} = 550V$ , se debe tener un margen de seguridad, por ello, por criterio del diseñador se aumenta un 50% su valor quedando  $V_{D,AK} = 825V$ .

Debido a esta tensión, se elige un diodo ultrafast, se ha seleccionado un diodo de la pagina de farnell con las siguientes características:

1.  $T_j = 150^\circ$
2.  $R_{BJT} = 25^\circ/W$
3.  $T_a = 40^\circ$
4.  $V_{on} = 1,4 V$  obtenido de la gráfica del fabricante
5.  $I_{RR} = 100 \mu A$
6.  $T_{rr} = 75 nS$
7.  $I_{D,AVGmax} = 1 A$

Para más información, consultar el [Elemento 12](#) de la bibliografía, donde aparece toda la información referente a este diodo.

A partir de las características del diodo se obtienen las pérdidas totales, que son la suma de las pérdidas en conducción y en conmutación, necesarias para calcular la temperatura de unión y así saber si es necesario el disipador:

Las pérdidas en conducción:

$$P_{cond} = V_{on} \cdot I_{D,AVG} = 1,4 \cdot 1 = 1,4W \quad (5)$$

Las pérdidas en conmutación:

Primero se halla la carga eléctrica desplazada, que es proporcional al tiempo de recuperación en inversa y el pico negativo de la intensidad que ha sido seleccionado en la situación más adversa para la temperatura de unión.

$$Q_{RR} = \frac{1}{2} \cdot I_{RR} \cdot t_{RR} = \frac{1}{2} \cdot 100000 \cdot 75 \cdot 10^{-9} = 3,75 \text{ pC} \quad (6)$$

Debido a que la carga eléctrica desplazada es prácticamente nula, va a producir que las pérdidas en conmutación sean también casi nulas y no se aprecien frente a las de conducción.

$$P_{conmut} = f \cdot V_{D,AK} \cdot Q_{RR} = 100000 \cdot 550 \cdot 3,75 \cdot 10^{-12} = 0,00021 \text{ W} \quad (7)$$

Por tanto las pérdidas en el diodo serán:

$$P_{diodo} = P_{conmut} + P_{cond} = 1,4 + 0,00021 = 1,4 \text{ W} \quad (8)$$

Se procede a calcular la temperatura de unión para saber si es necesario el uso de un disipador:

$$T_j = T_{AMB} + P_{diodo} \cdot R_{\theta JL} = 40 + 25 \cdot 1,4 = 75 \text{ }^\circ\text{C} \quad (9)$$

No se pondrá disipador debido a que la temperatura de unión no dará ningún problema ya que es inferior a la máxima dada  $75 < 100^\circ\text{C}$ .

#### 6.4. Cálculo del condensador de entrada

Como se puede observar en la [Figura 2](#), la corriente de entrada tiene una forma pulsada de alta frecuencia, para filtrarlo se ha optado por colocar un condensador a la entrada.

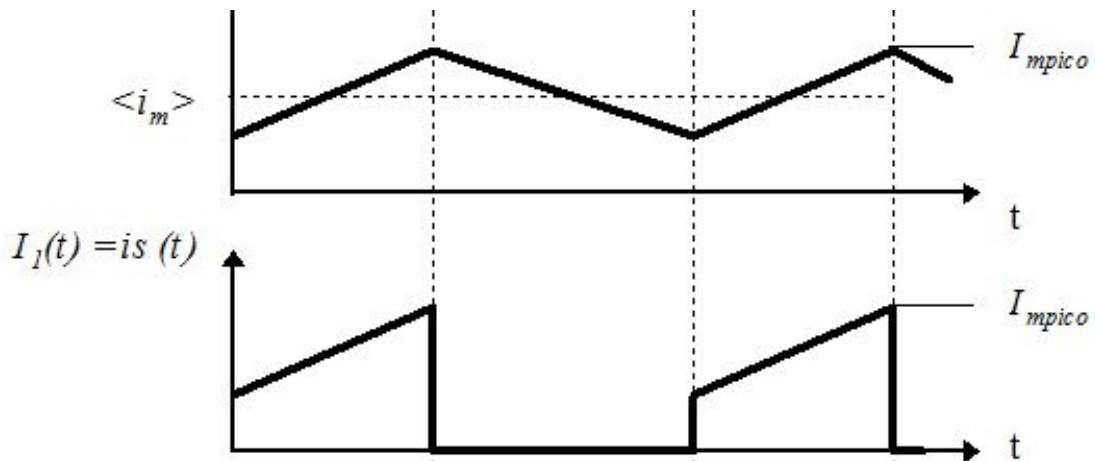


Figura 2: Respuesta de la corriente magnetizante y de la corriente del primario

Para el cálculo de la capacidad del condensador se utiliza la tensión mínima de entrada y el ciclo de trabajo máximo, para obtener el valor del rizado pico a pico de la tensión de entrada se toma un valor de un 1% de la tensión de entrada, por lo tanto ( $\Delta V_{ipp} = 200mV$ ).

Para calcular  $I_{ci}$ , se tiene en cuenta la distribución de las corrientes y como se puede observar en la [Figura 3](#) la corriente media de entrada, la cual será la suma de los valores medios de la corriente del condensador mas la corriente del interruptor.

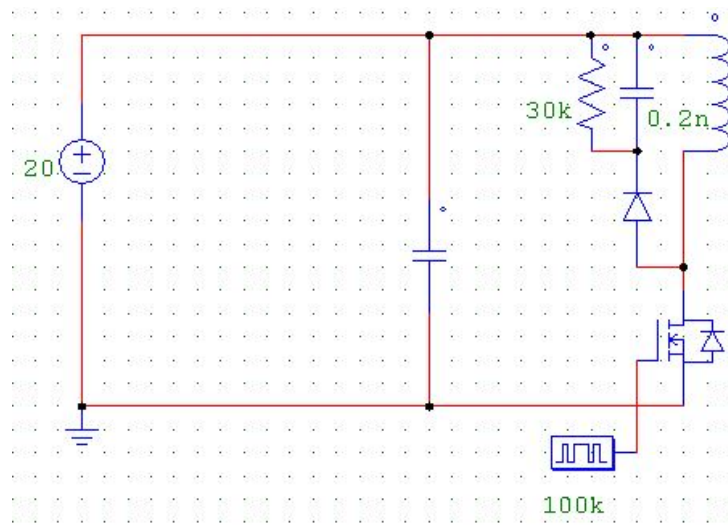


Figura 3: Circuito primario con condensador de entrada

Durante el  $t_{OFF}$  la corriente que suministra el condensador será igual a la corriente media de entrada al convertidor. Por ello se aprovecha esta condición para el cálculo de la capacidad del condensador.

$$I_{cin} = I_{in,AVG} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \cdot I_o \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (10)$$

Dado que la corriente es constante en este intervalo, se puede sustituir la derivada por un incremento, lo que permite calcular la capacidad según la [Ecuación 11](#):

$$I_{cin} = C_{in} \cdot \frac{dV_{cin}}{dt} = C_{in} \cdot \frac{\Delta V_c}{\Delta t} \quad (11)$$

$$\Delta t = t_{OFF} = (1 - D_{max}) \cdot T_s \quad (12)$$

$$C_{in} \geq \frac{\frac{D_{max}}{1-D_{max}} \cdot I_o \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot (1 - D_{max}) \cdot T_s}{\Delta V_{ipp}} = \frac{D_{max} \cdot I_o \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot T_s}{\Delta V_{ipp}} = \frac{0,48 \cdot 1 \cdot 8 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-3}} \quad (13)$$

Por lo cual  $C_{in} \geq 192\mu F$ , se elige un condensador con mayor capacidad por tanto,  $C_{in} = 220\mu F$  y la tensión del condensador por criterio del diseñador se elige  $V_{ci} = 80V$ , en el [Elemento 12](#) de la bibliografía se puede consultar toda la información de este condensador.

Para la realización de los cálculos de esta subsección se ha consultado el [Elemento 11](#) de la bibliografía.

## 6.5. Cálculo del interruptor

Para la elección del interruptor ha sido necesario tener en cuenta las siguientes consideraciones:

1. Baja  $R_{ds(on)}$  para reducir las pérdidas en conducción (se aconseja  $< 20m \Omega$ ).
2. Baja carga de puerta.
3. Saber la tensión máxima del interruptor y según esta elegir un mosfet si es  $< 1000 V$  o IGBT si es  $> 1000 V$ .

La última consideración se corrobora sabiendo que la tensión máxima de la fuente será:

$$V_{S,max} = V_{i,max} - V_p = V_{i,max} - \left( -\frac{N_1}{N_2} \cdot V_0 \right) = 50 - \left( -\frac{1}{8} \cdot 150 \right) = 56,25V \quad (14)$$

Por lo tanto se sabe que hay que utilizar un mosfet, se ha seleccionado el mosfet IRFS4321-7PPbF que cumple con las consideraciones, para saber toda la información sobre este mosfet se debe acceder al [Elemento 12](#) de la bibliografía.

### 6.5.1. Cálculo de las pérdidas totales del mosfet

Hay tres tipos de pérdidas en el mosfet, las cuales se explican y calculan a continuación y su suma da lugar a las pérdidas totales del mosfet.

1. Pérdidas en conducción: calculamos la pérdidas en conducción teniendo en cuenta la corriente eficaz del interruptor y la resistencia entre el drenador y la fuente cuando se encuentra en estado de conducción. Para el calculo de la corriente eficaz del mosfet utilizamos la [Ecuación 15](#) y para el cálculo de las perdidas en conducción la [Ecuación 18](#). Antes del cálculo de las pérdidas en conducción se debe saber la corriente eficaz del interruptor:



$$I_{s,RMS} = \sqrt{D_{max}} \cdot I_{s,avg} \quad (15)$$

Donde la corriente media que circula por el mosfet:

$$I_{s,avg} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_o \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} = 8 \cdot 1 \cdot \frac{0,48}{1 - 0,48} = 7,38A \quad (16)$$

Por lo tanto se obtiene como resultado que la corriente eficaz por el mosfet es:

$$I_{s,RMS} = \sqrt{D_{max}} \cdot I_{s,avg} = \sqrt{0,48} \cdot 7,38 = 5,12A \quad (17)$$

Para mantener un margen de seguridad se decide aumentar en un 53% la corriente eficaz del interruptor por lo tanto tenemos que  $I_{s,RMS} = 7,82 A$ .

