



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

**CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE LA ETAPA DE  
POTENCIA DE UN CONVERTIDOR DE CONTINUA A  
CONTINUA REDUCTOR (DC-DC BUCK) DE 3,2 KW  
PARA LA CARGA DE BATERÍAS ESTACIONARIAS**

Autor: Álvaro Sierra Florencio

Tutor: Gabriel Garcerá Sanfeliú

Curso 2018-2019

## **AGRADECIMIENTOS**

Para empezar, quiero darle las gracias a mi tutor Gabriel Garcerá Sanfeliú por introducirme en el mundo de la electrónica de potencia y ayudarme a realizar este proyecto con éxito.

En segundo lugar, quiero darles las gracias a mis amigos de toda la vida y a mis compañeros de universidad, que durante la carrera de fondo que ha sido estos cuatro años de grado siempre han estado a mi lado.

Como último agradecimiento, quiero darle las gracias a Carmen Escobar, por haber sido mi pilar fundamental durante mi periodo universitario y haberme ayudado a crecer como persona.

Para finalizar, quiero dedicar este trabajo a mi familia, que día a día me han apoyado y han sido mi principal fuente de motivación y ejemplo a seguir.

## **RESUMEN**

En los cargadores de baterías estacionarias es habitual el uso de un convertidor electrónico de potencia DC-DC conmutado entre la etapa rectificadora y las baterías. Una posible topología para la implementación del convertidor DC-DC cuando el aislamiento galvánico se ha realizado en las etapas previas conectadas a la red eléctrica es el convertidor reductor Buck, que aporta buenas características de filtrado y de control de la corriente en las baterías.

En este proyecto se diseña un convertidor Buck capacitado para la carga de baterías estacionarias según la norma DIN 41773, eligiéndose los componentes comercialmente disponible óptimo para su implementación.

Adicionalmente se realiza un estudio de los semiconductores que más se adaptan a nuestro proyecto y se diseña una red de ayuda a la conmutación con la finalidad de someter a menos estrés a los semiconductores y aumentar así el tiempo de vida del convertidor.

Una vez obtenido el diseño final, se realiza un estudio del rendimiento del Buck para varios puntos de operación y se calcula y escoge el disipador de calor necesario para el correcto funcionamiento y fiabilidad del proyecto.

Todos los cálculos y diseños realizados están apoyados en simulaciones realizadas mediante PSIM y Matlab.

## RESUM

En els carregadors de bateries estacionàries és habitual l'ús d'un convertidor electrònic de potència DC-DC commutat entre l'etapa rectificadora i les bateries. Una possible topologia per a la implementació del convertidor DC-DC quan l'aïllament galvànic s'ha realitzat en les etapes prèvies connectades a la xarxa elèctrica és el convertidor reductor Buck, que aporta bones característiques de filtrat i de control del corrent en les bateries.

En este projecte es dissenya un convertidor Buck capacitat per a la càrrega de bateries estacionàries segons la norma DIN 41773, triant-se els components comercialment disponible òptim per a la seua implementació.

Adicionalment es realitza un estudi dels semiconductors que més s'adapten al nostre projecte i es dissenya una xarxa d'ajuda a la commutació amb la finalitat de sotmetre a menys estrés als semiconductors i augmentar així el temps de vida del convertidor.

Una vegada obtingut el disseny final, es realitza un estudi del rendiment del Buck per a diversos punts d'operació i es calcula i tria el dissipador de calor necessària per al funcionament correcte i fiabilitat del projecte.

Tots els càlculs i dissenys realitzats estan recolzats en simulacions realitzades per mitjà de PSIM i Matlab.

## **ABSTRACT**

In stationary battery chargers is common the use of an electronic DC-DC power converter switched between the rectifier stage and the batteries. A possible topology for the implementation of the DC-DC converter when the galvanic isolation has been completed in the previous stages connected to the electrical network is the Buck reducer converter, which provides good filtering characteristics and control of the current in the batteries.

In this project, a Buck converter capable of charging stationary batteries according to DIN 41773 is designed, choosing the best commercially available components for its implementation.

Additionally, a study of the semiconductors that best suit our project is carried out, and a network to help with switching is designed in order to reduce the stress on semiconductors and thus increase the lifetime of the converter.

Once the final design has been obtained, a study of the performance of the Buck for several operation points is made and the heat sink necessary for the correct operation and reliability of the project is calculated and chosen.

All the calculations and designs carried out are supported by simulations using PSIM and Matlab.

## ÍNDICE DE LA MEMORIA

1.	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1.	Ojetivo General y Alcance del Proyecto.....	1
1.2.	Estructura del Documento y Objetivos Específicos.....	2
2.	INTRODUCCIÓN TEÓRICA.....	4
2.1.	Conversor DC-DC BUCK.....	4
2.2.	Carga de Baterías Estacionarias.....	5
3.	DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA. FILTRO LC.....	7
4.	ETAPA DE CONTROL.....	15
4.1.	Introducción al Lazo de Control.....	15
4.2.	Linealización de la Etapa de Potencia.....	16
4.3.	Funciones de Transferencia de la Etapa de Potencia.....	17
4.4.	Control Modo Tensión.....	19
4.4.1.	Introducción al Control Modo Tensión.....	19
4.4.2.	Objetivo del Lazo de Control.....	22
4.4.3.	Diseño del PI para el Lazo de Tensión.....	23
4.4.4.	Simulación del Control Modo Tensión.....	29
4.5.	Control Modo Corriente Media.....	33
4.5.1.	Introducción al Control Modo Corriente Media.....	33
4.5.2.	Diseño del PI para el Lazo de Corriente.....	34
4.5.3.	Simulación Modo Corriente Media.....	38
4.6.	Unión y Resultado Final del Lazo de Control.....	41
5.	SELECCIÓN DE SEMICONDUCTORES.....	44
5.1.	MOSFET.....	44
5.1.1.	Pérdidas de potencia en el MOSFET.....	44
5.1.2.	Selección del MOSFET.....	45
5.2.	DIODO.....	46
5.2.1.	Pérdidas de potencia en el diodo.....	46
5.2.2.	Selección del diodo.....	47
6.	REDES DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN.....	48
6.1.	Diseño de Red CLAMP con Red R-C-D.....	48
7.	ESTUDIO COMPARATIVO DE PÉRDIDAS Y RENDIMIENTOS.....	55

Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

---

7.1.	<i>Estudio Comparativo de Diodos</i> .....	55
7.2.	Estudio Comparativo de MOSFETS.....	55
7.3.	Estudio del Rendimiento del BUCK .....	56
8.	DISIPADORES DE CALOR.....	58
8.1.	Dsipador del MOSFET .....	58
8.2.	Disipador del Diodo.....	58
8.3.	Selección del Disipador .....	59
9.	CONCLUSIONES .....	61

TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

**CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE LA ETAPA DE  
POTENCIA DE UN CONVERTIDOR DE CONTINUA A  
CONTINUA REDUCTOR (DC-DC BUCK) DE 3,2 KW  
PARA LA CARGA DE BATERÍAS ESTACIONARIAS**

***MEMORIA***

# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. OBJETIVO GENERAL Y ALCANCE DEL PROYECTO.

Las baterías estacionarias son actualmente una de las principales formas de almacenamiento de energía. Es por ello que día a día se convierte en exigencia tecnológica poseer sistemas de carga que cumplan con las expectativas de rendimiento y robustez.

En los cargadores de baterías estacionarias es habitual el uso de un convertidor electrónico de potencia DC-DC conmutado entre la etapa rectificadora y las baterías. De esta forma en este proyecto se adopta como solución de carga para su diseño, cálculo y simulación, un convertidor DC-DC BUCK, que desde hace varias décadas se ha posicionado como opción puntera con rendimientos por encima del 95%, aportando buenas características de filtrado y de control de la corriente en las baterías, así como una gran fiabilidad y un largo recorrido de mejora continua.

La siguiente figura esquematiza de forma simplificada el ámbito de actuación del presente trabajo:

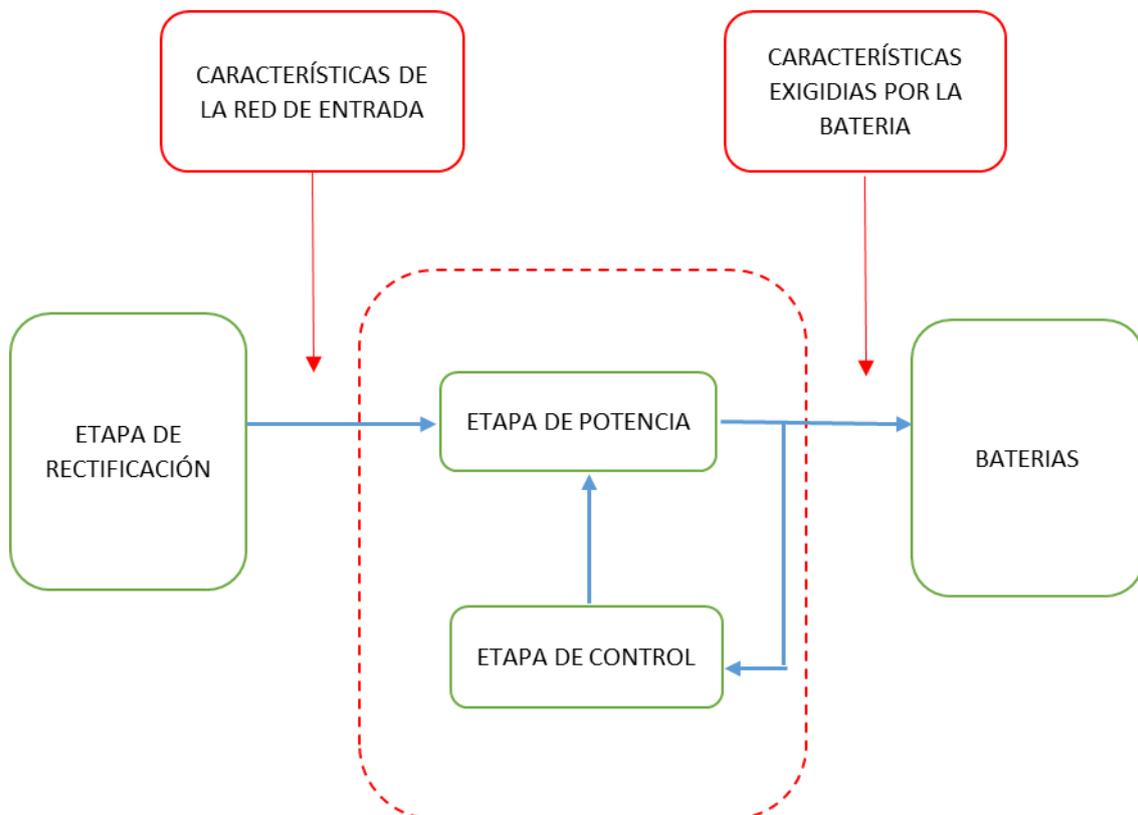


Figura 1. Mapa conceptual del convertidor.

El convertidor DC-DC se estructura en torno a 2 bloques claramente diferenciados:

Etapa de potencia: Convertidor DC-DC BUCK. Es la circuitería que se encarga de la transformación input-output del sistema.

Etapa de control: Se encarga de darle el “feedback” a la etapa de potencia. Consigue que esta pueda operar en un punto de operación u otro y además dota de fiabilidad y estabilidad al sistema en general.

Será objetivo de proyecto el diseño de un circuito electrónico capaz de adecuar las características de entrada a las de salida,

- Características de la red de entrada: Tensión continua aislada de la red de entre 180 V y 400 V. El rizado de baja frecuencia de esta tensión puede ser de hasta el 10%, con una frecuencia de 100 Hz.
- Características exigidas por la batería: Tensión continua variable entre 80 V y 160 V. Corriente máxima de 20 A.

cumpliendo además los siguientes requisitos:

- Frecuencia de conmutación entre 20kHz y 50kHz.
- Rendimiento a máxima potencia  $\geq 95\%$ .

## 1.2. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO Y OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Esta memoria se encuentra estructurada en 8 capítulos, incluido este primer capítulo de objetivos y alcance.

En el segundo capítulo, Introducción teórica, se aborda una breve introducción al convertido DC-DC BUCK. Sin entrar en detalles de su funcionamiento, para lo cual cabe dirigirse a la bibliografía recomendada en dicho apartado. A continuación, en este mismo apartado, se expone la norma DIN 41773, vital para el diseño del proyecto.

El resto de capítulos, del tercero al octavo, coinciden con las diferentes fases del diseño de la solución y el resto de objetivos establecidos para el Trabajo Fin de Grado.

- Diseño del filtro LC: Se diseñará el filtro de la etapa de potencia y se validará con simulaciones y representación de señales usando MATLAB y PSIM.
- Diseño del control del BUCK: Se diseñará el control del ciclo de trabajo del conversor y se probará por simulación el correcto funcionamiento de éste en una batería real.
- Selección de semiconductores: En este capítulo se desarrollan los requerimientos del MOSFET y diodo de potencia necesarios para implementarlos en nuestro diseño. A continuación, se

hace un pequeño estudio con los *datasheet* de los componentes y se escoge los idóneos para esta aplicación.

- Redes de ayuda a la conmutación: Diseño de una red que suavice el estrés al que se someten los semiconductores durante las conmutaciones para aumentar el tiempo de vida y fiabilidad del conversor.
- Estudio comparativo de pérdidas y rendimientos: Se realizará un estudio sobre semiconductores comerciales que cumplan con las exigencias del circuito y se elegirá el óptimo entre estos. Además, se hará un estudio del rendimiento del BUCK.
- Selección de radiadores de calor: En este capítulo se calcula la potencia absorbida por los semiconductores y se selecciona un disipador de calor adecuado para evitar la fusión de los componentes.

## 2. INTRODUCCIÓN TEÓRICA

### 2.1. CONVERSOR DC-DC BUCK

Los convertidores DC-DC son sistemas de electrónica de potencia con un amplio rango de uso basados en la modulación PWM. Su función es adaptar la naturaleza de la energía eléctrica a las necesidades de la carga.

Dentro de los convertidores, cuando la tensión aplicada a la carga es menor que la tensión de entrada se conoce como convertidor DC-DC BUCK.

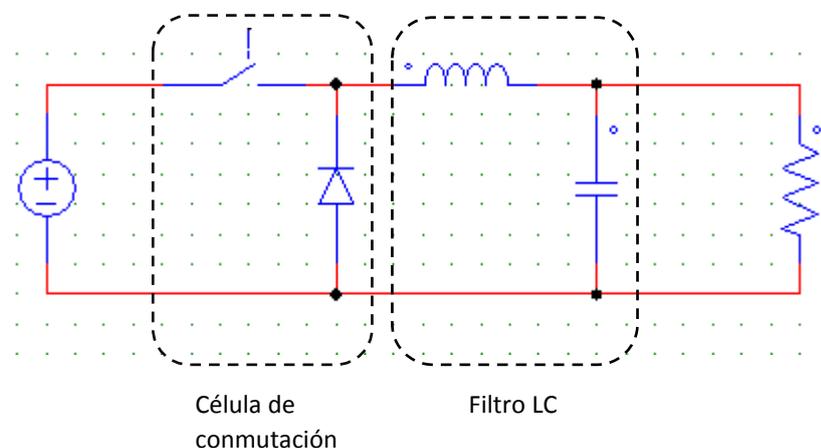


Figura 2. Esquema básico del convertidor Buck

Teóricamente un convertidor BUCK tiene un rendimiento del 100%. Como veremos más adelante, esto se hace imposible debido a las pérdidas estáticas y dinámicas que ocurren mayormente en los elementos semiconductores. No obstante, se consiguen rendimientos por encima del 95%, muy superior al que se conseguiría con un divisor resistivo a costa de una mayor complejidad de diseño. Para aplicaciones mayores de 500W siempre se opta por los BUCK debido a su rendimiento, densidad volumétrica de potencia (W/dm<sup>3</sup>) y precio inferior. El funcionamiento y las formas de onda típicas del convertidor BUCK se pueden consultar en el libro "CONVERSORES CONMUTADOS: CIRCUITOS DE POTENCIA Y CONTROL" de la UPV.

## 2.2. CARGA DE BATERÍAS ESTACIONARIAS.

La norma DIN 41773 establece un procedimiento de cargas de plomo-ácido con 3 etapas bien diferenciadas. El objetivo es cargar la batería en el menor tiempo posible sin afectar al tiempo de vida de la batería. Veamos la siguiente imagen y vayamos comentado cada una de las etapas:

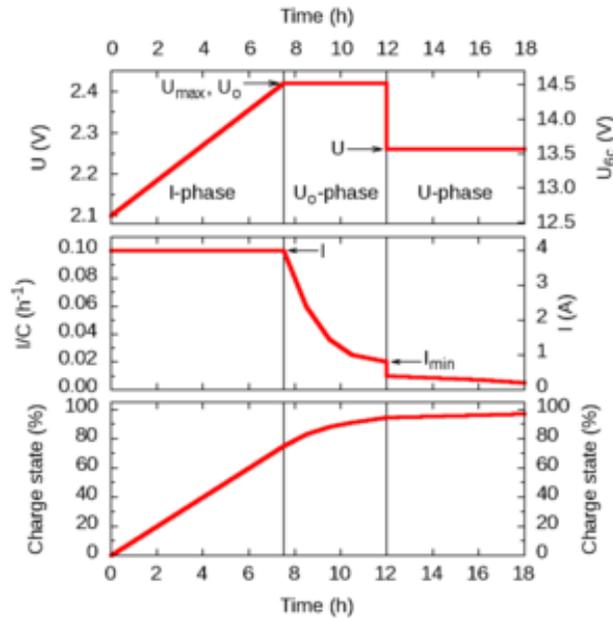


Figura 3. Carga de baterías según Norma DIN 41773. Fuente: [https://en.wikipedia.org/wiki/IUoU\\_battery\\_charging](https://en.wikipedia.org/wiki/IUoU_battery_charging)

- 1) **Bulking:** Se efectúa cuando la batería está totalmente descargada. Se aplica una corriente constante cuyo valor es un compromiso entre rapidez de carga y calentamiento de la batería y cargador. Se recomiendan corrientes entre la décima y media parte de la capacidad de la batería.

$$\frac{C}{10} \leq I_{phase} \leq \frac{C}{2} \quad (2.1)$$

Lo habitual es escoger un valor de aproximadamente  $I_{phase} = \frac{C}{5}$

- 2) **Fase a tensión constante  $U_{MAX}$ :** Cuando la tensión en la batería llega a  $U_{MAX}$  la batería pasa a cargarse a la tensión constante  $U_0$ . En este punto la carga de la batería se encuentra al 80% aproximadamente. El valor de la tensión  $U_0$  depende del número de celdas de la batería.
- 3) **Fase a tensión de flotación:** La tensión  $U_0$  es demasiado alta como para mantenerla indefinidamente por lo que cuando la corriente cae a  $I_{MIN}$  disminuimos la tensión de carga. En este punto la batería se encuentra en un 95% de su capacidad máxima aproximadamente. En esta fase la tensión aplicada es tal que permite esta aplicada durante largos periodos

(semanas) sin que la batería sufra cambios en su tiempo de vida. Al mismo tiempo, la tensión es lo suficientemente alta como para compensar la descarga de la batería.

La siguiente tabla muestra los valores más representativos para diferentes baterías según la composición y el número de celdas.

**3-stage battery charging voltages and currents at 20 °C (72 °F)**

Battery type	Ref.	Stage 1		Stage 2		Stage 3
		$U_{max}$ (V)	I	$U_o$ (V)	$I_{min}$	U (V)
Wet/flooded, single cell	[1]	2.32	< C/5	2.42	I/10	2.27
	[3]	2.47	< C/2	2.47–2.50	C/100	2.25–2.30
	[2]	2.37–2.47	C/10	2.37–2.47	C/33	2.19
Wet/flooded, 6-cell (12 V)	[1]	13.9	< C/5	14.5	I/10	13.6
	[3]	14.8	< C/2	14.8–15.0	C/100 (Max 24 hours. <sup>[3]</sup> )	13.5–13.8
AGM, 6-cell (12 V)	[1]	13.9	< C/5	14.5	I/10	13.6
	[3]	14.1	< C/2	14.1–14.4	C/100	13.6–13.8
Gel electrolyte, 6-cell (12 V)	[1]	13.9	< C/5	14.1	I/10	13.6
	[3]	14.1	< C/2	14.1–14.4	C/100	13.5–13.8
Deep-cycle antimony, 6-cell (12 V)	[3]	14.7	< C/2	14.7–14.9	C/100	13.2–13.4

Tabla 1. Fuente: [https://en.wikipedia.org/wiki/IUoU\\_battery\\_charging](https://en.wikipedia.org/wiki/IUoU_battery_charging)

### **3. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA. FILTRO LC.**

En este capítulo se diseña el filtro del convertidor BUCK de acuerdo con las exigencias de rizado de corriente y tensión ya definidos en la introducción.

El filtro será un filtro LC de 2º orden que atenúa fuertemente las componentes de alta frecuencia, de manera que la tensión de salida  $V_0$  es el valor medio de la tensión con forma de onda cuadrada que le llega a la entrada del filtro.

Inductancia de la bobina:

Estableciendo el criterio de que la corriente media por la bobina mínima ha de ser mayor que una décima parte de la máxima (20A):

$$I_L > \frac{I_{Lmax}}{10} = \frac{20}{10} = 2 \quad (3.1)$$

Aplicando las ecuaciones descritas en la introducción anterior:

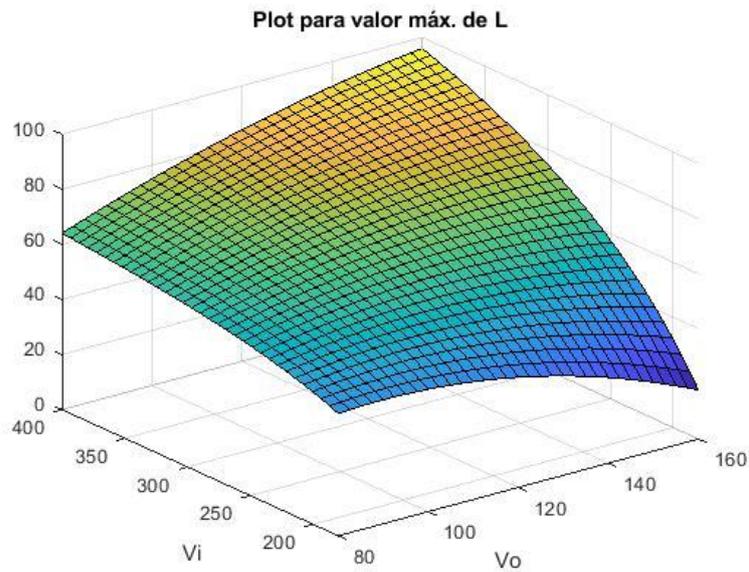
$$\frac{\Delta i_L}{2} < 2 \quad \rightarrow \rightarrow \quad \Delta i_L < 4 \quad (3.2)$$

$$\frac{V_i - V_0}{L} DT_s < 4$$

$$L \geq \frac{V_0 \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right) \cdot T_s}{4} \quad (3.3)$$

El máximo de la función anterior se corresponde con el máximo de la función  $V_0 \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)$ .

$V_0$  [80, 160];  $V_i$  [180, 400].



Gráfica 1. Representación de la función mediante Matlab.

Representado la función vemos que el máximo es para  $V_i = 400$ ,  $V_o = 160$ .

Estableciendo una frecuencia de 40KHz.

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{40 \cdot 10^3} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ segundos}$$

Sustituyendo en la expresión anterior:

$$L \geq \frac{V_o \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) \cdot T_s}{4} = \frac{160 \cdot \left(1 - \frac{160}{400}\right) \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{4} = 600 \mu H \quad (3.4)$$

Aplicaremos un pequeño factor de seguridad, teniendo como resultado final:

$$L_{BOBINA} = 650 \mu H$$

Capacidad del condensador:

Como requisito del diseño del convertidor, el rizado de la tensión de salida no puede superar el 1%. Teniendo esto en cuenta y aplicando la ecuación (poner número de la ecuación del rizado de tensión):

$$\Delta V_o = 1\% \cdot 160 = 1,6V$$

$$\Delta V_0 = \frac{V_0(1-D)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f_s^2} \rightarrow C \geq \frac{V_0(1-D)}{8 \cdot L \cdot \Delta V_0 \cdot f_s^2} = \frac{V_0 \cdot \left(1 - \frac{V_0}{V_i}\right)}{8 \cdot L \cdot \Delta V_0 \cdot f_s^2} \quad (3.5)$$

Como hemos visto para el diseño de la bobina, la función tiene su máximo para  $V_i=400$ ,  $V_0=160$ . Sustituyendo nos queda:

$$C \geq \frac{160 \cdot \left(1 - \frac{160}{400}\right)}{8 \cdot 600 \cdot 10^{-6} \cdot 40000^2} = 7.81 \mu F \quad (3.6)$$

A priori, puede parecer que con una bobina de 650uH y un condensador de 7.81uF tendríamos nuestra etapa de potencia correctamente diseñada. A continuación, haremos un estudio de la función de transferencia del filtro para ver si estamos en lo cierto.

La función de transferencia de un filtro LC ideal es:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.7)$$

Para nuestros valores  $L=650\mu H$  y  $C=7.81\mu F$  resulta:

$$H(s) = \frac{1}{(650 + 7.81) \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{s^2 + s \cdot \frac{1}{R \cdot 7.81 \cdot 10^{-6}} + \frac{1}{(650 + 7.81) \cdot 10^{-6}}} \quad (3.8)$$

Los valores  $R_{min}$  y  $R_{max}$  son:

$$R_{min} = \frac{V_{o,min}}{I_{o,max}} = \frac{80}{20} = 4 \Omega \quad (3.9)$$

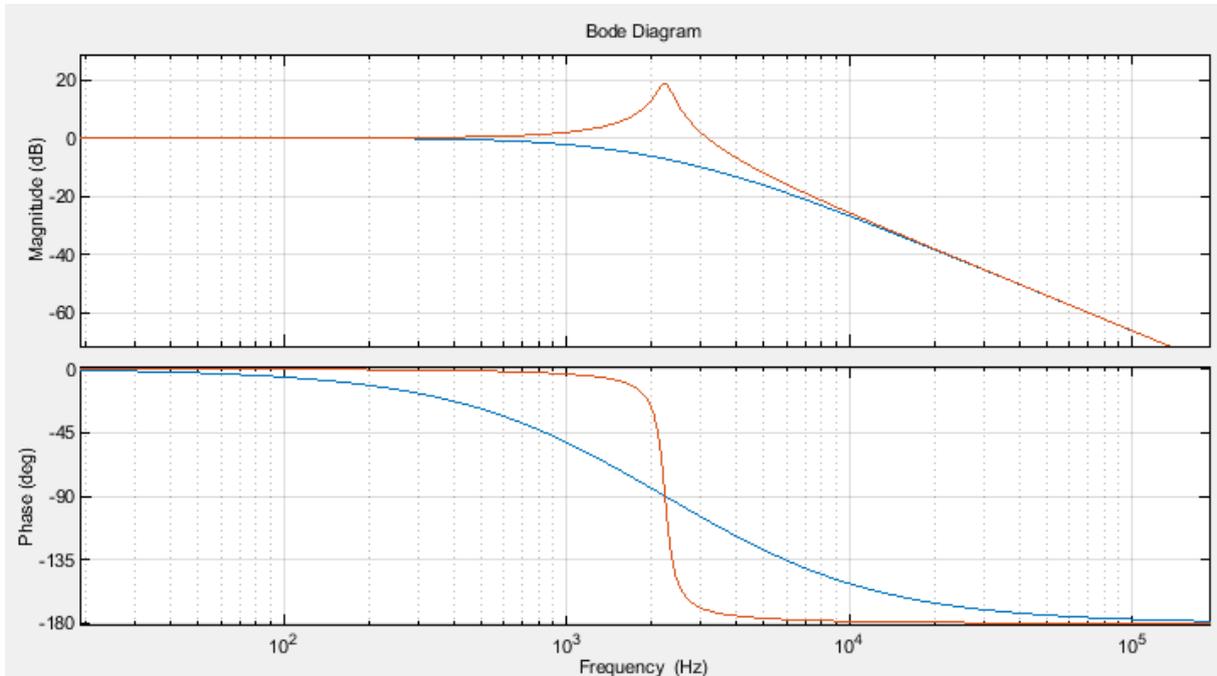
$$R_{max} = \frac{V_{o,max}}{I_{o,min}} = \frac{160}{2} = 80 \Omega \quad (3.10)$$

De modo que la fdt  $H(s)$  para los valores de resistencia límites es:

$$H_{max}(s) = \frac{196,986 \cdot 10^6}{s^2 + s \cdot 1600,51 + 196,986 \cdot 10^6} \quad (3.11)$$

$$H_{min}(s) = \frac{196,986 \cdot 10^6}{s^2 + s \cdot 32010,24 + 196,986 \cdot 10^6} \quad (3.12)$$

El diagrama de bode de las funciones anteriores es:



Gráfica 2. Bode de las fdt Hmin y Hmax.