Tras los cálculos previos, se procede a hallar las pérdidas en conducción :

$$P_{conducción} = I_{s,RMS}^2 \cdot R_{DS} = 7,82^2 \cdot 14,7 \cdot 10^{-3} = 0,9 W \quad (18)$$

2. Pérdidas en conmutación: estas van a depender en gran medida de la tensión y la corriente durante la transición, y del tiempo de conmutación, se calculan mediante la [Ecuación 19](#):

$$P_{conmut} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF} \quad (19)$$

A continuación se muestra el desarrollo para el cálculo de  $P_{TURN-ON}$  y  $P_{TURN-OFF}$ , en la [Figura 4](#) se muestra que para las perdidas en conmutación, se tendrá en cuenta el rizado.

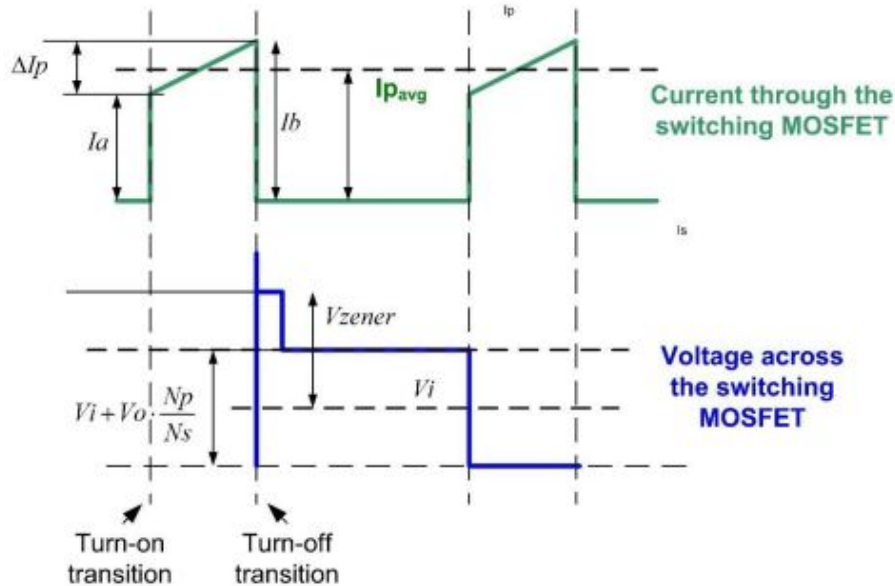


Figura 4: Corriente del mosfet

Para el cálculo de  $I_a$  será necesario calcular  $I_{p,avg}$  y  $\Delta I_p$  para el rizado.

Donde:

$$I_{p,avg} = \frac{I_o}{1 - D_{max}} \cdot \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{1 - 0,48} \cdot 8 = 15,38A \quad (20)$$

$$\Delta I_p = \frac{V_{i,min} \cdot D_{max}}{L_p \cdot f} = \frac{20 \cdot 0,48}{15,84\mu \cdot 100000} = 6,06A \quad (21)$$

Por tanto:

$$I_a = I_{p,avg} - \frac{\Delta I_p}{2} = 15,38 - \frac{6,06}{2} = 12,35A \quad (22)$$

Para mantener un pequeño margen de seguridad se consideran 14 A.

- a)  $P_{TURN-ON}$  : La tensión en el Mosfet, será la suma de la tensión de entrada mas la tensión de salida reflejada en el primario. Para  $t_{on}$  el tiempo de retardo no se tendrá en cuenta porque no se producen perdidas solo se tendrá en cuenta el tiempo de subida ( $t_r$ )

$$P_{TURN-ON} = I_a \cdot \left( V_i + V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \right) \cdot \frac{t_r}{3} \cdot f = 14 \cdot 68,75 \cdot \frac{60 \cdot 10^{-9}}{3} \cdot 100000 = 1,925W \quad (23)$$

- b)  $P_{TURN-OFF}$  : Durante el periodo de apagado la tensión del mosfet será la tensión de entrada más la tensión de salida del devanado primario con la tensión del zener incluida, teniendo las mismas consideraciones que para el caso anterior no se tiene en cuenta el retardo y si el tiempo de caída para el  $t_{off}$  su expresión es la siguiente:

$$P_{TURN-OFF} = I_a \cdot \left( V_i + V_{zener} \right) \cdot \frac{t_f}{3} \cdot f = 14 \cdot 200 \cdot \frac{35 \cdot 10^{-9}}{3} \cdot 100000 = 3,26W \quad (24)$$

Por lo tanto la suma de ambas será,  $P_{comut} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF} = 1,925 + 3,26 = 5,185W$

3. Pérdidas en la carga: las perdidas de carga en la compuerta del mosfet se producen al cargar el condensador y al descargar la carga a tierra ciclo tras ciclo. Las pérdidas de la carga dependen de la frecuencia, la carga total de la compuerta y de la tensión  $V_{dr}$ , su expresión es:

$$P_{carga} = f \cdot Q_{tot} \cdot V_{dr} = 100000 \cdot 110 \cdot 10^{-9} \cdot 15 = 0,2W \quad (25)$$

Una vez calculadas todas las pérdidas se calculan las pérdidas totales que es el sumatorio de todas las anteriores.

$$P_{totales} = P_{comut} + P_{carga} + P_{conducción} = 0,9 + 0,2 + 5,185 = 6,285W \quad (26)$$

Sabiendo que las perdidas en potencia son de 6,285W, se debe comprobar si hace falta un disipador para evitar que el dispositivo se sobrecaliente y deje de funcionar debido al exceso de temperatura.

### 6.5.2. Comprobación de si es necesario un disipador y su cálculo

Para su cálculo se debe acceder a algunos datos del fabricante:

1.  $R_{\theta,JA} = 40^{\circ}C/W$
2.  $T_{amb} = 40^{\circ}$
3.  $R_{\theta,JC} = 0,43^{\circ}C/W$
4.  $T_{J,max} = 150^{\circ}C$
5.  $R_{\theta,CH} = 1^{\circ}C/W$

Se procede a comprobar si el disipador es necesario, mediante la [Ecuación 27](#):

$$P_{totales} = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{\theta,JA}} \quad (27)$$

Se comprueba si la temperatura de unión es mayor a la máxima permitida y en tal caso, se ha de hallar un disipador:

$$T_J = T_{amb} + P_{totales} \cdot R_{\theta,JA} = 40 + 6,285 \cdot 40 = 291,4^{\circ}C \quad (28)$$

Como se observa va a ser necesario un disipador  $291,4 > 150$ , se calcula la resistencia del disipador, con la [Ecuación 29](#):

$$P_{totales} = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{\theta,JA} + R_{\theta,CH} + R_{\theta,HA}} \quad (29)$$

Despejando  $R_{\theta,HA}$  se obtiene que es necesario un disipador que presente una resistencia menor de  $16,07^{\circ}C/W$ .

## 6.6. Cálculo del transformador

En este apartado se calcula el tamaño del transformador a partir del tamaño del núcleo y de la superficie que ocupan los devanados. Los devanados dependen de la sección de los cables y del número de espiras que se arrollen tanto en el devanado primario como en el secundario.

### 6.6.1. Cálculo de la inducción magnética máxima

Para su cálculo se ha optado a utilizar la hoja de datos del fabricante, en la que se ha obtenido tanto las pérdidas en el núcleo, como las constantes para el ajuste de la curva. Para las pérdidas del núcleo provocadas por histéresis y corrientes de Foucault, se utiliza ferrita (material con baja conductividad) para disminuirlas. Los datos están buscados de la página web FERROXCUBE. La máxima inducción magnética, se calcula a partir de las pérdidas del núcleo en la [Ecuación 30](#).

$$P_n = a \cdot f^c \cdot B_{max}^d \quad (30)$$

Material	Frecuencia	a	c	d
R, 35G, N87, 3C90	100 KHz $\leq f < 500$ KHz	0.036	1.64	2.68

Cuadro 3: Constantes calculadas para el ajuste de la curva

Los valores a, c y d corresponden a la [Tabla 3](#) del fabricante.

La densidad provocada por las pérdidas del núcleo normalmente se aproxima a  $250 \text{ mW/cm}^3$  y la densidad de inducción máxima calculada debe limitarse a menos de la mitad de  $\beta$  de saturación. Este nivel  $\beta$  se elige porque el núcleo desarrollará una elevación de temperatura excesiva a esta frecuencia cuando la densidad de flujo está próxima a la saturación. La densidad de flujo máxima se calcula despejando de la [Ecuación 30](#).

$$\beta_{max} = \left( \frac{P_n}{a \cdot \left(\frac{f}{1000}\right)^c} \right)^{\frac{1}{d}} \quad (31)$$

Por lo tanto considerando que las perdidas en el núcleo son  $P_l = 150W$  debido a las especificaciones de la hoja de datos del fabricante, nuestra  $\beta_{max}$  será:

$$\beta_{max} = \left( \frac{150}{0,036 \cdot \left(\frac{100000}{1000}\right)^{1,64}} \right)^{\frac{1}{2,68}} = 1339,02G.$$

### 6.6.2. Selección del tamaño del núcleo

Para seleccionar el tamaño correcto del núcleo, el producto del área del núcleo debe ser calculado usando la [Ecuación 32](#). Esta ecuación se deriva de la ecuación de enlace de flujo y representa la capacidad que puede manejar el núcleo en cuestión. Por lo tanto, cada núcleo tiene un número que es el producto de su área de ventana y el área de la sección transversal.

$$A_p = W_a \cdot A_c = \frac{10^8 \cdot P_o}{K_t \cdot \Delta B \cdot f \cdot J} \quad (32)$$

$\Delta B$  al trabajar en la zona del primer cuadrante es  $\Delta B = B_{max}$ . La densidad de corriente de un devanado se estima en  $400A/cm^2$ . Por lo tanto el producto del área será calculado mediante la [Tabla 6.6.2](#), teniendo en cuenta que  $K = K_u \cdot K_p$ , donde  $K_u$  determina el porcentaje máximo de ventana que se aconseja que sea ocupado por el devanado con su aislante incluido y  $K_p$  nos indica si hay más de un devanado como es el caso del Flyback, en la tabla [Tabla 4](#) se muestran los valores de estos factores en función del convertidor conmutado en el que se halle el inductor de potencia y el modo de conducción.