Al tener dos polos complejos conjugados, tenemos un pico en la frecuencia de resonancia.

Esta frecuencia es:

$$f_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{(650 + 7.81) \cdot 10^{-6}}} = 14.035 \text{kHz} \quad (3.14)$$

Que la frecuencia de resonancia quede tan cercana a la frecuencia de conmutación  $f_s = 40 \text{kHz}$  supone un problema en el diseño y puede afectar gravemente a la estabilidad del convertidor.

Es aconsejable que la frecuencia de resonancia no esté más allá de la décima parte de la frecuencia de conmutación.

$$f_s = 10 \cdot f_n \quad (3.15)$$

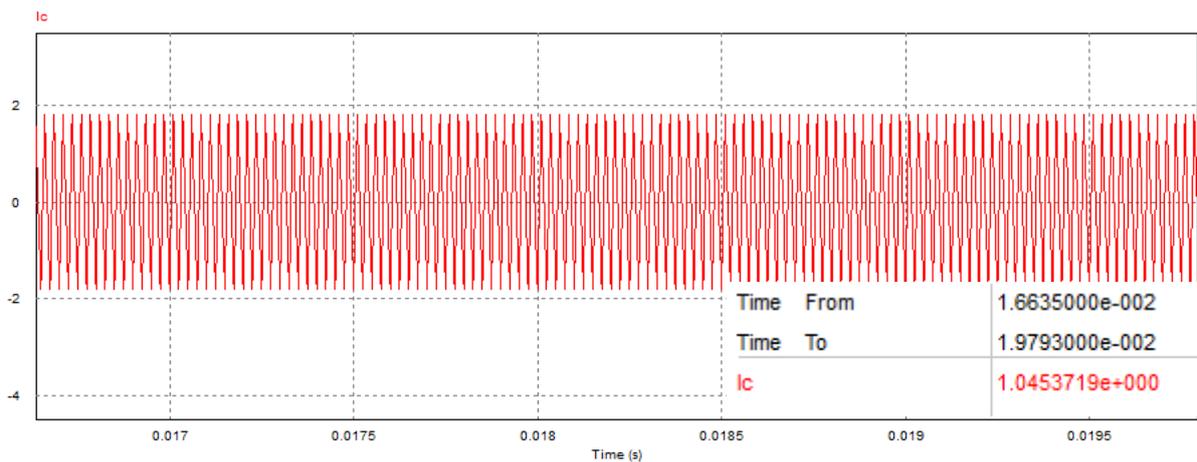
$$\frac{1}{10} f_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{10^2}{f_s^2 \cdot L} = 96.154 \mu F \quad (3.16)$$

Nos podría servir el condensador con número de serie B42696 del fabricante TDK, perteneciente a la gama de Aluminum electrolytic capacitors. Este condensador presenta una capacidad de 91  $\mu F$  y una ESR = 0.214 $\Omega$ .

El ESR es la resistencia parásita del condensador que a nivel de cálculo es una resistencia en serie con la capacidad del condensador. En nuestro caso dicha ESR toma un valor de 0.214 $\Omega$ , lo que modifica el comportamiento del filtro a altas frecuencias.

A continuación se puede observar que la corriente eficaz máxima que circula por el condensador es de 1.045A. Menor a la máxima que puede soportar el condensador a su temperatura límite, 2.1A.



Gráfica 3. Rizado y RMS de la corriente máxima por el condensador.

ESTUDIO DEL FILTRO LC

El resultado del convertidor BUCK que resulta con la bobina y el condensador elegidos anteriormente es:

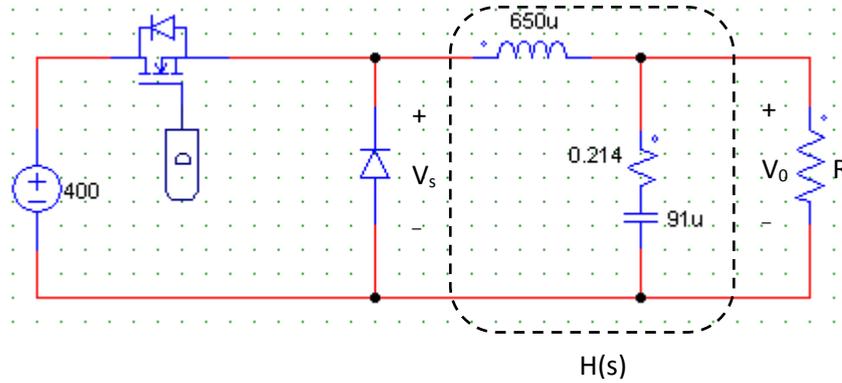


Figura 4. Esquema del convertidor BUCK.

$$\frac{V_s}{V_0} = H(s) = \frac{\frac{1}{LC} \cdot (sR_c C + 1)}{s^2 + s \cdot \frac{(L + RR_c C)}{RLC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.17)$$

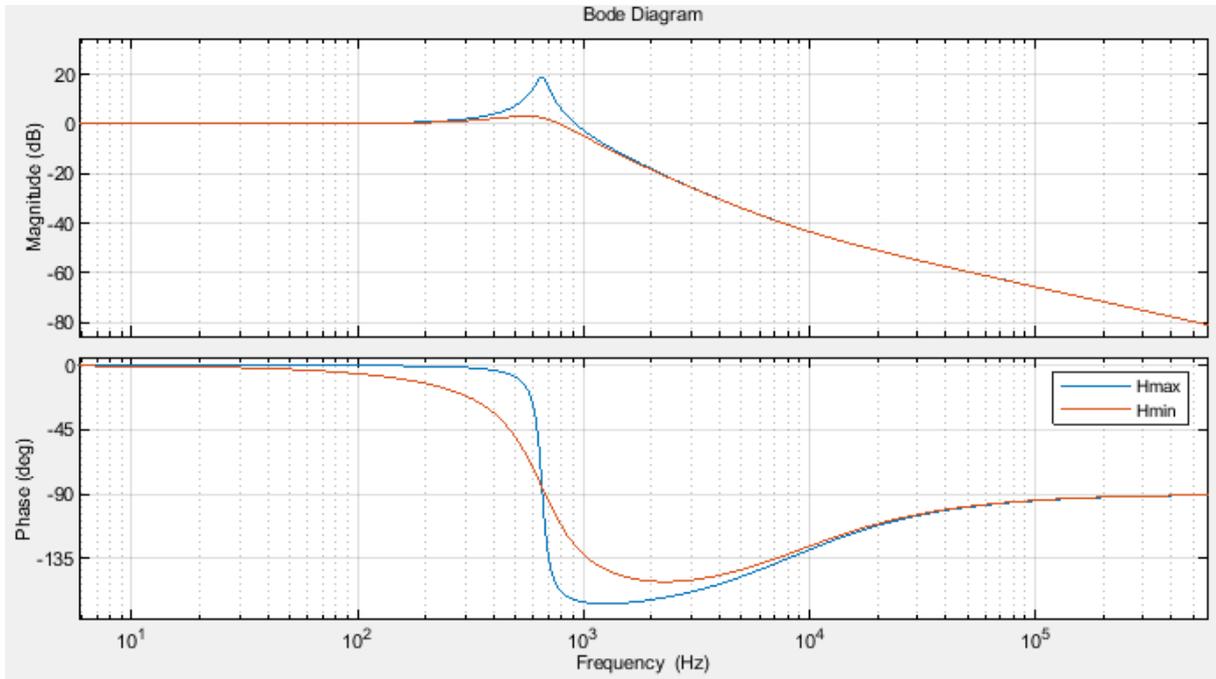
Como hemos visto anteriormente  $R \in [4, 80] \Omega$  con lo que escogeremos los valores límites.

Teniendo en cuenta  $L = 650 \mu H$ ;  $C = 91 \mu F$ ;  $R_c = 0.214$  y reagrupando términos tenemos:

$$H_{max} = \frac{1.947e-05 s + 1}{5.915e-08 s^2 + 2.76e-05 s + 1}$$

$$H_{min} = \frac{1.947e-05 s + 1}{5.915e-08 s^2 + 0.000182 s + 1}$$

El diagrama de bode de las funciones de transferencia anteriores es:



Gráfica 4. Bode de las fdt Hmin y Hmax

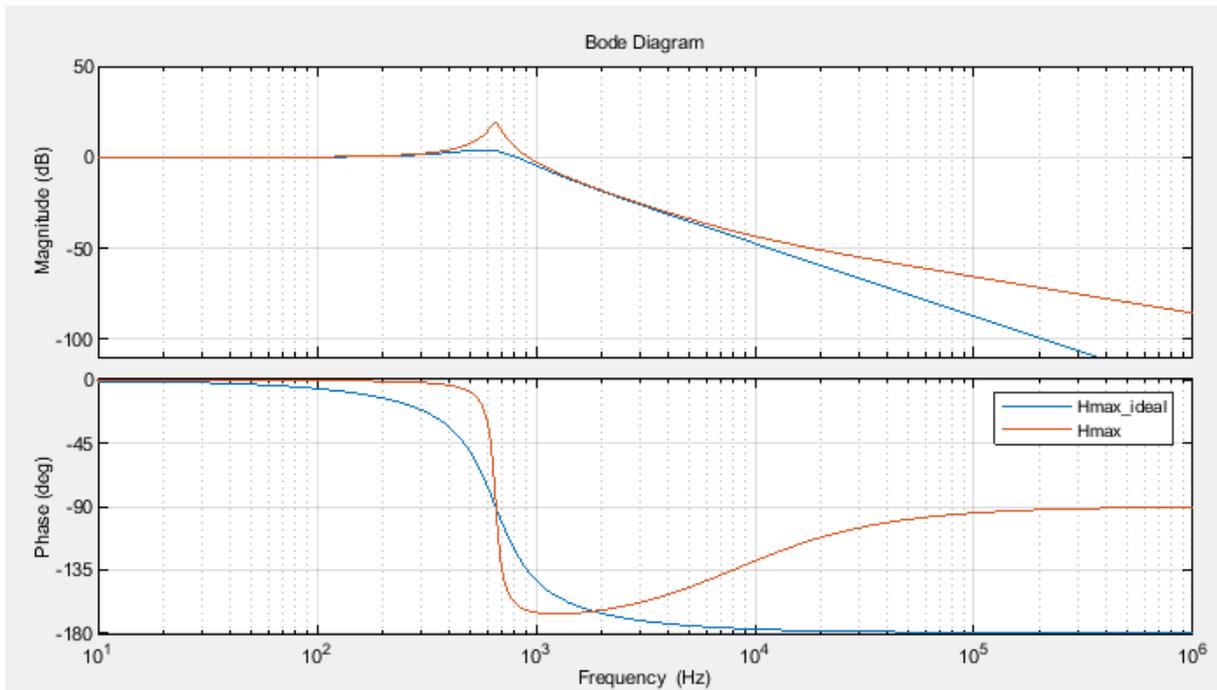
La influencia de la resistencia en serie con el condensador sitúa un cero en la función de transferencia en:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_C C} = 8.172 \text{ kHz} = 5.1350 \cdot 10^4 \text{ rad/s} \quad (3.18)$$

Esto supone que a partir de 8.172kHz la pendiente del filtro pasa de tener una pendiente de -40dec/década producida por el par de polos complejos conjugados a tener una pendiente de -20 decibelios/década debido al cero de la resistencia del condensador. Esto puede afectar a que el ruido de la frecuencia de conmutación a 40kHz no se vea reducido lo suficiente. Por ello, la anulación del cero de la ESR será un objetivo de la etapa de control como comentaremos más adelante.

La siguiente gráfica muestra una comparativa del filtro ideal vs filtro con influencia de ESR para apreciar el cambio de pendiente que produce el cero introducido:

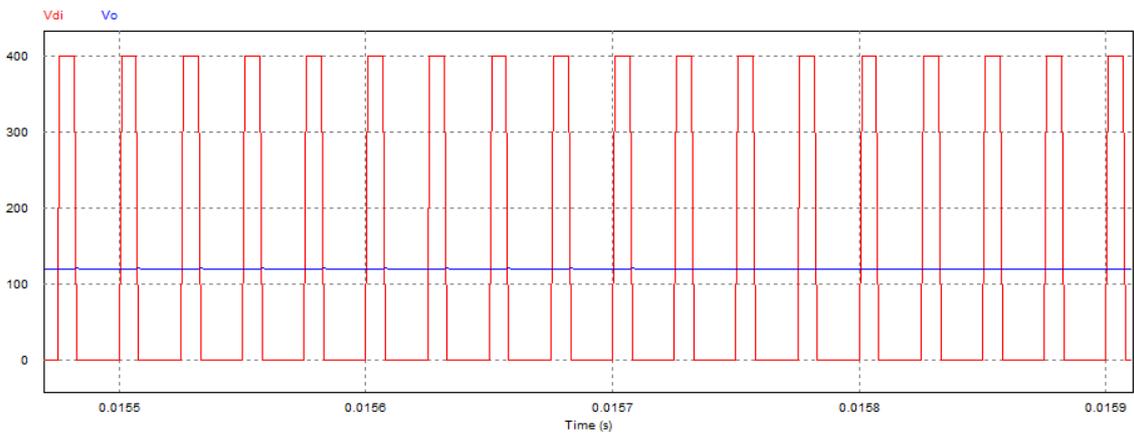
Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.



Gráfica 5. Bode filtro LC.

El comportamiento de la señal de tensión antes y después del filtro para un ciclo de trabajo

$D = 0.3$  se muestra en la siguiente gráfica:



Gráfica 6. Tensión antes y después del filtro LC.

## 4. ETAPA DE CONTROL

### 4.1. INTRODUCCIÓN AL LAZO DE CONTROL.

Siguiendo la norma DIN 41773 expuesta anteriormente, nuestro conversor BUCK tendrá que ser capaz de:

- Suministrar corriente constante durante la fase 1.
- Suministrar tensiones constantes durante las fases 2-3.

Así pues, habrá que implementar un control modo tensión y un control modo corriente media. El siguiente esquema puede ayudar a entender el funcionamiento del lazo de control.

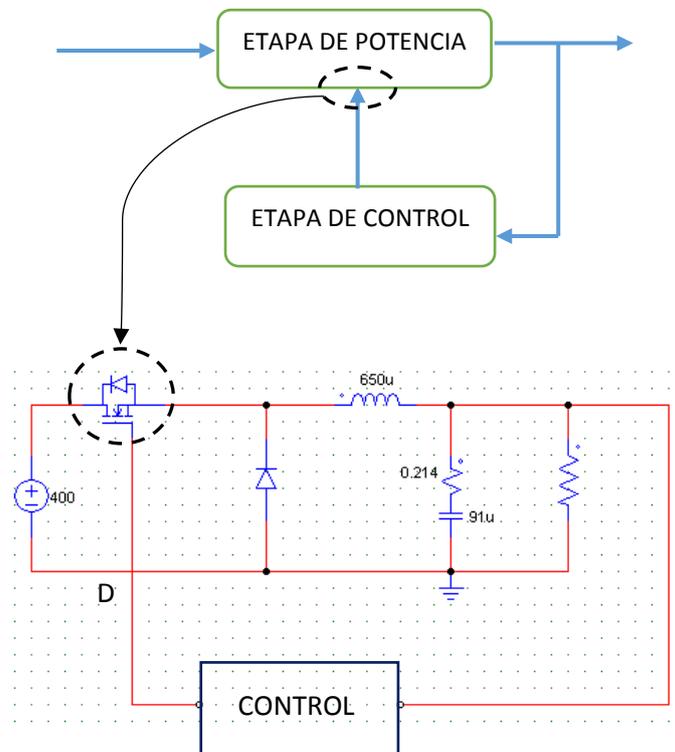


Figura 5. El circuito de control controla el ciclo de trabajo

Ya sea aplicando el control modo tensión o control modo corriente media, el objetivo es actuar en el transistor imponiendo un ciclo de trabajo que cumpla nuestro objetivo.

#### 4.2. LINEALIZACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA.

Para poder diseñar un control realimentado es necesario conocer las funciones de transferencia de la etapa de potencia. El problema es que se trata de un sistema no lineal con dos estados diferenciados (switch-on y switch-off).

Para pequeñas variaciones de las variables en torno a un punto de funcionamiento y para frecuencias menores a la mitad de conmutación, existe un modelo lineal de la etapa de potencia. Este modelo se llama circuito equivalente de pequeña señal y baja frecuencia.

$$\bar{x} = X + \hat{x}$$

Aplicando el modelo del conmutador PWM conseguimos obtener las ecuaciones de los circuitos equivalentes DC y de pequeña señal del conmutador.

Agrupando los términos DC y AC resulta:

- Ecuaciones del circuito equivalente DC:

$$\begin{aligned} I_a &= D \cdot I_c \\ V_{cp} &= D \cdot V_{ap} \end{aligned} \quad (4.1)$$

- Ecuaciones del circuito equivalente en pequeña señal:

$$\begin{aligned} \hat{i}_a &= D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c \\ \hat{v}_{cp} &= D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Con las expresiones anteriores ya se puede deducir los circuitos equivalentes DC y pequeña señal.

Circuito equivalente en pequeña señal:

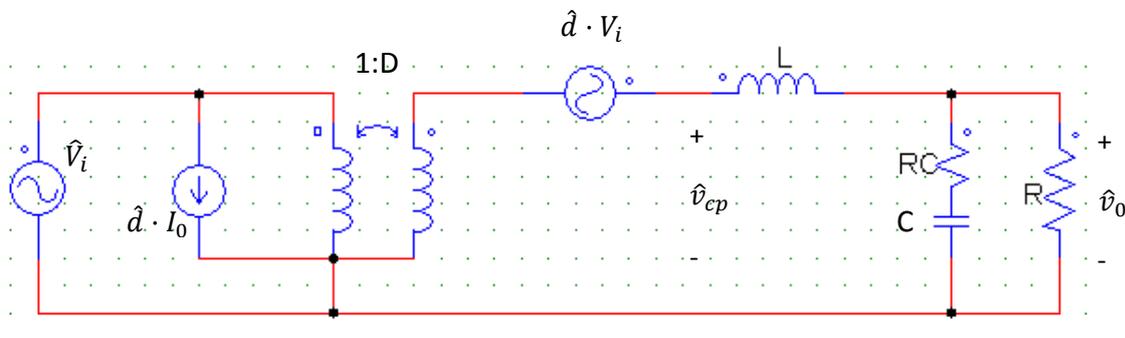


Figura 6. Circuito equivalente en pequeña señal.

Circuito equivalente DC:

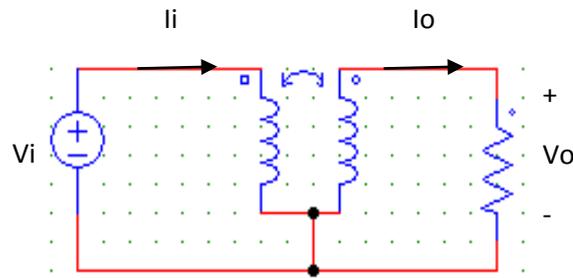


Figura 7. Circuito equivalente DC.

Ahora que tenemos el circuito linealizado podemos obtener las funciones de transferencia necesarias para el diseño del lazo de control.

#### 4.3. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LA ETAPA DE POTENCIA.

Obtener las funciones de transferencia de nuestro sistema es imprescindible para el diseño de la etapa de control. La función de transferencia del filtro LC obtenida a partir del circuito de potencia en pequeña señal es:

$$H(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_{cp}(s)} = \frac{R \cdot (1 + s \cdot R_C \cdot C)}{R \cdot (s^2 \cdot L \cdot C \cdot (1 + \frac{R_C}{R}) + s \cdot (\frac{L}{R} + R_C \cdot C) + 1)} \quad (4.3)$$

Como  $R_C \ll R$  se puede asumir que  $\frac{R_C}{R} \approx 0$  y por lo tanto la ecuación resultante es:

$$H(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_{cp}(s)} = \frac{R \cdot (1 + s \cdot R_C \cdot C)}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot (\frac{L}{R} + R_C \cdot C) + 1} \quad (4.4)$$

Fácilmente también podemos sacar la expresión de la función de transferencia de control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo:

$$G_{v-d}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} \text{ (para } \hat{v}_i = 0) = H(s) \cdot V_i = V_i \cdot \frac{R \cdot (1 + s \cdot R_C \cdot C)}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot (\frac{L}{R} + R_C \cdot C) + 1} \quad (4.5)$$

La expresión anterior es muy importante para el diseño del control en modo tensión.

A partir de la expresión anterior podemos sacar la función de transferencia de control de la corriente en la bobina a través del ciclo de trabajo:

$$G_{i-d}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \text{ (para } \hat{v}_i = 0) = H(s) \cdot \frac{V_i}{R} = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{R \cdot (1 + s \cdot R_C \cdot C)}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot \left(\frac{L}{R} + R_C \cdot C\right) + 1} \quad (4.6)$$

Además para frecuencias mayores que la frecuencia de resonancia del filtro  $f_n$  la expresión se puede aproximar a la siguiente:

$$G_{i-d}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \text{ (para } \hat{v}_i = 0 \text{ y } f > f_n) = \frac{V_i}{L \cdot s} \quad (4.7)$$

La expresión anterior será la que utilizaremos para el diseño del control en modo corriente media.

Para estudiar la precisión de nuestra etapa de control será necesario conocer también las siguientes funciones de transferencia:

- Audiosusceptibilidad en lazo abierto:

$$A(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_i(s)} \text{ (para } \hat{d} = 0) = D \cdot H(s) = D \cdot \frac{w_n^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right)}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_n \cdot s + w_n^2} \quad (4.8)$$

Siendo:

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot w_n} \cdot \left(\frac{1}{R \cdot C} + \frac{R_C}{L}\right); \quad w_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$w_{z1} = \frac{1}{R_C \cdot C}$$

- Impedancia de salida en lazo abierto:

$$Z_0(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_0(s)} \text{ (para } \hat{d} = \hat{v}_i = 0) = (R_L // R) \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{z2}}\right) \cdot w_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_n \cdot s + w_n^2}$$

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}; \quad \zeta = \frac{1}{2 \cdot w_n} \cdot \left(\frac{1}{C \cdot (R_C + (R_L // R))} + \frac{R_L + R}{L}\right)$$

$$w_{z1} = \frac{R_L}{L}; \quad w_{z2} = \frac{1}{R_C \cdot C} \quad (1.9)$$

- Impedancia de entrada en lazo abierto:

$$Z_i(s) = \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{i}_i(s)} \text{ (para } \hat{d} = 0) = \frac{Z(s)}{D^2} = \frac{R}{D^2} \cdot \left(\frac{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_n \cdot s + w_n^2}{w_n^2 \cdot (1 + R \cdot C \cdot s)}\right)$$

Suponiendo  $R \gg R_c$ :

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_n} \cdot \left( \frac{1}{R \cdot C} + \frac{R_c}{L} \right); \quad Q = \frac{1}{2 \cdot \zeta}$$
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (4.10)$$

#### 4.4. CONTROL MODO TENSIÓN

##### 4.4.1. Introducción al Control Modo Tensión.

El circuito del control modo tensión consta de los siguientes elementos:

- Etapa de potencia: Circuito linealizado en pequeña señal ya visto anteriormente.
- Red de muestreo: Se encarga de amplificar o atenuar la tensión de salida de la etapa de potencia para poder ser tratada en la etapa de control. En nuestro caso se trata de un simple divisor resistivo atenuador.
- Controlador PI: Su función es calcular la desviación entre la señal muestreada y la tensión de referencia.
- Comparador: Tiene como entradas una onda de diente de sierra que marca la frecuencia de conmutación del circuito de potencia y el error proveniente del PI. Genera la señal cuadrada que gobierna el transistor.
- Seguidor: Al tener una alta impedancia consigue aislamiento en la etapa de control frente a la de potencia.
- Limitador de tensión: Limita la tensión de entrada al comparador a  $\pm 2V$ .

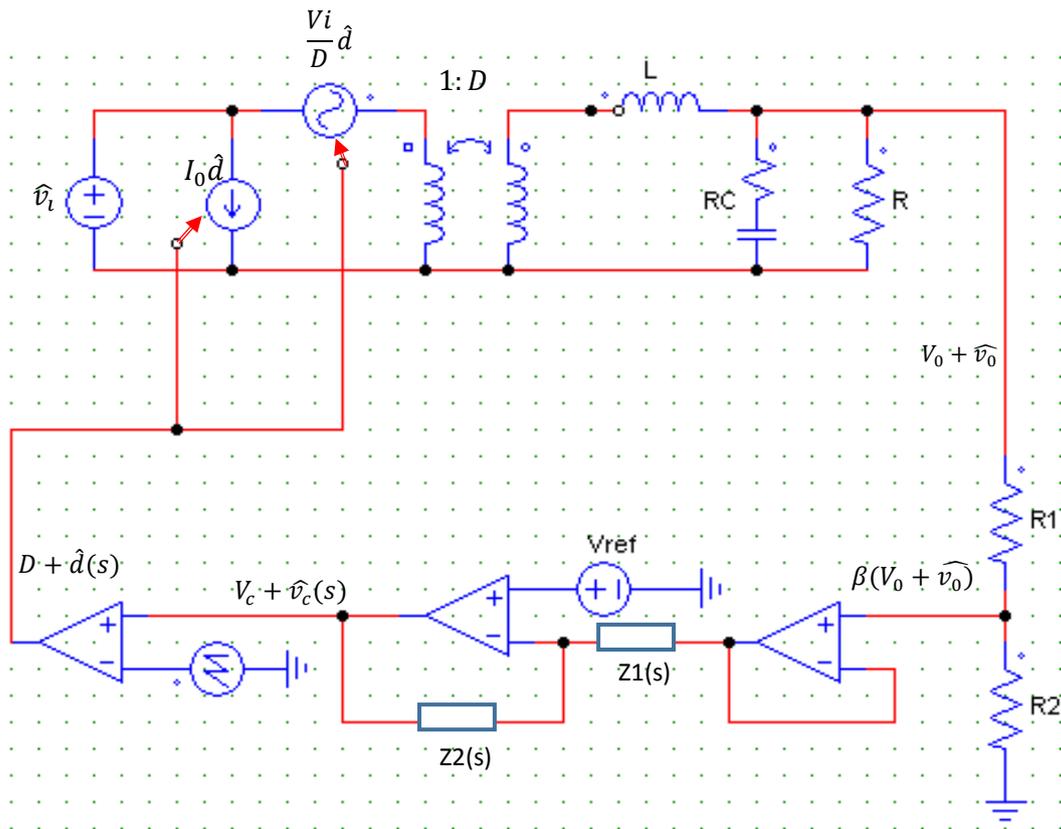


Figura 8. Circuito control modo tensión.

A continuación, explicaremos más detenidamente cada uno de los elementos que componen el lazo (excepto el PI que lo veremos más adelante) y sus respectivas funciones de transferencia:

ETAPA DE POTENCIA:

Ya hemos visto su diseño y estudio anteriormente. La función de transferencia que nos interesa es:

$$G_{v-d}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} \text{ (para } \hat{v}_i = 0) = H(s) \cdot V_i = V_i \cdot \frac{R \cdot (1 + s \cdot R_C \cdot C)}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot \left(\frac{L}{R} + R_C \cdot C\right) + 1} \quad (4.11)$$

Que para nuestro caso en concreto es:

Para  $R = R_{\min} = 4\Omega$

$$G_{vd\_max} = \frac{0.00779 \text{ s} + 400}{5.915e-08 \text{ s}^2 + 2.76e-05 \text{ s} + 1} \quad (4.12)$$

Para  $R = R_{max} = 80\Omega$

$$G_{vd\_min} = \frac{0.003505 \text{ s} + 180}{5.915e-08 \text{ s}^2 + 0.000182 \text{ s} + 1} \quad (4.13)$$

RED DE MUESTREO:

El valor de la función de transferencia se calcula como cualquier divisor de impedancias:

$$\beta = \frac{R2}{R1 + R2} \quad (4.14)$$

En nuestro caso hemos decidido  $R1=19k\Omega$  y  $R2=1k\Omega$ . La fdt resultante es:

$$\beta = \frac{1}{1 + 19} = \frac{1}{20} = 0.05$$

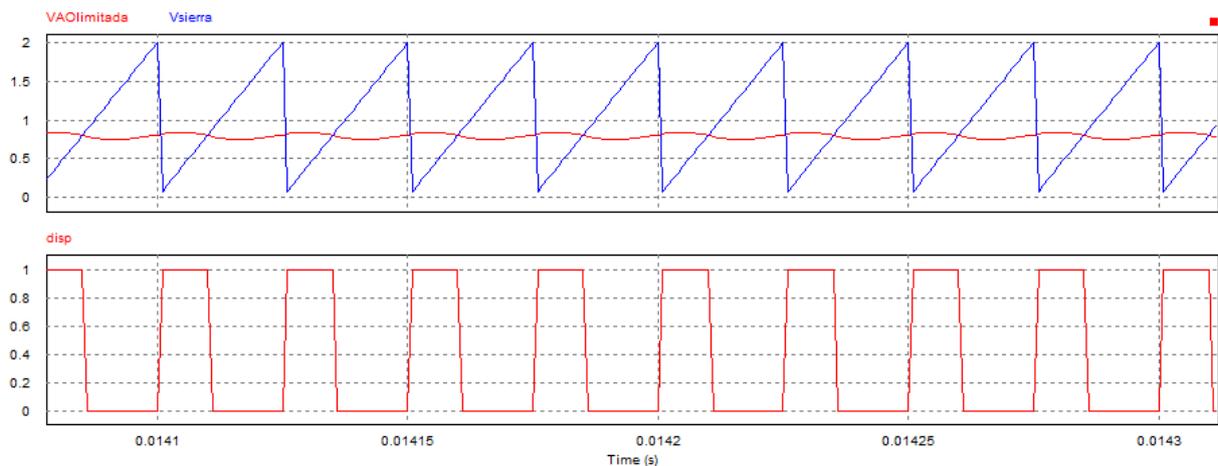
Esto está pensado para que la tensión de entrada al PI sea como máximo:

$$\max(\beta \cdot \hat{v}_0) = V_{0,max} \cdot 0.05 = 160 \cdot 0.05 = 8V$$

COMPARADOR:

Tiene conectado al terminal negativo una señal de diente de sierra a la frecuencia de conmutación (40kHz en nuestro caso) y al positivo la señal de error proveniente del PI.