Una vez aclarados los términos para la resolución del tamaño del núcleo pasamos al calculo, sustituyendo en la ecuación [Ecuación 32](#):

$$A_p = W_a \cdot A_c = \frac{10^8 \cdot 150}{0,2 \cdot 1339,02 \cdot 100000 \cdot 400} = 1,4cm^4$$

Convertidor	$K_u$	$K_p$	$K=K_u \cdot K_p$
Buck en ambos modos de conducción	0.7	1	0.7
Boost en conducción discontinua	0.7	1	0.7
Flyback en conducción continua	0.4	0.5	0.2
Flyback en conducción discontinua	0.4	0.5	0.2

Cuadro 4: Valores del factor K para el calculo del área del producto

Se ha elegido los datos del fabricante ETD39 (para más informacion acceder al [Elemento 12](#) de la bibliografía), donde al obtener un área de  $1,4cm^4$ , se ha ido a la inmediatamente superior que es de  $2,21cm^4$  nuestra características se reflejan en la [Tabla 5](#).

$A_p(cm^4)$	$A_c(mm^2)$	$W_a(mm^2)$
2,21	125	177

Cuadro 5: Producto del área

### 6.6.3. Cálculo del número de espiras que se arrollan en el primario y en el secundario

Tras el cálculo del área de la sección transversal, se puede calcular el número de espiras que se arrollan del devanado primario mediante la [Ecuación 33](#).

$$N_1 = \frac{10^8 \cdot V_{inmin} \cdot \frac{1}{f} \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot A_c} = \frac{10^8 \cdot 20 \cdot \frac{1}{100000} \cdot 0,48}{1339,02 \cdot 1,25} = 5,735 \quad (33)$$

Debido a que el número de espiras arrolladas tiene que ser un número entero pasamos al inmediatamente superior que es 6.

Para mantener un margen de seguridad en el diseño se ha decidido aumentar en uno el numero de espiras que se arrollan en el primario por lo tanto  $N_1 = 7$  y el numero de espiras que se arrollan en el secundario se calcula en la [Ecuación 34](#).

$$N_s = N_p \cdot \frac{N_2}{N_1} = 7 \cdot 8 = 56 \quad (34)$$

Por lo tanto  $N_1 = 7$  y  $N_2 = 56$ .

Para los cálculos realizados hasta ahora de estas dos sub-subsecciones de la subsección del transformador se ha consultado el [Elemento 6](#) de la bibliografía.

### 6.6.4. Cálculo de las inductancias magnetizantes del primario y del secundario con el cálculo de las inductancias de fugas producidas

Para el cálculo de la inductancia magnetizante perteneciente al secundario, se tiene que tener en cuenta la corriente máxima de ondulación del secundario permitida ( $\Delta I_s$ ), que normalmente suele ser un 30 – 50 % de la corriente eficaz de salida, se tomara un valor del 40 % para el cálculo de dicha inductancia, una vez aclarado este concepto mediante la [Ecuación 35](#) se calcula la inductancia magnetizante del secundario:

$$L_s = \frac{(V_o + V_{d_{fw}}) \cdot (1 - D)}{\Delta I_s \cdot f} \quad (35)$$

Donde:

$$\Delta I_s = \frac{I_{o,max}}{1 - D_{max}} \cdot 0,4 = \frac{1}{1 - 0,4} \cdot 0,4 = 0,769A \quad (36)$$

Se tiene en cuenta la  $D_{max}$  para el caso mas desfavorable y la caída de tensión en directo del diodo en conducción se considera 0:

$$L_s = \frac{(150 + 0) \cdot (1 - 0,48)}{0,769 \cdot 100000} = 1014,3 \mu H$$

Mediante la [Ecuación 37](#), se calcula la inductancia magnetizante del primario.

$$L_p = L_s \cdot N_{ps}^2 = 1014,3 \mu \cdot \frac{1^2}{8} = 15,84 \mu H \quad (37)$$

#### 6.6.5. Cálculo de la longitud del entrehierro y cálculo de áreas

La longitud del entrehierro, se calcula sabiendo que es proporcional al número de espiras que se arrollan en el primario y al área de sección trasversal e inversamente proporcional a la inductancia del primario , por lo cual mediante la [Ecuación 38](#) se calcula su valor:

$$L_g = \frac{N_1^2 \cdot A_c \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{L_p} = \frac{7^2 \cdot 1,25 \cdot 10^{-4} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{15,84 \cdot 10^{-6}} = 0,4859 \text{ mm} \quad (38)$$

Para corroborar que la elección del núcleo es la adecuada debemos comprobar si se cumple la [Ecuación 43](#). Primero se calculan las áreas de la sección de los cables para la obtención del diámetro, la calculamos mediante la corriente eficaz y la densidad de corriente que al ser el material de cobre será de  $4A/mm^2$  para ambos devanados.

Para el área de cobre del devanado primario:

$$A_{cu1} = \frac{I_{1,RMS}}{J} = \frac{7,82}{4} = 1,955 \text{ mm} \quad (39)$$

Para el área de cobre del devanado secundario:

$$A_{cu2} = \frac{I_{2,RMS}}{J} = \frac{1}{4} = 0,25 \text{ mm} \quad (40)$$

Como se trata de una sección circular, se hallan los diámetros en cada uno de los devanados con un ligero aumento para mantener la seguridad mediante la [Ecuación 41](#) y la [Ecuación 42](#).

Por lo tanto el diámetro del área de cobre del devanada primario es:

$$A_{cu1} = \frac{\pi \cdot d_1^2}{4} = 1,955mm \quad (41)$$

$$d_1 = 1,577mm$$

Ampliamos a 1,8 mm para mantener el margen de seguridad.

Por lo tanto el diámetro del área de cobre del devanado secundario es:

$$A_{cu2} = \frac{\pi \cdot d_2^2}{4} = 0,25 mm \quad (42)$$

$$d_2 = 0,5641 mm$$

Ampliamos a 0,6 mm para mantener el margen de seguridad.

Una vez hallados ambos diámetros mediante la siguiente ecuación hacemos la comprobación de si el núcleo es válido:

$$N_1 \cdot A_{cu1} + N_2 \cdot A_{cu2} < A_w \cdot K_u \cdot K_p \quad (43)$$

Desarrollando la ecuación será:

$$N_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1^2}{4} + N_2 \cdot \frac{\pi \cdot d_2^2}{4} < A_w \cdot K$$

Sustituyendo términos en la ecuación queda:

$$7 \cdot \frac{\pi \cdot 1,8^2}{4} + 56 \cdot \frac{\pi \cdot 0,6^2}{4} < 177 \cdot 0,2$$

$$33,64 < 35,4$$

Se observa que la ecuación si cumple por lo tanto la elección del núcleo ha sido la acertada.

## 6.7. Cálculo red snubber

El interruptor es el corazón del convertidor y su funcionamiento va a ser esencial para la fiabilidad y eficiencia del convertidor, para evitar las sobretensiones en el mosfet se utiliza la red snubber porque la inductancia de fuga puede ser visualizada como una inductancia parásita en serie con la inductancia del lado primario del transformador, la cual no esta acoplada entre si con la inductancia secundaria. Cuando se desconecta el mosfet de conmutación, la energía almacenada en la inductancia del primario se desplaza al secundario y a la carga a través del diodo de desviación directo. Se debe tener en cuenta que la energía almacenada en la inductancia de fugas no tiene un camino para circular y se convierte en enormes picos de tensión en los cambios de conmutación.

La energía de fugas que tiene que ser disipada a través de un amortiguador de sujeción externo se calcula con la [Ecuación 44](#):

$$E_{fugas} = \frac{1}{2} \cdot L_{fugas} \cdot I_{P,peak}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_{fugas} \cdot I_{P,peak}^2 \quad (44)$$

La inductancia de fugas por criterio del diseñador y basándose en que no hay convertidor físico, se opta por elegir un valor que es típico, un 2% de la inductancia del primario por lo tanto:

$$L_{fugas} = 0,02 \cdot L_p = 0,02 \cdot 15,84 \mu H = 0,3168 \mu H \quad (45)$$

La corriente de pico del primario es el sumatorio de la corriente media de pico y el valor medio del rizado.

Donde  $\Delta I_p$  ha sido calculado anteriormente con un valor de 6,06 A e  $I_{p,AVG}$  también ha sido calculada anteriormente donde tiene un valor de 15,38 A

Despreciamos  $V_{ds,on}$  ya que es proporcional a la corriente media y a la resistencia del drenador-fuente que es del orden de  $m\Omega$ .

Por lo tanto:

$$I_{p,peak} = I_{p,AVG} + \frac{\Delta I_p}{2} = 18,41 A \quad (46)$$

ya se puede calcular la energía de fugas:

$$E_{fugas} = \frac{1}{2} \cdot 0,3168 \mu \cdot 18,41^2 = 53,68 \mu J \quad (47)$$

La pérdida de potencia máxima asociada con el diodo zener será:

$$P_{zener} = E_{fugas} \cdot \frac{V_{zener}}{V_{zener} - V_o \cdot \frac{N_p}{N_s}} \cdot f = 107,3 \mu \cdot \frac{150}{150 - 150 \cdot \frac{1}{8}} \cdot 100000 = 6 W \quad (48)$$

La tensión del zener elegida ha sido de 150 V, ya que una de menor tensión daría unas pérdidas demasiado bajas, se pondrán 6 zener con una tensión de 25 V y de 2W de potencia.

## 7. Control modo tensión

En el control modo tensión de fuentes de alimentación conmutadas, la tensión de salida del convertidor se utiliza para implementar el control realimentado. Las funciones de transferencia lineales utilizadas para la regulación del sistema han sido obtenidas a través del circuito equivalente de pequeña señal del convertidor Flyback en conducción continua mostrado en la [Figura 5](#), este ha sido obtenido en la [Figura 6](#) sustituyendo el modelo del conmutador PWM por los interruptores.



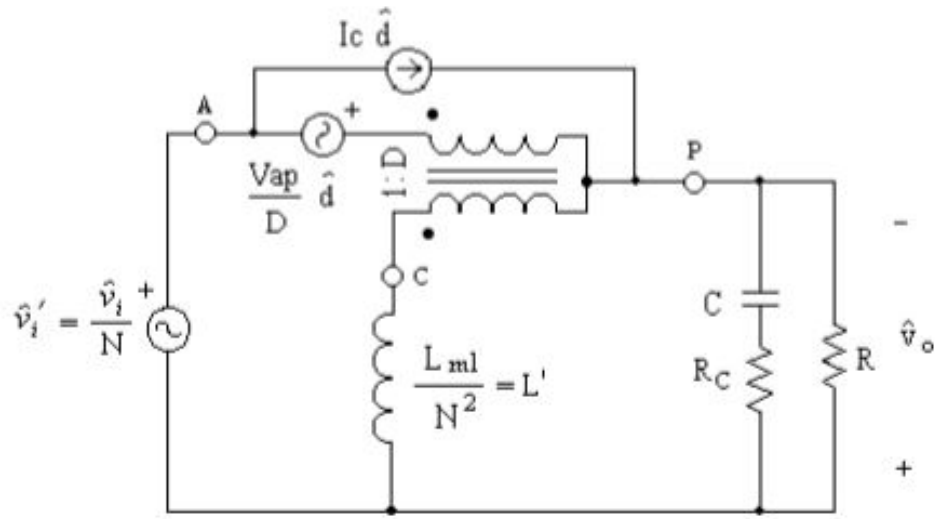


Figura 5: Circuito reflejado hacia el secundario

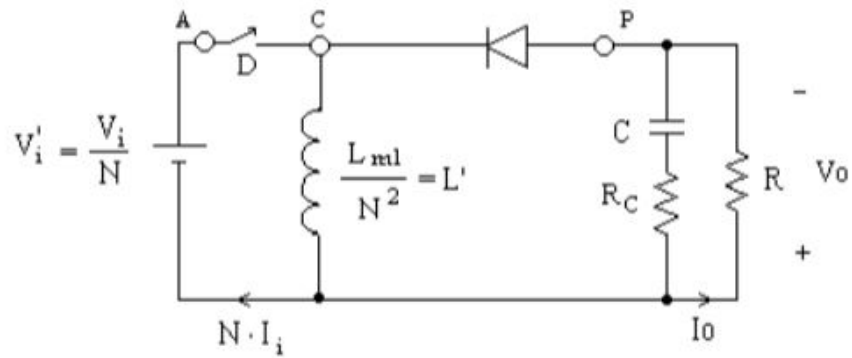


Figura 6: Circuito equivalente del convertidor Flyback en conducción continua

Se cumple que en gran señal de continua se cumple:

$$V_{ap} = \frac{V_i}{N} + V_o \quad (49)$$

$$I_c = N \cdot I_i + I_o \quad (50)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{N \cdot (1 - D)} = \frac{I_i}{I_o} \quad (51)$$

Se puede expresar  $V_{ap}$  e  $I_c$  en función de  $M$ ,  $N$ ,  $V_i$  y  $V_o$ :

$$V_{ap} = V_i \cdot \frac{1}{N + M} \quad (52)$$

$$I_c = \frac{M \cdot V_i}{R} \cdot (N \cdot M + 1) \quad (53)$$

A partir de la [Figura 5](#) y de las [Ecuación 52](#) y [Ecuación 53](#) se obtiene la función de transferencia de control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo.

$$G_{v-d}(s) = G_{do} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{z2}}\right) \cdot w_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_s \cdot s + w_n^2} \quad (54)$$

Para saber mas acerca de como se ha llevado este método, se puede consultar el [Elemento 2](#) de la bibliografía.

```

clear all;          % INICIALIZACION
clc;
format short;
format compact;

% -----
% ----- DATOS INICIALES DEL CONVERTIDOR FLYBACK -----
% -----

Vin = 20           % Tension de entrada nominal
Vout = 150        % Tension de salida nominal
Iout = 1          % Corriente de salida nominal
R = Vout/Iout     % Resistencia de carga nominal
fs = 100e3       % Frecuencia de conmutacion
Ts = 1/fs        % Periodo de conmutacion
Lm1 = 15.84e-6   % Inductancia magnetizante del trafo
C = 3.3e-6       % Capacidad del filtro de salida
Rc = 10e-3       % ESR del condensador
N = 1/8          % Relacion de transformacion del trafo N1/N2
D = Vout/(Vout+(Vin/N))% Ciclo de trabajo

beta = 0.019;    % Ganancia del sensado de tension
Vpp = 1.9;      % Amplitud de la rampa del modulador PWM
Fm = 1/Vpp;     % Ganancia del modulador PWM

Lp = Lm1/(N*N)
Vip = Vin/N
pause;
% -----
% ----- FDT DEL CONVERTIDOR FLYBACK -----
% -----

wn = (1/sqrt(Lp*C))*(1-D)           % Pulsacion de resonancia
wz1 = 1/(Rc*C)                     % Cero de la ESR del condensador
wz2 = ((1-D)*(1-D)*R)/(D*Lp)       % Cero de fase no minima
psi = (sqrt(Lp/C))/(2*R*(1-D))     % Factor de amortiguamiento
Gdo = Vip/((1-D)*(1-D))            % Ganancia estatica

numGvd = (Gdo*wn*wn)*[(-1/(wz1*wz2)) ((1/wz1)-(1/wz2)) 1]; % Numerador de Gvd
denGvd = [1 (2*psi*wn) (wn*wn)]; % Denominador de Gvd

Gvd = tf(numGvd, denGvd);           % Fdt Gvd

Tvsinreg = beta*Fm*Gvd;            % Fdt Tv sin el regulador

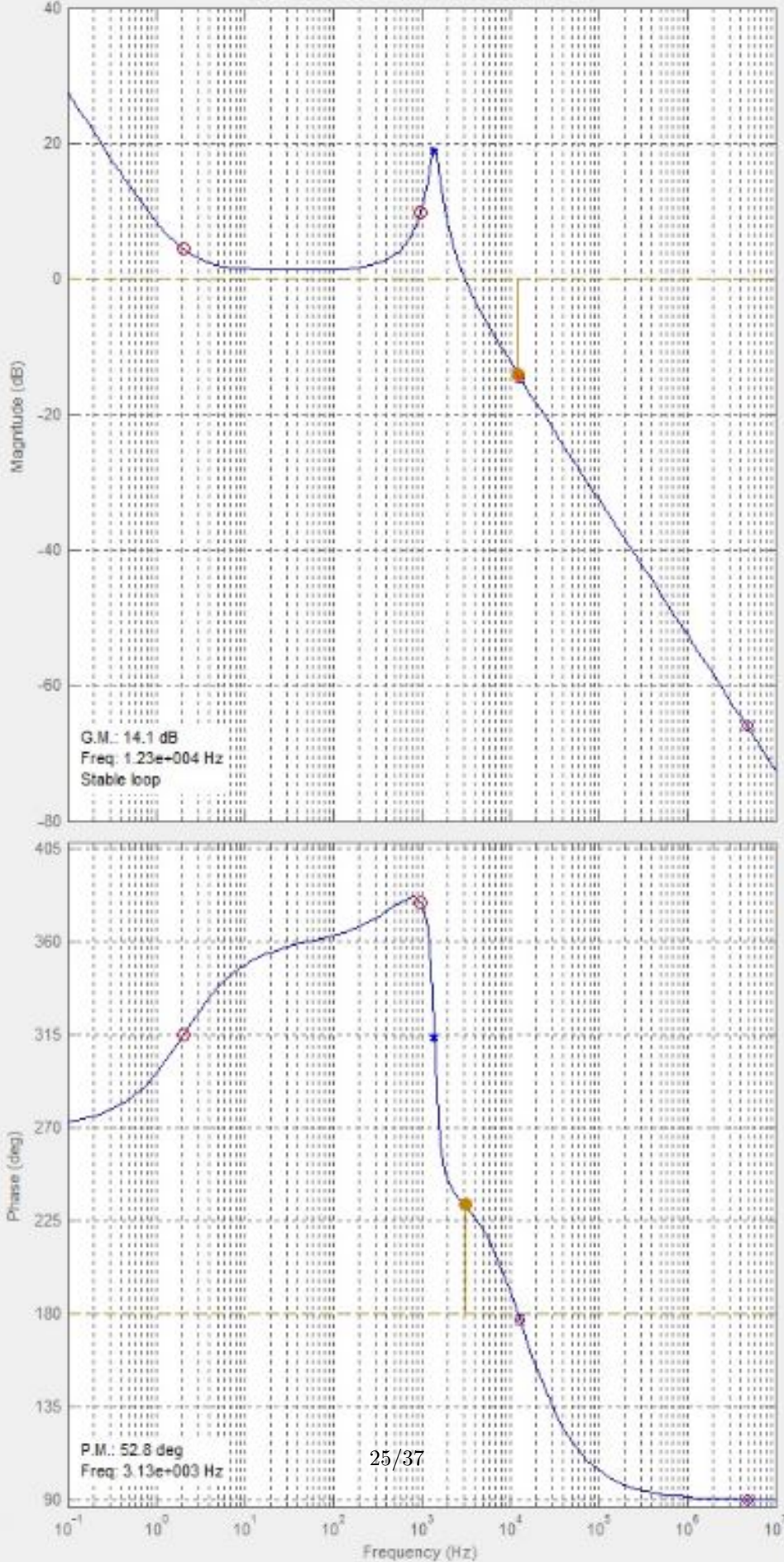
sisotool(Tvsinreg);                % Herramienta para el diseño del regulador

```

A continuación sabiendo que es un derivado del buck- boost, se sigue una secuencia de diseño:

1. Elegir una frecuencia de cruce de la ganancia de lazo inferior a la décima parte de la frecuencia de cero de fase no mínima, de manera que este cero no afecte a la fase de la ganancia de lazo en la frecuencia de cruce. Como la frecuencia de cero de fase no mínima es  $12955,21Hz$ , la frecuencia de cruce la dividiremos entre diez quedando  $f_c = 1295,521Hz$ .
2. Elegir los polos  $w_{p1}$  y  $w_{p2}$  del compensador para que cancelen el cero de la etapa de potencia causado por la ESR del condensador y el efecto del cero de fase no mínima. En la [Figura 7](#) se muestra los polos elegidos donde  $w_{p1}$  cancela al cero de fase no mínima y tiene un valor de  $81400 rad$  y  $w_{p2}$  cancela al cero de la ESR y tiene un valor de  $3,04 \cdot 10^7 Hz$ , respectivamente se encuentran en  $1,3 \cdot 10^4 Hzrad$  y  $4,84 \cdot 10^6 Hz$

Open-Loop Bode Editor for Open Loop 1 (OL1)



3. Elegir el primer cero del compensador  $w_{z1}$  por debajo de la décima parte de la frecuencia de cruce. Este cero va a estabilizar mas el sistema cuanto a mas baja frecuencia se coloque, a costa de reducir la frecuencia de cruce. Al ser la décima parte este será  $w_{z2} = 129,55rad$
4. ajuste de  $w_i$  y  $w_{p2}$ , quedando el margen de fase  $52,8^\circ$  que es superior a  $50^\circ$ , y una frecuencia de cruce  $f_c = 3130 Hz$  y un margen de ganancia de  $14,1 dB$  que es superior a  $12$ .