Como consecuencia genera una señal cuadrada que está ON cuando la señal de error es mayor que el diente de sierra y a OFF en el caso contrario.



Gráfica 7. Señales de entrada y salida al comparador PWM.

La función de transferencia del modulador PWM se expresa como:

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{D}{V_c} = \frac{1}{V_{pp}} \quad (4.15)$$

En nuestro caso  $V_{pp} = 2V$  por lo que:

$$F_m = \frac{1}{V_{pp}} = \frac{1}{2} = 0.5 \quad (4.16)$$

#### **4.4.2. Objetivo del Lazo de Control.**

Las características requeridas por nuestra etapa de control son:

- 1) Precisión ante variaciones de la línea ( $V_i$ ) y la carga ( $R$ ). Esto se comprueba mediante la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida en lazo cerrado.
- 2) Velocidad de respuesta, equivalente al ancho de banda en lazo cerrado.
- 3) Estabilidad del lazo de control, representado por el margen de ganancia MG y el margen de fase MF.

La ganancia de lazo abierto se corresponde con la expresión:

$$T_v(s) = \beta \cdot F_m \cdot A_v(s) \cdot G_{v-d}(s) \quad (4.17)$$

De la expresión anterior tenemos todos los valores a excepción de la fdt del PI  $A_v(s)$ .

Lo ideal sería que la ganancia del PI fuese tal que la ganancia en lazo abierto fuese un integrador puro de la forma  $T_v(s) = \frac{w_i}{s}$ .

La ganancia anterior resulta imposible de obtener debido a que el par de polos conjugados generan un pico de resonancia. Lo más parecido al caso ideal sería la siguiente gráfica.

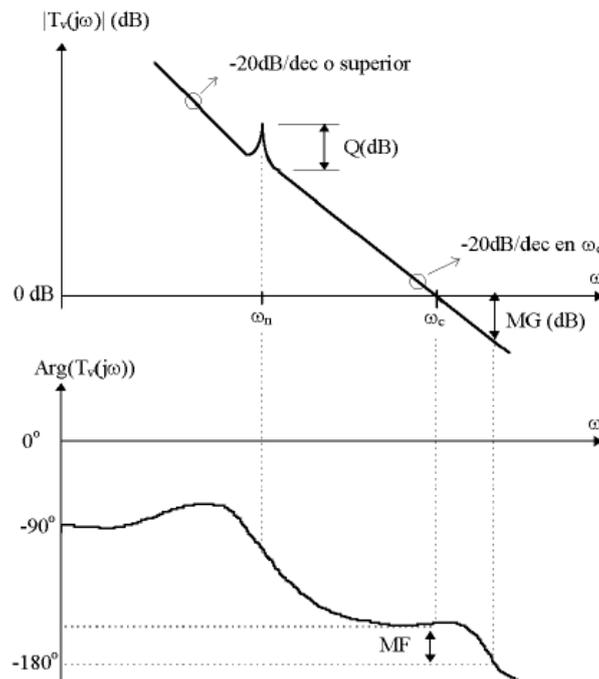


Figura 9. Extraído del libro "CONVERSORES CONMUTADOS: CIRCUITOS DE POTENCIA Y CONTROL" de la UPV.

Para garantizar la estabilidad es necesario:

- Margen de fase > 50°
- Margen de ganancia > 6Db

#### **4.4.3. Diseño del PI para el Lazo de Tensión.**

Por lo general el controlador PI tiene la siguiente estructura:

- Un integrador para anular el error de regulación.
- 2 ceros para anular el par de polos conjugados y el integrador anterior.
- 1 polo para anular el cero causado por la ESR.
- 1 polo de alta frecuencia para dotar al lazo de mayor pendiente a altas frecuencias y así disminuir el ruido de conmutación.

Como resultado nos queda la siguiente función de transferencia:

$$A_v(s) = \frac{w_i}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{p2}}\right)} \quad (4.18)$$

Procedemos a situar cada uno de los polos y ceros de nuestra función:

- 1- Elegimos en primer lugar el polo que anula el cero de la ESR.

$$w_{p1} = w_{ESR} = \frac{1}{R_C \cdot C} = \frac{1}{0.214 \cdot 91 \cdot 10^{-6}} = 51350.51 \text{ rad/s} \quad (4.19)$$

- 2- Elegir el polo de alta frecuencia que atenúa el ruido de conmutación. Se suele situar a la mitad de la frecuencia de conmutación.

$$w_{p2} = \frac{w_s}{2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 40000}{2} = 125663.706 \text{ rad/s} \quad (4.20)$$

- 3- Situar un cero del compensador a la frecuencia de resonancia del filtro.

$$w_{z2} = w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 4111.711 \text{ rad/s} \quad (4.21)$$

- 4- Situar el otro cero del compensador a una octava parte de la frecuencia de resonancia del filtro:

$$w_{z1} = \frac{w_n}{8} = 513.964 \text{ rad/s} \quad (4.22)$$

- 5- Escoger una ganancia del integrador adecuada para que la frecuencia de corte del lazo se encuentre entre la quinta y la décima parte de la frecuencia de conmutación. En nuestro caso hemos encontrado el valor óptimo representando la ganancia de lazo en Matlab para distintos valores de  $w_i$  hasta encontrar el valor adecuado. Finalmente:

$$w_i = 600 \text{ rad/s} \quad (4.23)$$

Ahora que tenemos situados los ceros y polos de nuestro controlador, podemos calcular las resistencias y condensadores necesarios para el diseño del PI analógico.

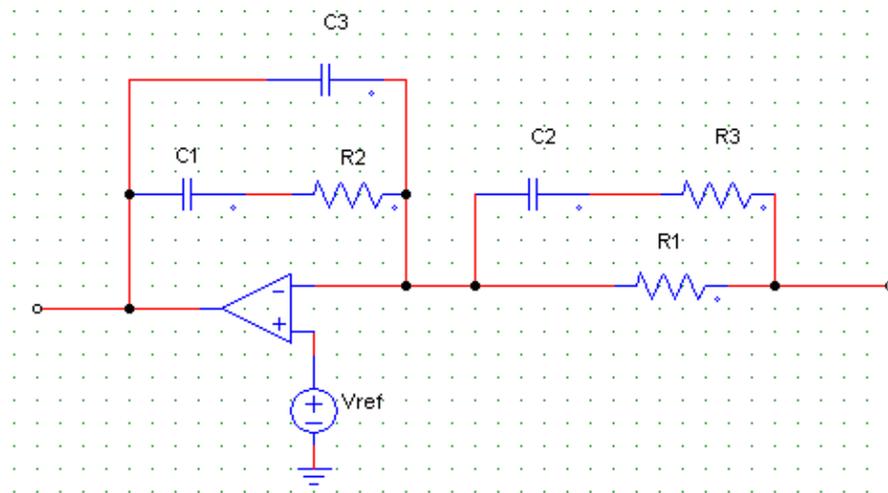


Figura 10. Controlador PI del control modo tensión.

Arbitrariamente se elige  $R_1=10k\Omega$

$$w_i = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \rightarrow C_1 = 166.7 \text{ nF}; \quad w_{z1} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \rightarrow R_2 = 11.67 \text{ k}\Omega$$

$$w_{z2} = \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \rightarrow C_2 = 24.32 \text{ nF}; \quad w_{p1} = \frac{1}{R_3 \cdot C_2} \rightarrow R_3 = 800.71 \Omega$$

$$w_{p2} = \frac{1}{R_2 \cdot C_3} \rightarrow C_3 = 681.67 \text{ pF} \quad (4.24)$$

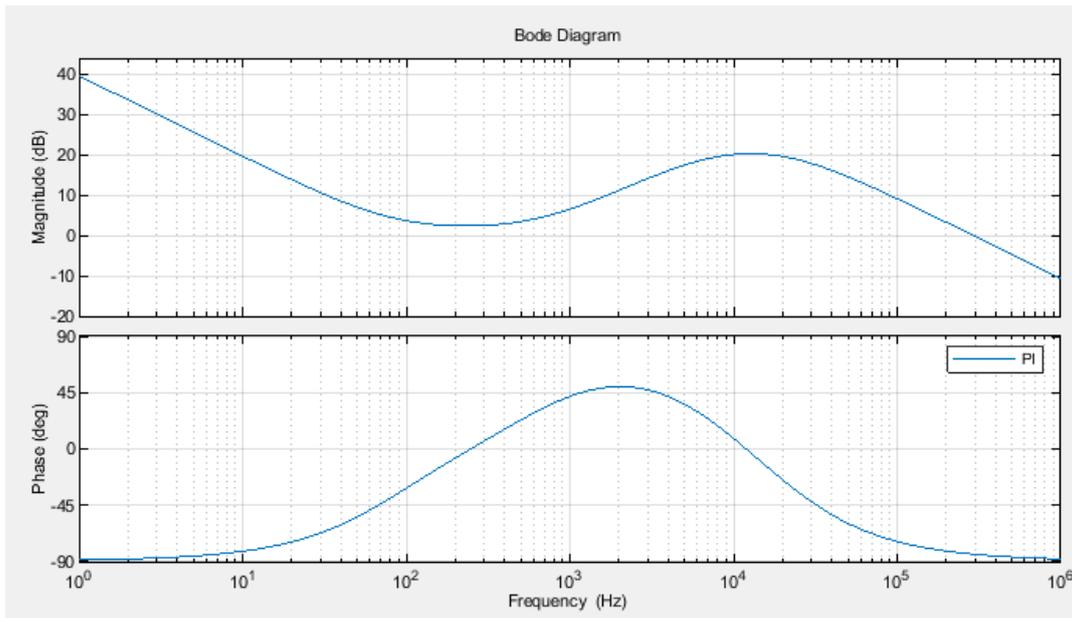
Ajustando a valores comercialmente adquiribles queda:

$$C_1 = 170 \text{ nF}; \quad R_1 = 10 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = 11,5 \text{ k}\Omega;$$

$$C_2 = 25 \text{ nF}; \quad R_3 = 780 \text{ k}\Omega; \quad C_3 = 690 \text{ pF};$$

El bode de nuestro PI es:

Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

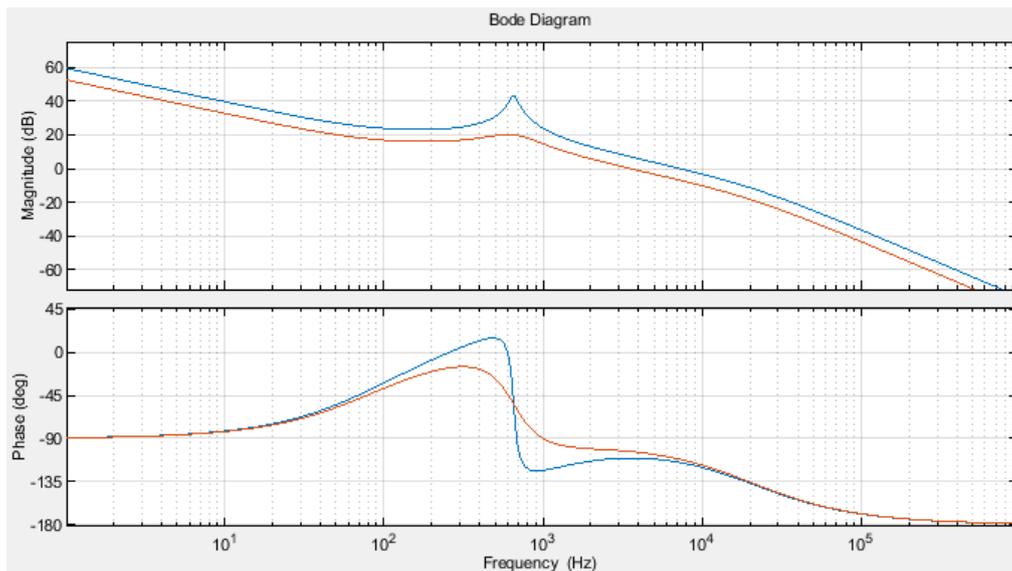


Gráfica 8. Bode de la fdt del PI.

Ahora que tenemos todas las funciones de transferencia del sistema podemos estudiar la ganancia de lazo abierto:

$$T_v(s) = \beta \cdot F_m \cdot A_v(s) \cdot G_{v-d}(s) \quad (4.25)$$

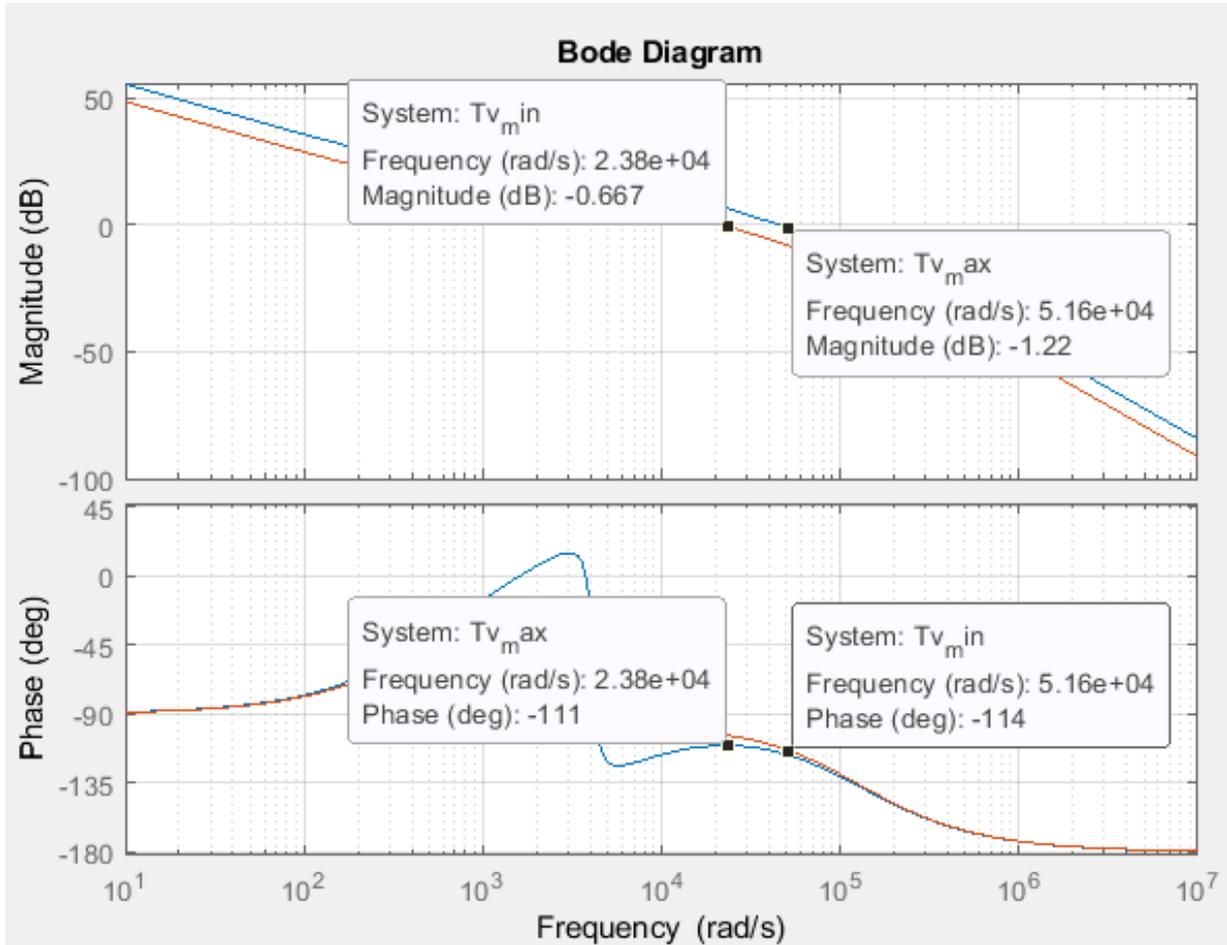
A continuación se representa la ganancia de lazo para  $G_{v-d,min}(s)$   $G_{v-d,max}(s)$ :



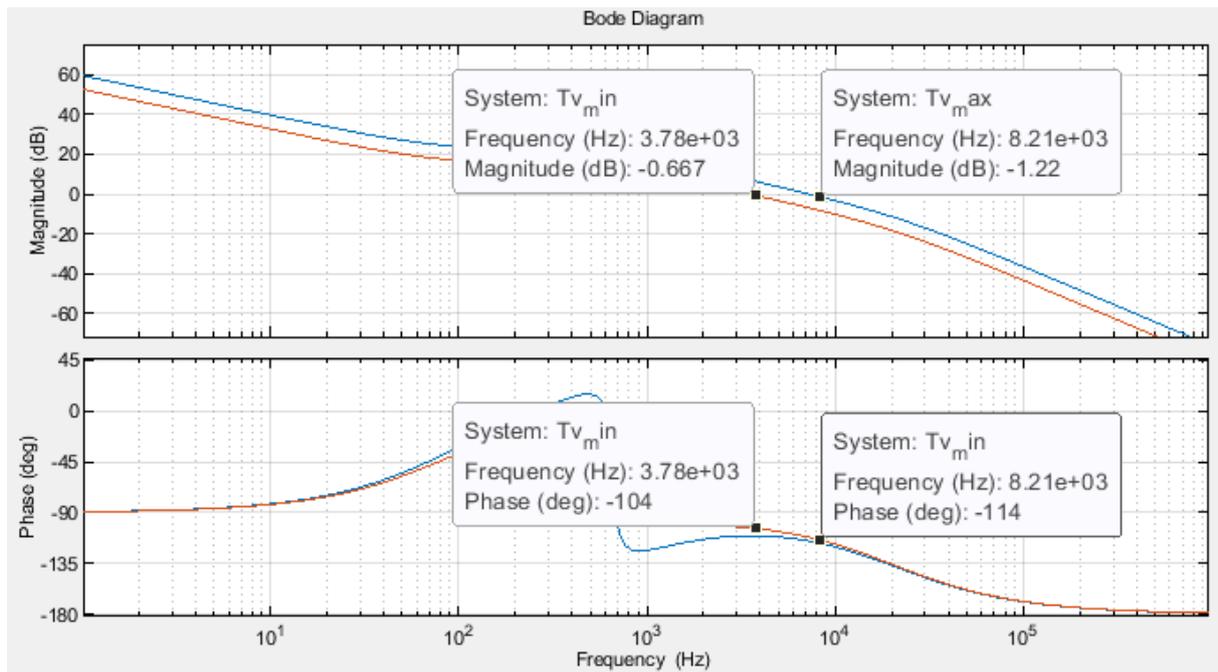
Gráfica 9. Bode del Tv del control modo tensión.

Comparándolo con el lazo objetivo parece que se ha conseguido un buen resultado.

La siguiente gráfica nos permite ver el margen de ganancia y el ancho de banda del lazo.



Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.



Gráfica 10. Bode del Tv del control modo tensión.

En cuanto a la estabilidad:

- $MF > 180^\circ - 114^\circ = 66^\circ$ . El mínimo exigido es de  $50^\circ$  por lo que es muy estable.
- MG mucho mayor de 6dB. Gran estabilidad.

En cuanto a la velocidad del sistema:

- Como mínimo el corte es a  $3.78 \times 10^3$  Hz. Esto es aproximadamente la décima parte de la frecuencia de conmutación. Se puede concluir que el sistema tiene una velocidad bastante alta.

El diseño del control modo tensión ha resultado satisfactorio.

#### 4.4.4. Simulación del Control Modo Tensión.

El proceso de diseño anterior da como resultado el siguiente circuito:

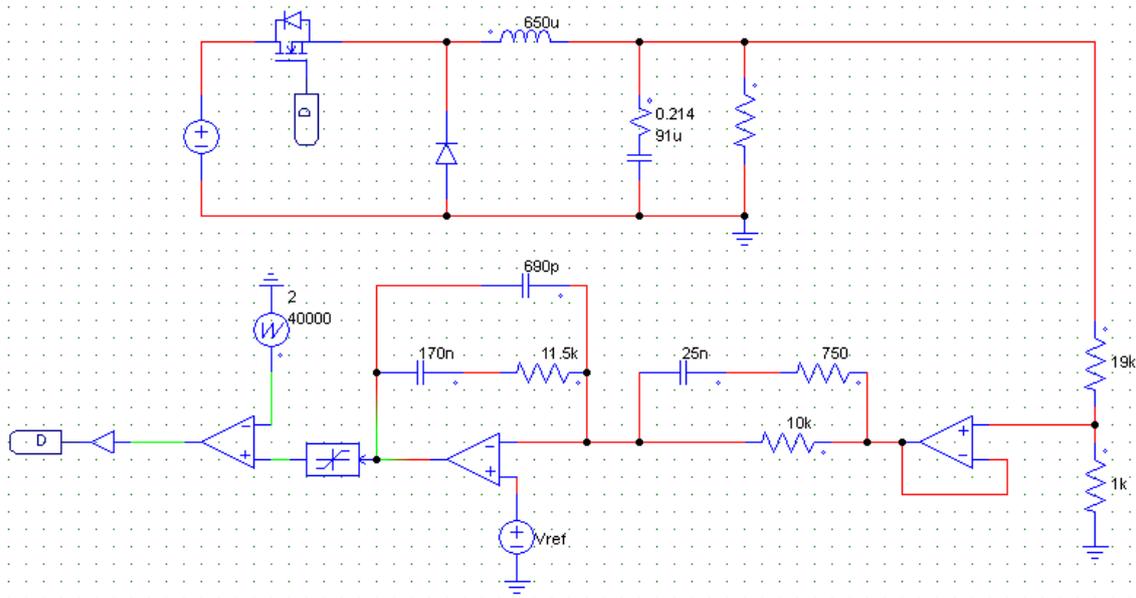


Figura 11.. Circuito del diseño final del control modo tensión.

A la salida del controlador se ha situado además un limitador para evitar que entren al comparador los picos típicos del inicio de un transitorio.

A continuación utilizaremos Simulink para estudiar las formas de onda más significativas del circuito. Haremos el estudio para valores de  $V_{ref}$  y  $R_{carga}$  diferentes para simular los casos extremos:

- Caso 1:  $V_{ref} = 80V$ ;  $R_{carga} = 4\Omega$ ;  $V_i = 400V$
- Caso 2:  $V_{ref} = 160V$ ;  $R_{carga} = 80\Omega$ ;  $V_i = 400V$

# Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

## Caso 1:

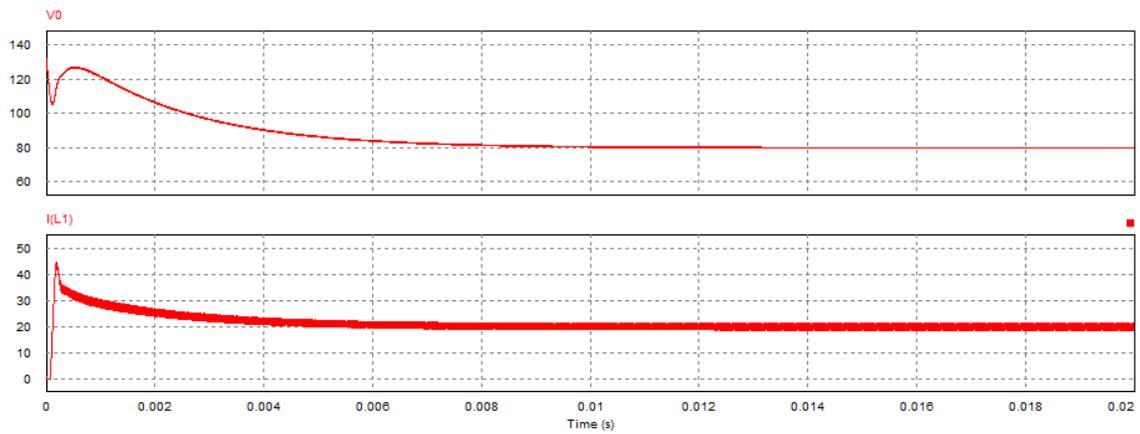


Figura 12:  $I_{carga}$  y  $V_{carga}$  para Caso1.

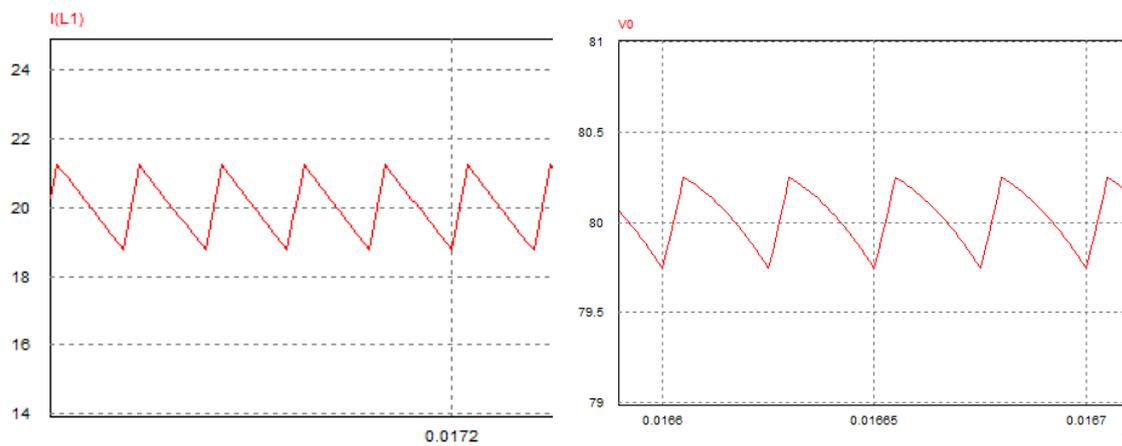


Figura 13: Rizado de corriente y tensión de carga para Caso 1

Caso 2:

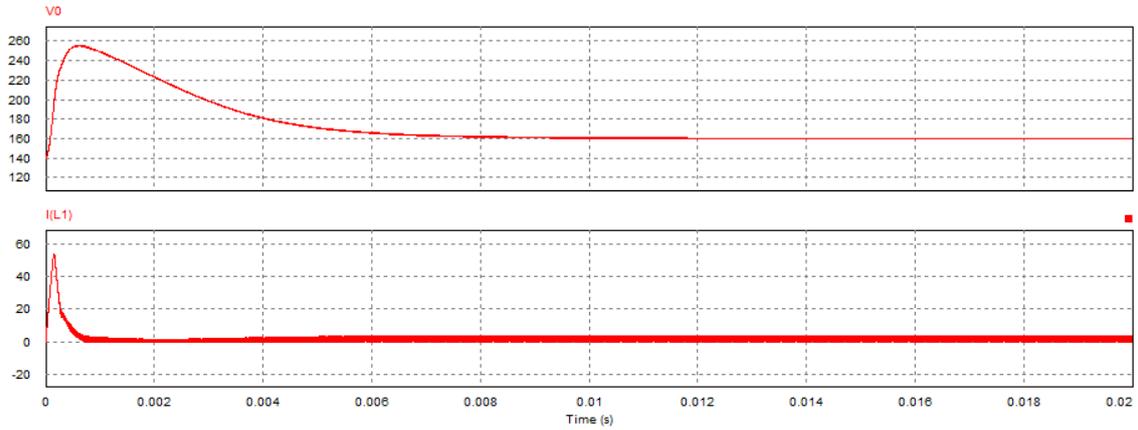


Figura 14: Tensión y corriente en carga para Caso2

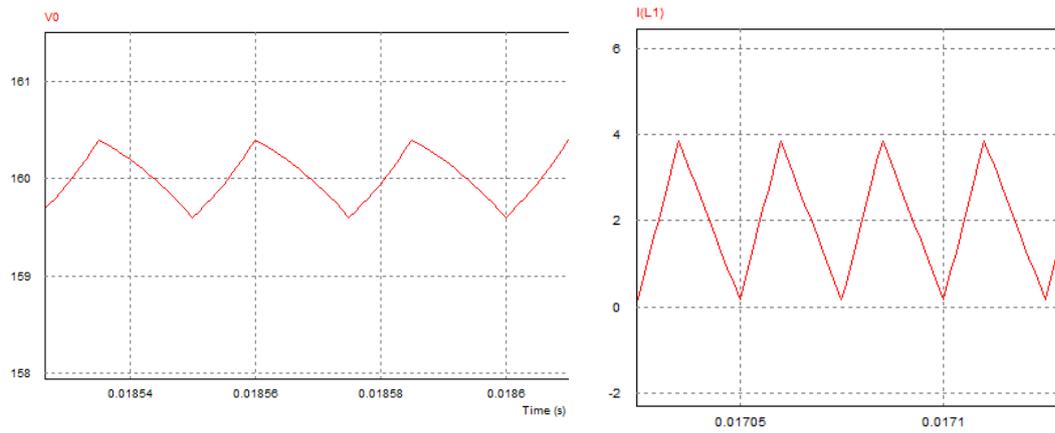
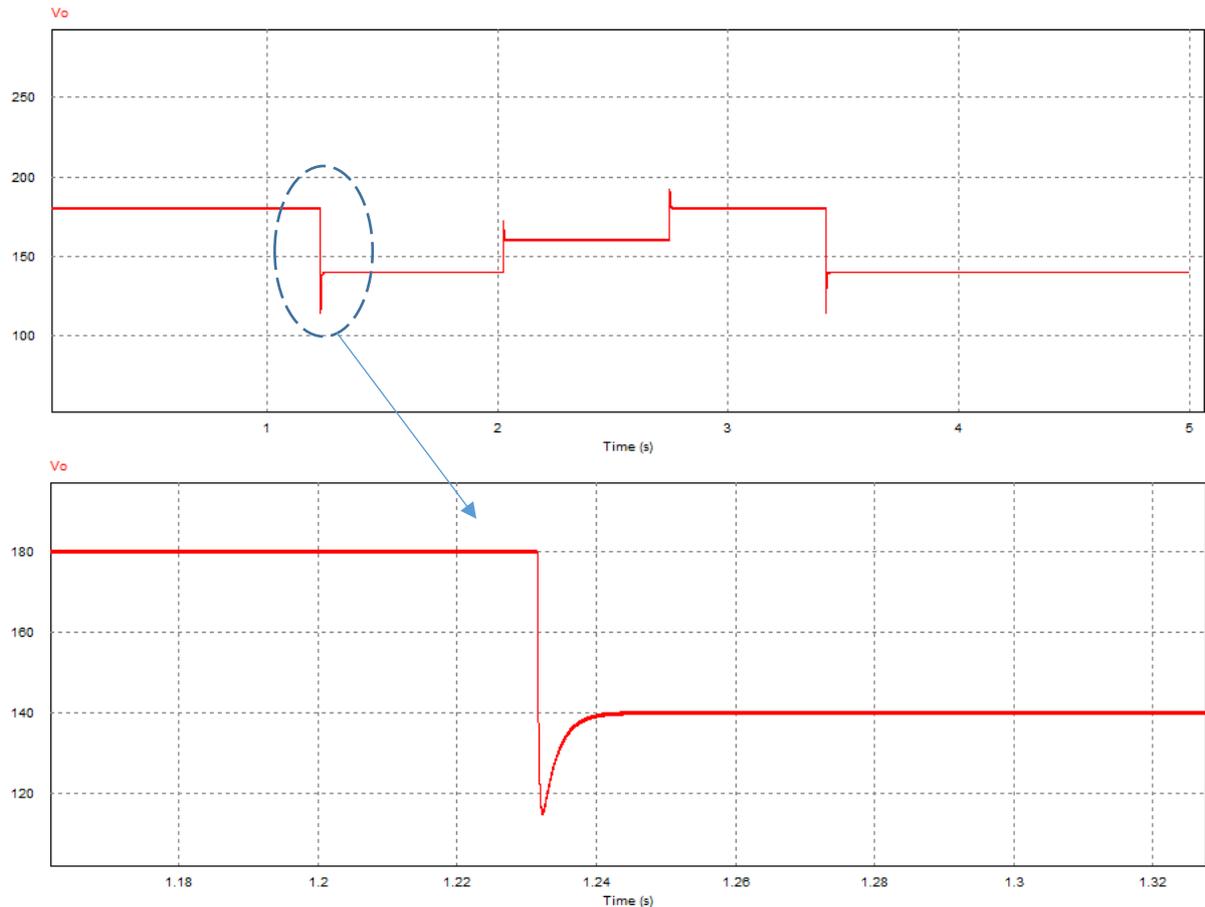


Figura 15: Rizado de tensión y corriente de carga para Caso2

## Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

Viendo las simulaciones podemos concluir que el lazo de control modo tensión es estable y que junto a la etapa de potencia genera unos rizados admisibles. También hemos verificado mediante el caso 2 que el conversor no entra en conducción discontinua en régimen permanente.

También podemos simular variaciones en la referencia y ver el comportamiento de la tensión de salida.



Gráfica 11. Variación de la tensión de salida ante variación en escalón de la referencia.

En esta última gráfica queda comprobado la velocidad del sistema y la estabilidad frente a variaciones de la tensión de referencia. Podemos dar por satisfactorio el diseño del control modo tensión de nuestro convertidor BUCK.

## 4.5. CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA

### 4.5.1. Introducción al Control Modo Corriente Media

Ahora que hemos logrado un lazo de control de corriente que gobierne la carga de la batería durante las fases 2-3, necesitamos un control de corriente que gobierne el proceso de carga durante la etapa de bulking.

En este caso se ha optado por un control modo corriente media cuyos objetivos de precisión, estabilidad y precisión de respuesta son igual de exigentes que en el control modo tensión ya explicado.

Los elementos que actúan en nuestro sistema son los mismos que en el caso anterior excepto alguna variante:

#### ETAPA DE POTENCIA:

En este caso, la función de transferencia que nos interesa es la variación de la corriente de carga respecto al ciclo de trabajo. La función se corresponde con la ecuación (número de ecuación):

$$G_{i-d}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \text{ (para } \hat{v}_i = 0 \text{ y } f > f_n) = \frac{V_i}{L \cdot s} \quad (4.26)$$

#### RED DE MUESTREO:

Para sensar la corriente  $I_L$  se ha usado un shunt. No es más que una resistencia de pequeño valor para evitar pérdidas y gran precisión que experimenta una diferencia de potencial entre sus bornes en función de la corriente que lo atraviesa. Como este valor es muy pequeño se usará un amplificador de tensión inversor convencional.

En nuestro caso:

$$R_{SHUNT} = 1\text{m}\Omega.$$

Amplificador de tensión:

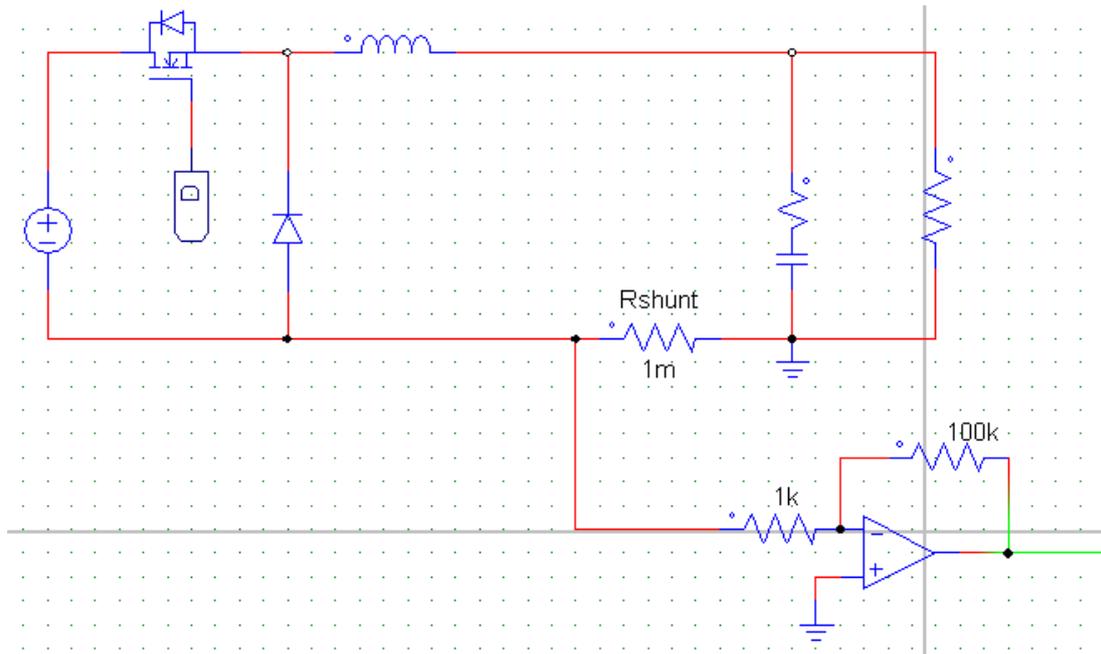


Figura 16. Circuito del BUCK + red de muestreo de corriente

Estando el shunt y el amplificador en serie a la entrada del circuito de control de corriente suponen la siguiente ganancia:

$$\beta = R_{SHUNT} * \frac{Z_2}{Z_1} = 0.001 * 100 = 0.1 \quad (4.27)$$

Con lo que como mucho la corriente de entrada a nuestro circuito de control vale 2A.

#### CONTROLADOR PI:

Será necesario un controlador independiente al de control por tensión dado que las funciones de transferencia no son las mismas.

#### COMPARADOR:

Es el mismo comparador de diente de sierra que encontrábamos en el control por tensión.

### **4.5.2. Diseño del PI para el Lazo de Corriente**

En este caso el regulador necesario tiene la siguiente forma:

$$PI(s) = \frac{w_i}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_{p1}}\right)} \quad (4.28)$$

- Polo de alta frecuencia  $w_{p1}$  para aumentar la pendiente negativa y evitar el ruido de conmutación. Se suele situar a la mitad de la frecuencia de conmutación.

$$w_{p1} = \frac{w_s}{2} = 125663.71 \text{ rad/s} \quad (4.29)$$

- Cero a la frecuencia de resonancia del filtro LC de la etapa de potencia. Por motivos de estabilidad es mejor una frecuencia de corte con 0db a pendiente -20dB.

$$w_{z1} = w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 4111.711 \text{ rad/s} \quad (4.30)$$

- Ajustar la ganancia  $w_i$  para situar el ancho de banda de forma que la velocidad del sistema sea la máxima cumpliendo los límites de estabilidad ( $MF > 50^\circ$ ).

En nuestro caso nos hemos apoyado en la herramienta Simulink de Matlab para ajustar la ganancia hasta obtener el valor óptimo:

$$w_i = 5000 \quad (4.31)$$

La estructura del PI es:

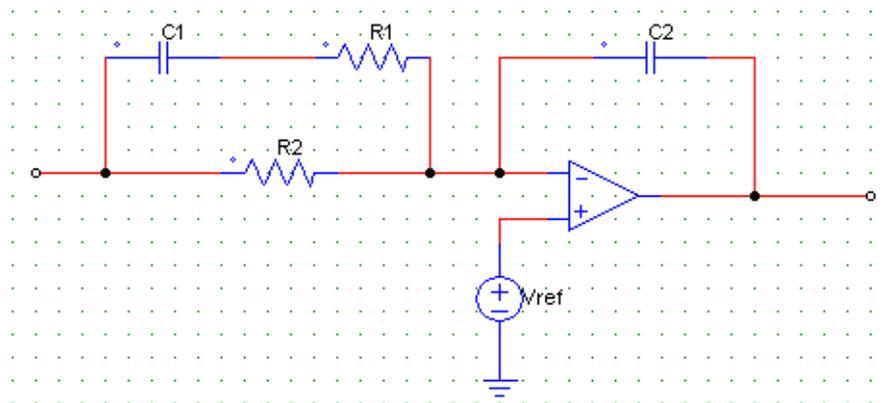


Figura 17. Circuito del PI analógico del control modo corriente media.

$$R1 = 10K\Omega$$

$$C1 = \frac{1}{R1 * w_i} = 795,77 \text{ pF}$$

$$R2 = \frac{1}{w_{z1}} - R1 = 294 \text{ k}\Omega$$

$$C2 = \frac{1}{R2 * w_{p1}} = 666,66 \text{ pF}$$

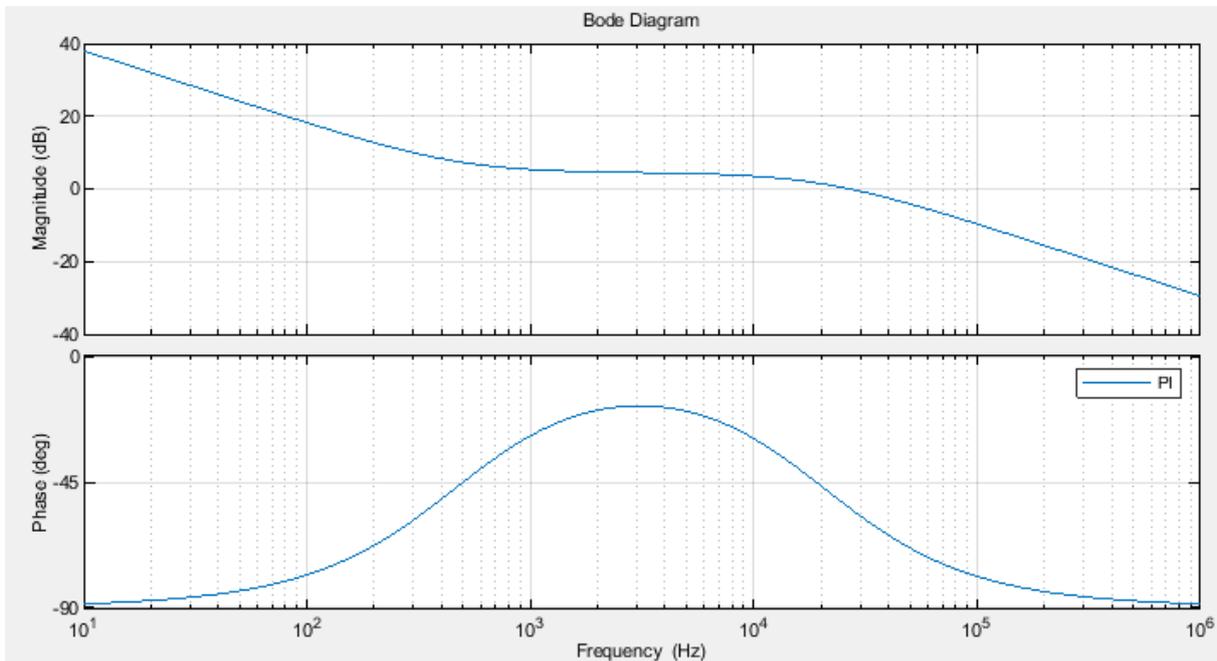
Ajustando a valores comerciales nos queda:

$$R1 = 10k\Omega; \quad C1 = 800pF; \quad R2 = 300k\Omega; \quad C2 = 650pF;$$

Con todo esto la función de transferencia del regulador PI para el control por corriente media queda:

$$PI = \frac{1.671 s + 5000}{7.958e-06 s^2 + s} \quad (4.32)$$

El diagrama de Bode del controlador es:



Gráfica 12. Bode del controlador PI del control modo corriente media.