A continuación se muestra la [Figura 8](#) con la función de transferencia y con todos los resultados obtenidos y en la [Figura 9](#) la respuesta obtenida.

La respuesta es lenta debido al tipo de control pero podría tomarse como aceptable este tipo de respuesta.

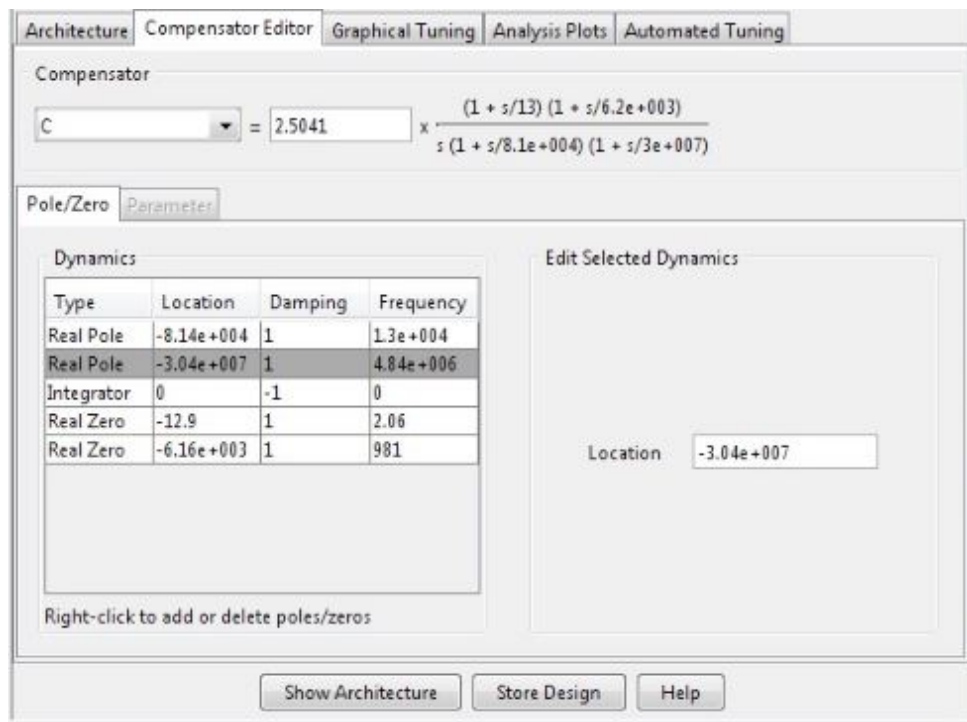


Figura 8: Función de transferencia del control modo tensión

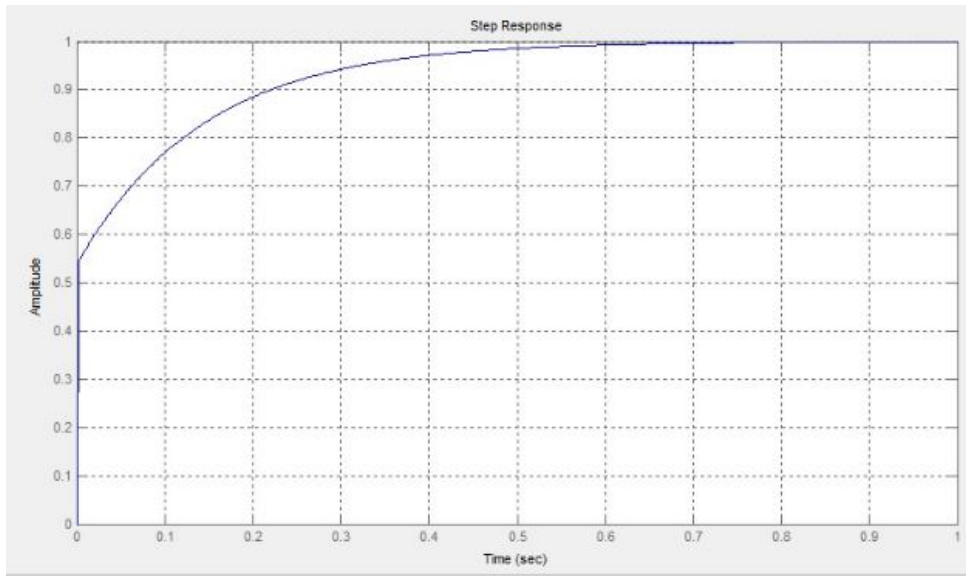


Figura 9: Respuesta del control modo tensión

## 8. Simulaciones

Para la simulación de nuestro convertidor se ha elegido el programa PSIM donde se hacen dos tipos de simulaciones variando el rango de tensión de entrada y el ciclo de trabajo para contrastar resultados y manteniendo los otros valores.

### 8.1. Simulaciones con $D_{min}$ y $V_{i,max}$

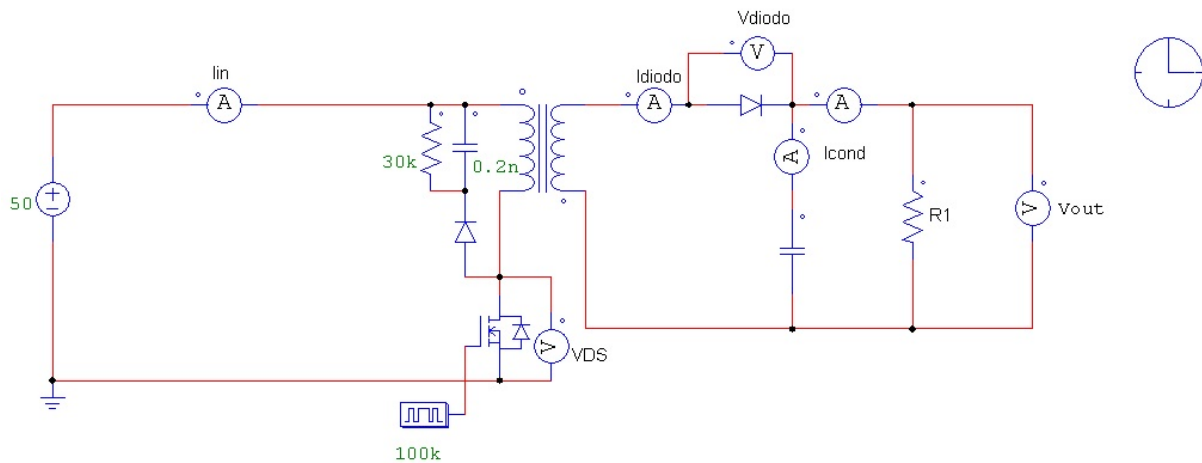


Figura 10: Esquema con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

### 8.1.1. Corriente y tensión a la salida del convertidor

Es el esquema de la [Figura 10](#) el utilizado para llevar a cabo las simulaciones: Para ver que la respuesta del sistema es la adecuada se debe simular la tensión y corriente de salida, las cuales aparecen en la [Figura 11](#) y en la [Figura 12](#).

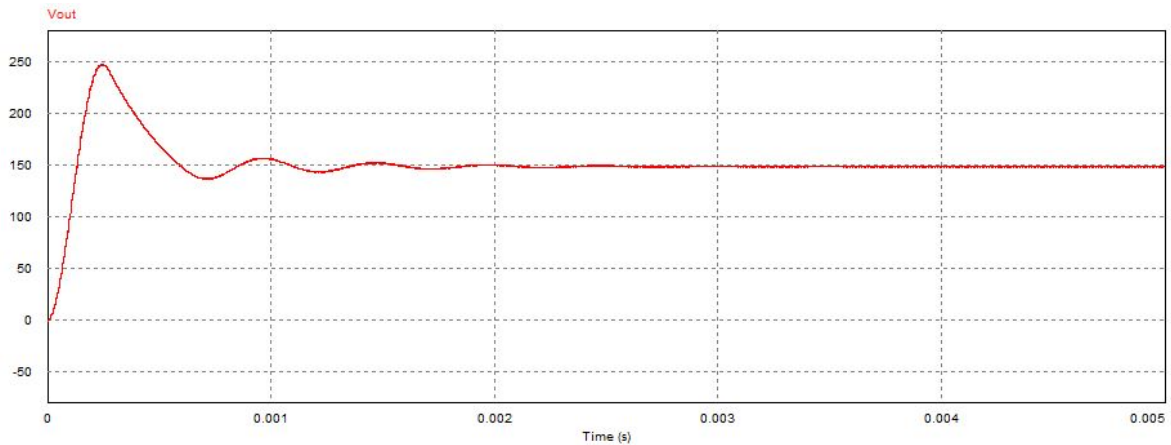


Figura 11: Tensión de salida con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

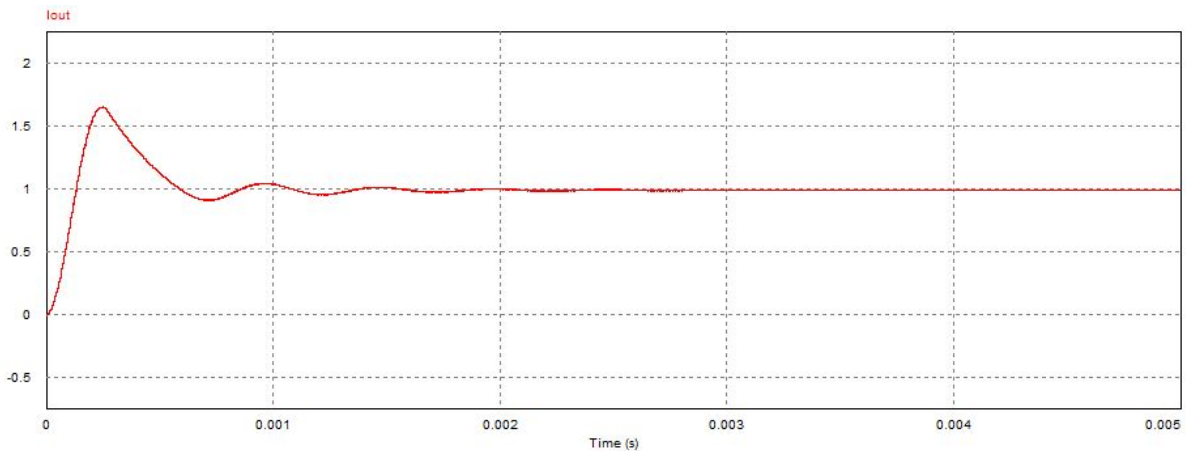


Figura 12: Corriente de salida con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

Como se puede apreciar en las figuras la respuesta del sistema es precisa y se ajusta a los valores que cabría esperar de los cálculos teóricos.

### 8.1.2. Corriente del condensador

El condensador es un elemento de almacenamiento de carga y descarga en el que como se observa no actúa en su totalidad como un circuito abierto, depende de la situación del interruptor alimentándose cuando se encuentra en  $t_{on}$  y descargándose cuando se encuentra en  $t_{off}$  como vemos en la [Figura 13](#).



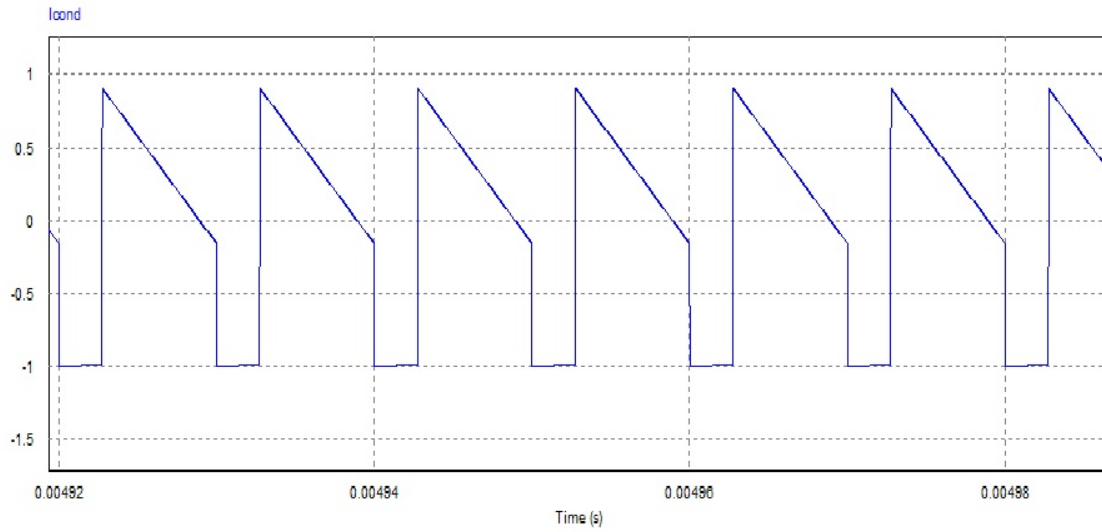


Figura 13: Intensidad del condensador con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

Apreciamos que tiene la respuesta de carga y descarga apropiada.

### 8.1.3. Corriente y tensión del diodo

A continuación se aprecian las respuestas del diodo del lado del secundario, se observa que las respuestas en los periodos de conmutación son las adecuadas para el diodo, en la [Figura 14](#) se aprecia la respuesta de la tensión en los distintas fases de conmutación y en la [Figura 15](#) la de la corriente.

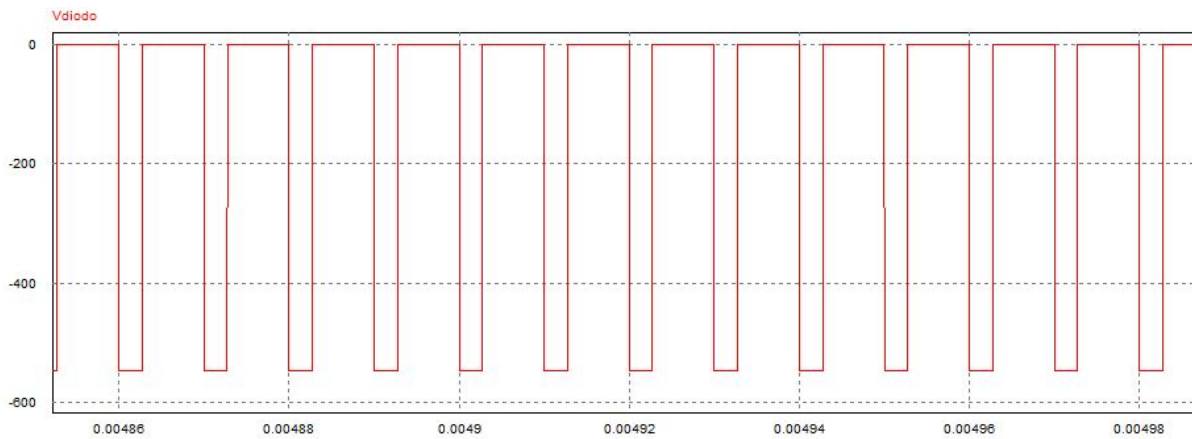


Figura 14: Tensión del diodo con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

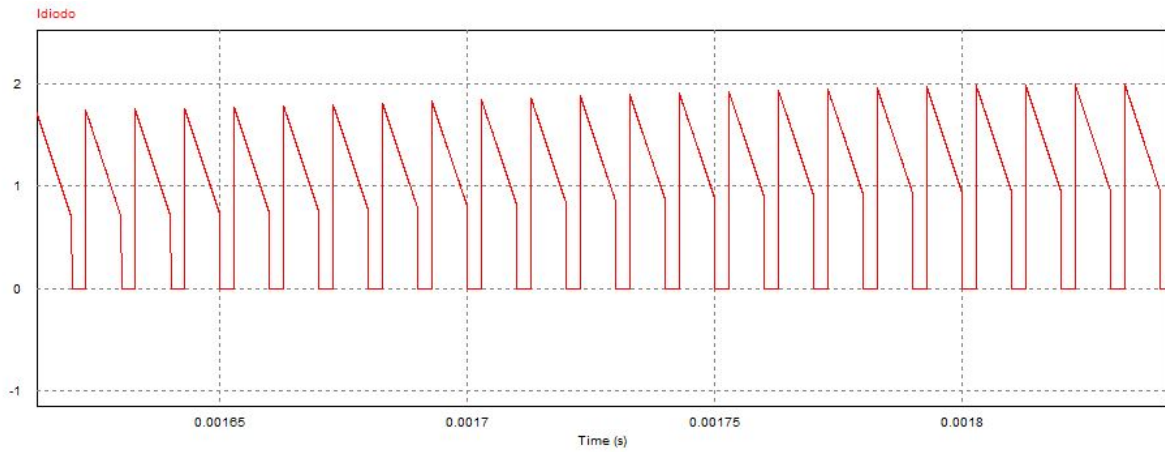


Figura 15: Corriente del diodo con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

#### 8.1.4. Corriente de entrada

La respuesta de la corriente de entrada al no haber nada mas que el interruptor coincide con la corriente por el mismo, se aprecia en la [Figura 16](#)

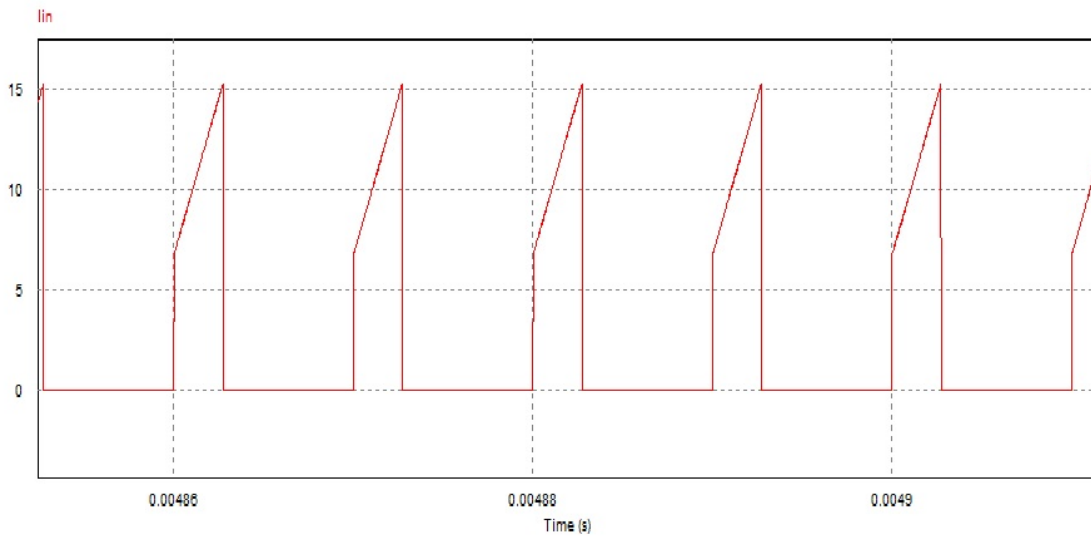


Figura 16: Intensidad de entrada con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

#### 8.1.5. Tensión del mosfet

La respuesta de la tensión del mosfet se corresponde adecuadamente en los periodos de conmutación como podemos observar en la [Figura 17](#)

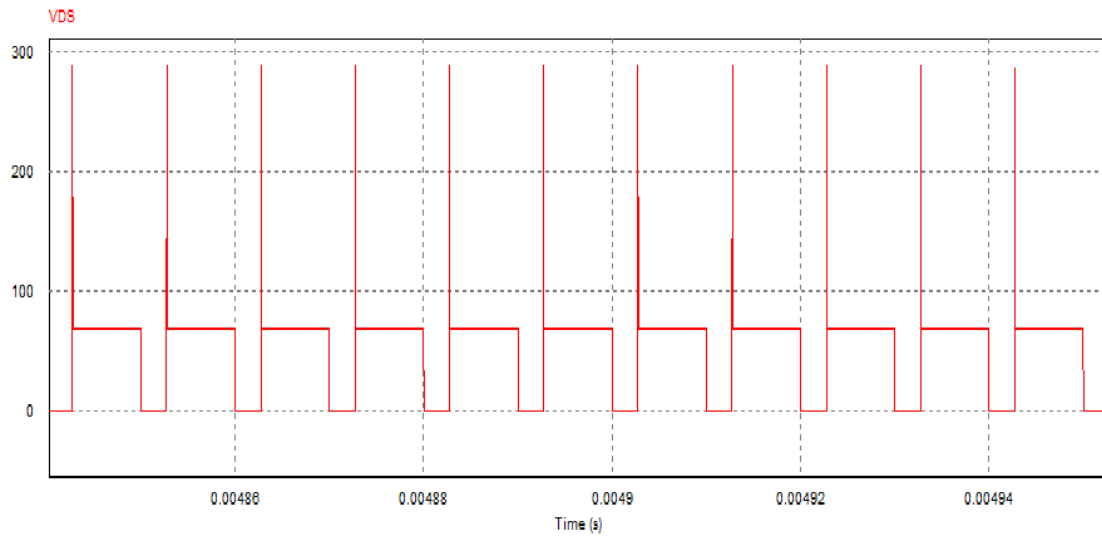


Figura 17: Tensión del mosfet con  $D_{min}$  y  $V_{i,max}$

## 8.2. Simulaciones con $D_{max}$ y $V_{i,min}$

### 8.2.1. Corriente y tensión a la salida del convertidor

Para ver que la respuesta del sistema es la adecuada se debe simular la tensión de salida que aparece en la [Figura 18](#) y la corriente de salida que aparece en la [Figura 19](#).

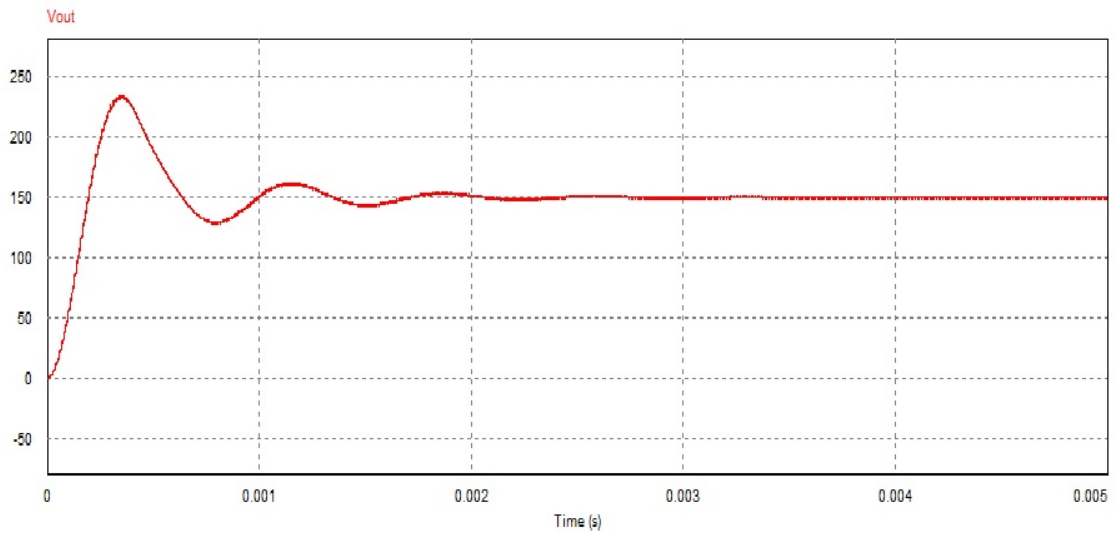


Figura 18: Tensión de salida con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

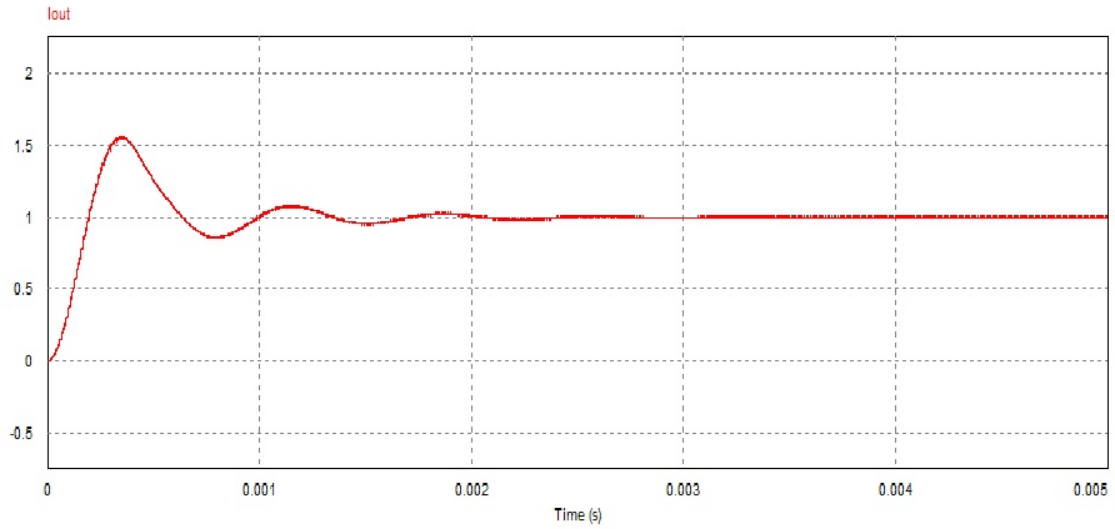


Figura 19: Corriente de salida con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

Como se puede apreciar en las figuras la respuesta del sistema es precisa y se ajusta a los valores que cabría esperar de los cálculos teóricos.

### 8.2.2. Corriente del condensador

El condensador es un elemento de almacenamiento de carga y descarga en el que como observamos no actúa en su totalidad como un circuito abierto, depende de la situación del interruptor alimentándose cuando se encuentra en  $t_{on}$  y descargándose cuando se encuentra en  $t_{off}$  como vemos en la [Figura 20](#).

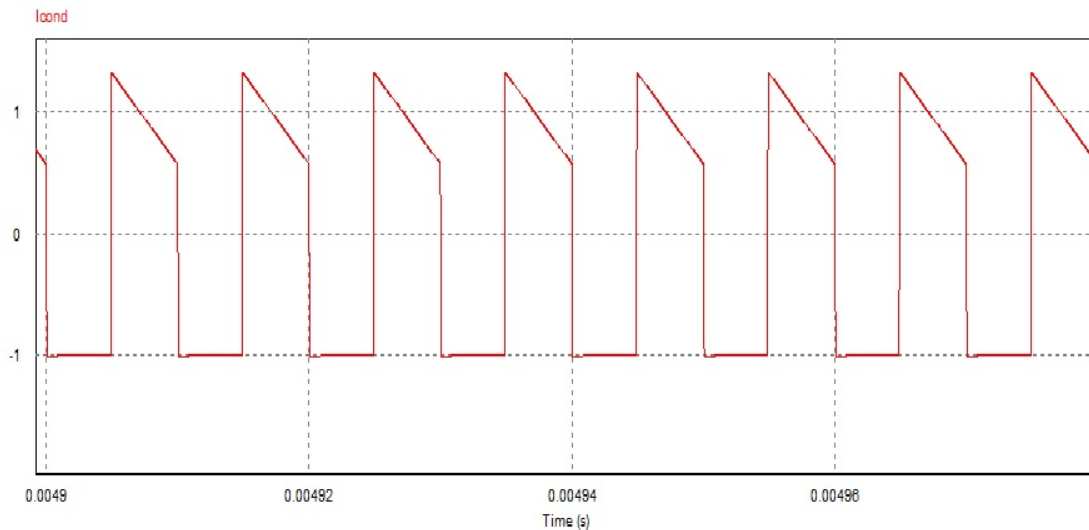


Figura 20: Intensidad del condensador con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

Apreciamos que tiene la respuesta de carga y descarga apropiada.

### 8.2.3. Corriente y tensión del diodo

A continuación se aprecian las respuestas del diodo del lado del secundario, observamos que las respuestas en los periodos de conmutación son las adecuadas para el diodo, en la [Figura 21](#) se aprecia la respuesta de la tensión en los distintas fases de conmutación y en la [Figura 22](#).

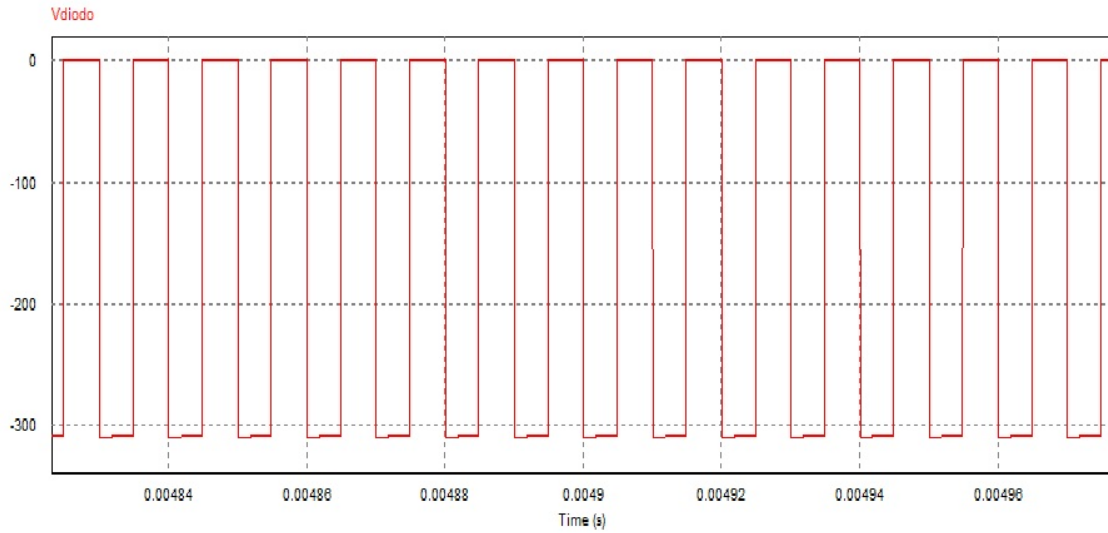


Figura 21: Tensión del diodo con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

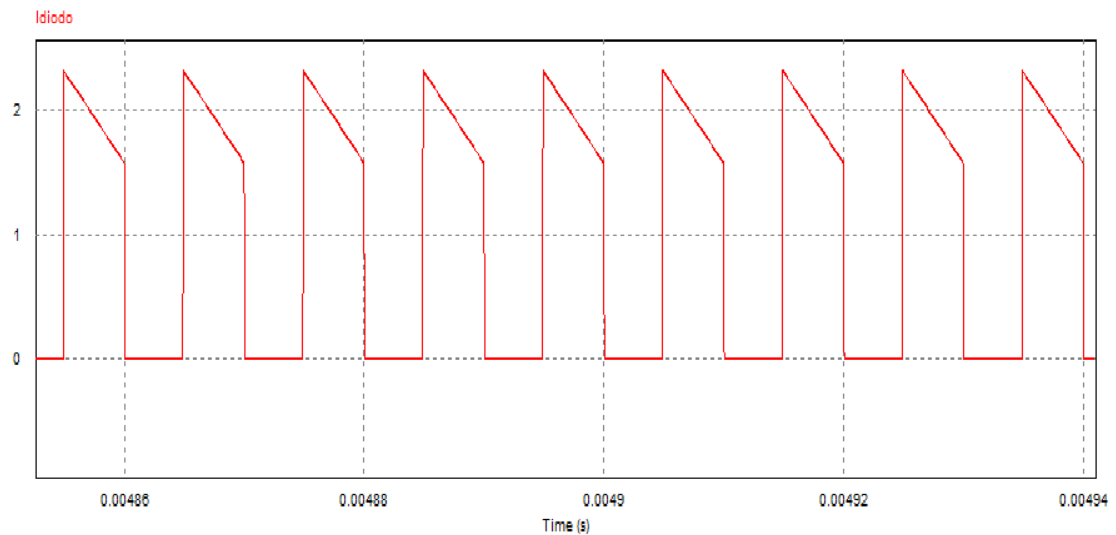


Figura 22: Corriente del diodo con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

#### 8.2.4. Corriente de entrada

La respuesta de la corriente de entrada al no haber nada más que el interruptor coincide con la corriente por el mismo, se aprecia en la [Figura 23](#)

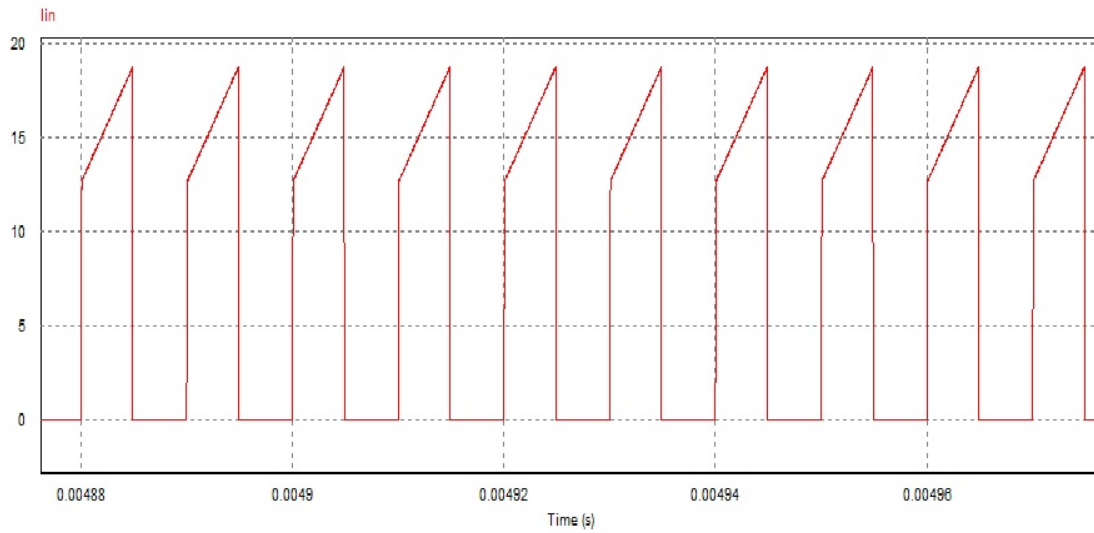


Figura 23: Intensidad de entrada con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

#### 8.2.5. Tensión del mosfet

La respuesta de la tensión del mosfet se corresponde adecuadamente en los periodos de conmutación como se puede observar en la [Figura 24](#)

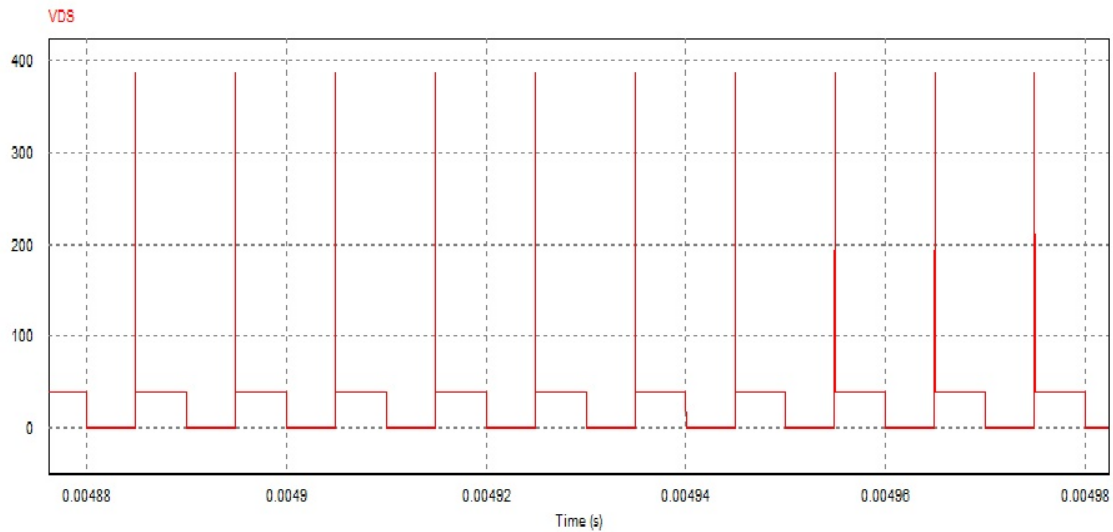


Figura 24: Tensión del mosfet con  $D_{max}$  y  $V_{i,min}$

## 9. Conclusiones y posibles trabajos futuros

En este apartado se exponen las conclusiones alcanzadas del proyecto realizado y se proponen otras futuras líneas de trabajo para continuar mejorando y avanzando en la información presentada en el documento.

### 9.1. Conclusiones

Se ha comprobado que mediante la simulación del software PSIM, los cálculos realizados han sido correctos ya que la respuesta tanto de la tensión y corriente de salida es la pedida, por lo tanto podemos afirmar que ha respondido correctamente a los requerimientos del proyecto.

Con estas simulaciones se ha podido observar:

- Las respuestas de cada uno de los elementos del convertidor y sus valores.
- El comportamiento ante variaciones de los diferentes componentes.

Con el software de Matlab se ha podido comprobar que siguiendo una serie de pasos para el control modo tensión se ha obtenido una respuesta "adecuada" ya que este control fue el primero en implementarse y presenta una desventaja que es la respuesta lenta a las variaciones de la carga.

Se observa que el trabajo realizado ha cumplido el objetivo del proyecto.

### 9.2. Posibles trabajos futuros

Debido a la dificultad del proyecto y al escaso tiempo para el desarrollo del mismo no se ha podido llevar acabo la realización física del convertidor con su correspondiente diseño de la placa PCB. Esta parte sería ideal para darle un enfoque más práctico al trabajo de fin de grado, también un posible trabajo futuro

podría ser el diseño de otros convertidores para contrastar resultados, simulaciones y componentes del convertidor.

## 10. Bibliografía

A continuación se cita los libros, artículos, programas, paginas para la selección de los componentes del convertidor y apuntes de la Universidad Politécnica de Valencia pertenecientes al Campus de Alcoy y de la asignatura "Sistemas Electrónicos para Energías Renovables ", que se han utilizado para llevar acabo la realización de este trabajo de fin grado, a toda esta información se ha accedido durante los meses de Mayo y Junio de 2017.

## Referencias

- [1] Marcos Pascual Moltó, Diego Cerver Lloret, Gabriel Garcerá Sanfeliu, Emilio Figueres Amorós, Jose Manuel Benavent García. " *Componentes electrónicos de potencia: características, protecciones y circuitos de disparo*". Universidad Politécnica de Valencia.
- [2] Gabriel Garcerá Sanfelín, Emilio Figueres Amorós, Antonio Abellán García. " *Conversores conmutados: circuitos de potencia y control*". Universidad Politécnica de Valencia.
- [3] Robert L.Boylestad, Louis Nashelsky. " *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*". Pearson, 2009.
- [4] Charles K.Alexander, Matthew N.O.Sadiku. " *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*". Pearson, 2009.
- [5] Michele Sclocchi. " *Step by step for an optimised flyback design*".2011. [Artículo para el diseño optimizado del Flyback](#).
- [6] Microchip Technology. " *Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design Using a dsPIC Digital Signal Controller*". [Artículo para el diseño del transformador del Flyback](#).
- [7] Fairchild. " *Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters*".
- [8] Ferroxcube. " *Ferroxcube Materials*". [Fabricante Ferroxcube](#).
- [9] Psim. Sotware de simulación de circuitos electrónicos. [Pagina oficial Psim](#).
- [10] Matlab. Herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado. [Pagina oficial de Matlab](#).
- [11] Marcos Pascual Moltó. Asignatura . "Sistemas Electrónicos para Energías Renovables " .Apuntes UPV.
- [12] Componentes utilizados :
  - Diodo del secundario:  
[PDF con las características del diodo del secundario](#)
  - Condensador de salida:  
[PDF con las características del Condensador de salida](#)
  - Condensador de entrada:  
[PDF con las características del Condensador de entrada](#)



- Núcleo:  
[PDF con las características del Núcleo](#)
- Mosfet:  
[PDF con las características del Mosfet elegido](#)