La ganancia en lazo abierto de control por corriente media es:

$$T_i(s) = \beta \cdot F_m \cdot A_v(s) \cdot G_{i-d}(s) \quad (4.33)$$

Ahora que tenemos diseñado todos los elementos podemos representar el lazo. El valor de  $G_{i-d}(s)$  depende de  $V_i$  por lo que trataremos los dos casos límite.

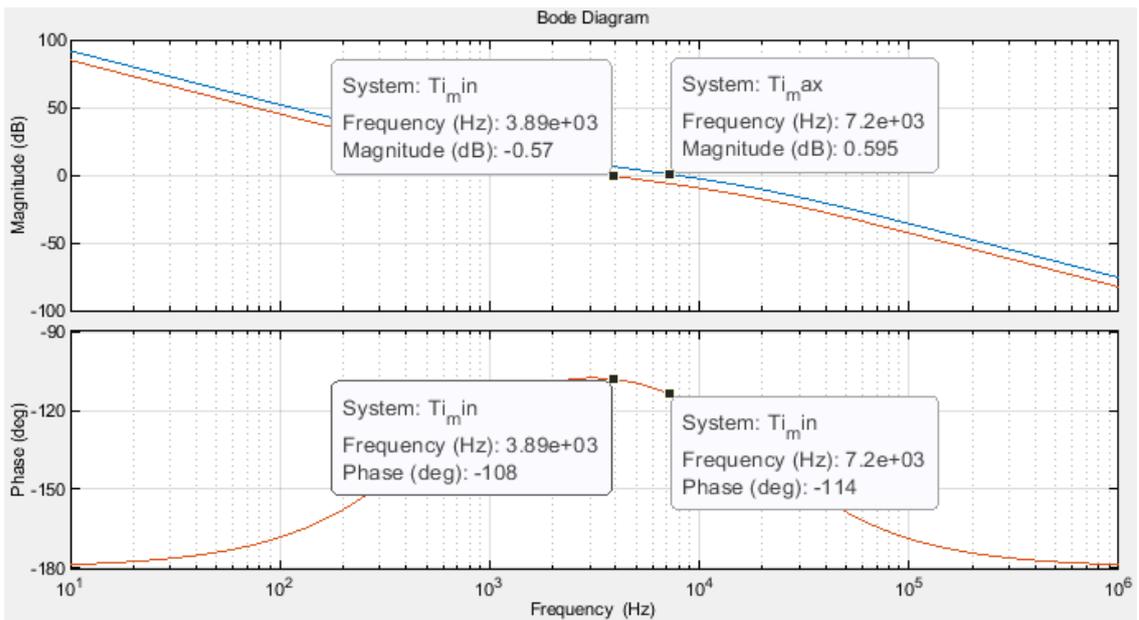
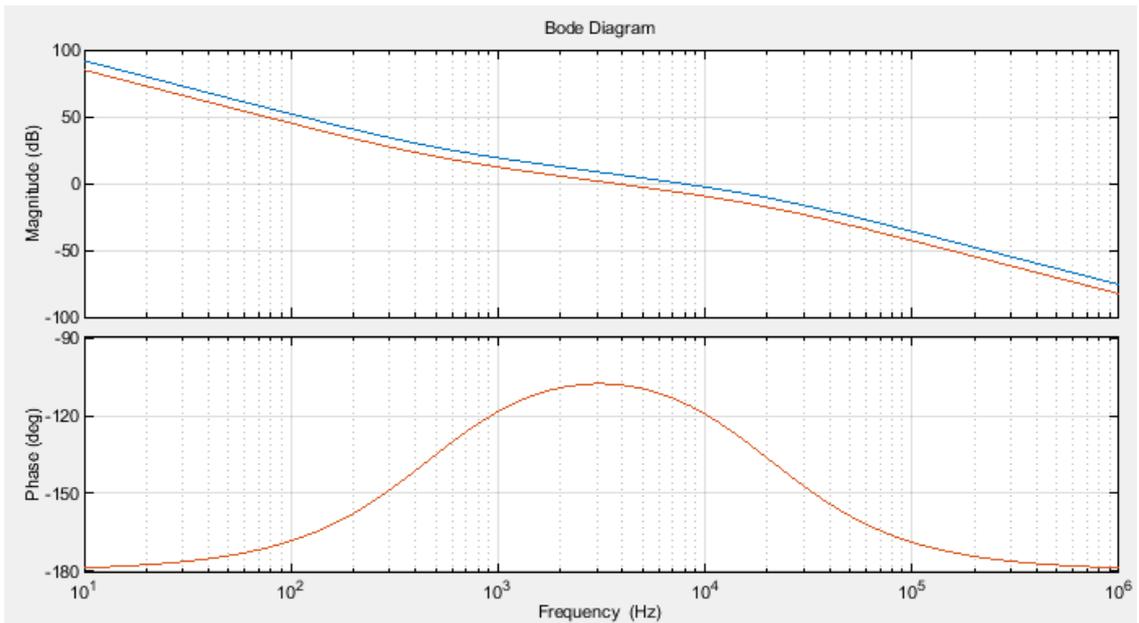
Para  $V_i = 400$ :

para  $V_i = 180$ :

Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

$$\begin{array}{l}
 \text{Gid}_{\text{max}} = \\
 \frac{400}{0.00065 \text{ s}} \\
 \\
 \text{Gid}_{\text{min}} = \\
 \frac{180}{0.00065 \text{ s}}
 \end{array}
 \quad (4.34)$$

Representaremos la ganancia en lazo abierto para estos dos casos



Gráfica 13. Bode del lazo de corriente.

Viendo que el ancho de banda se sitúa entre el margen:

$$\frac{W_{conmutación}}{10.28} \leq w_{fb} \leq \frac{W_{conmutación}}{5.55} \quad (4.35)$$

Y que el margen de ganancia vale:

$$66 \leq MG \leq 72 \quad (4.36)$$

Podemos concluir que el control modo corriente media cumple su objetivo.

### 4.5.3. Simulación Modo Corriente Media.

El proceso de diseño anterior da como resultado el siguiente circuito:

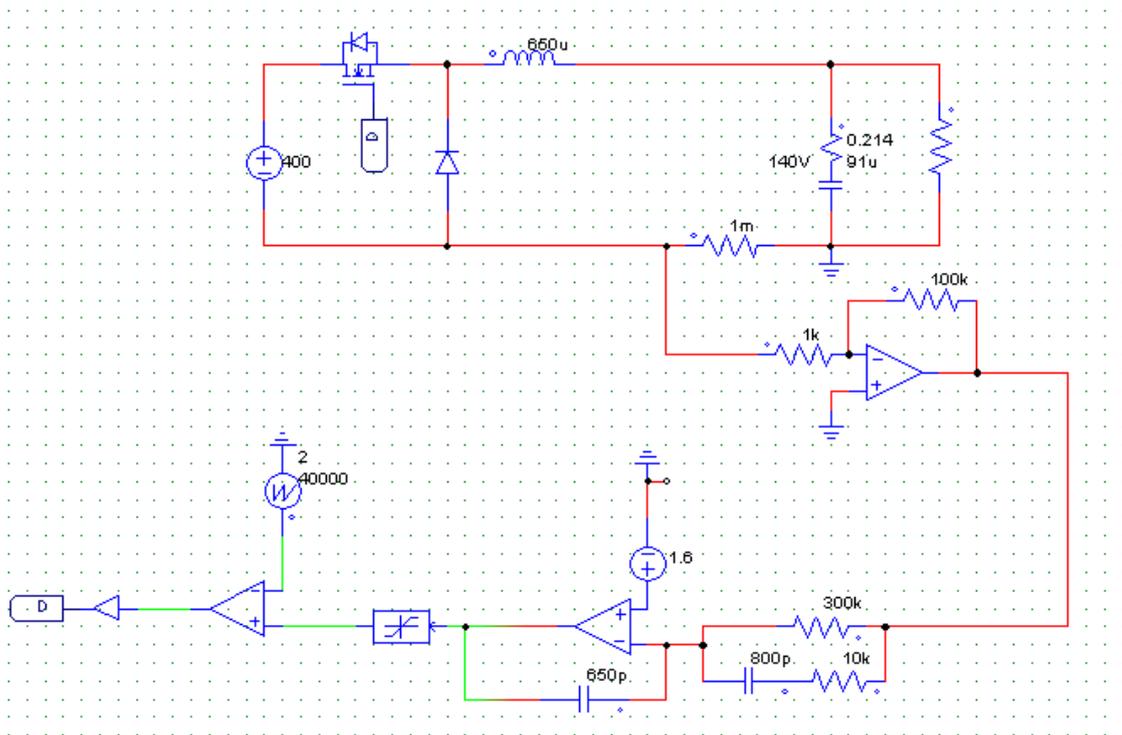


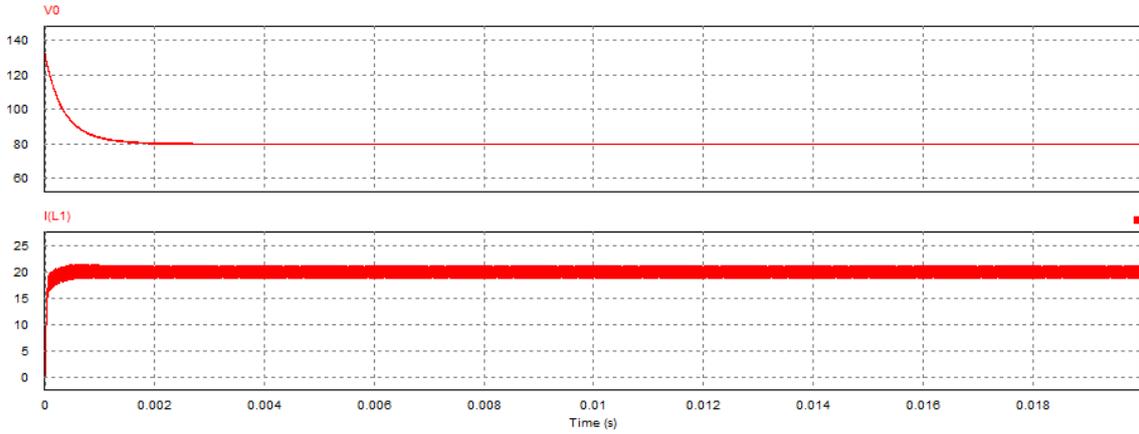
Figura 18. Diseño final del control modo corriente media.

Nos apoyaremos en la herramienta Simview de Psim para confirmar el correcto funcionamiento del control modo corriente media que posteriormente se usará durante la Bulking-phase de la batería.

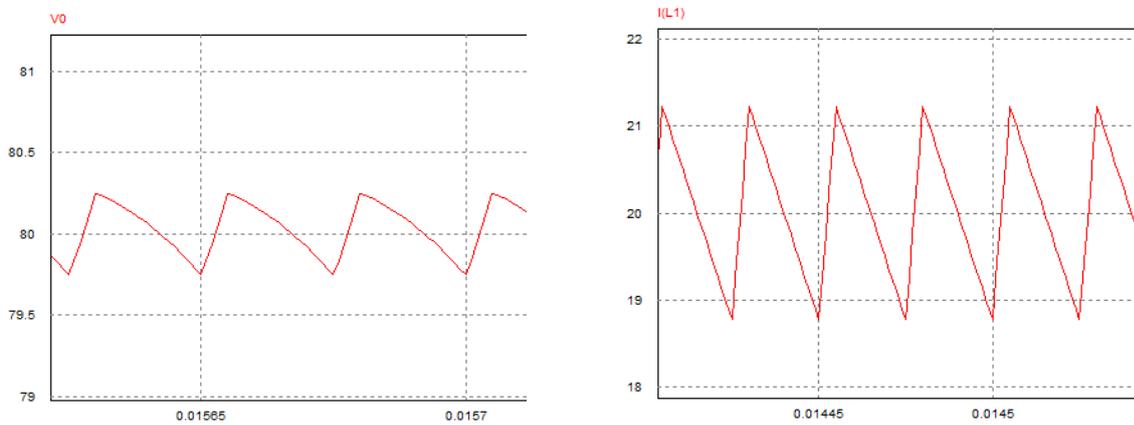
Veremos el funcionamiento del circuito para los siguientes puntos de funcionamiento extremos:

$$V_i = 400V; \quad I_{ref} = 20A; \quad R_{carga} = 4\Omega$$

Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

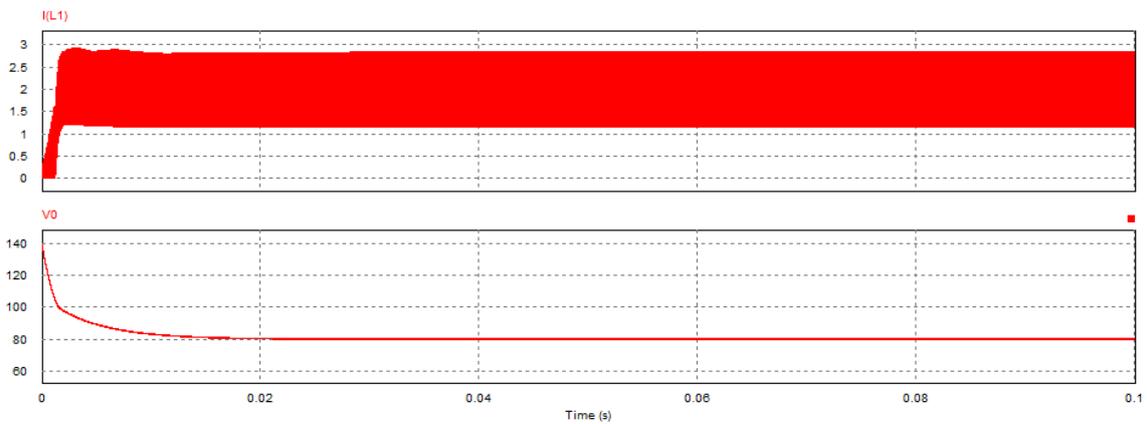


Gráfica 14. Tensión y corriente en la carga.



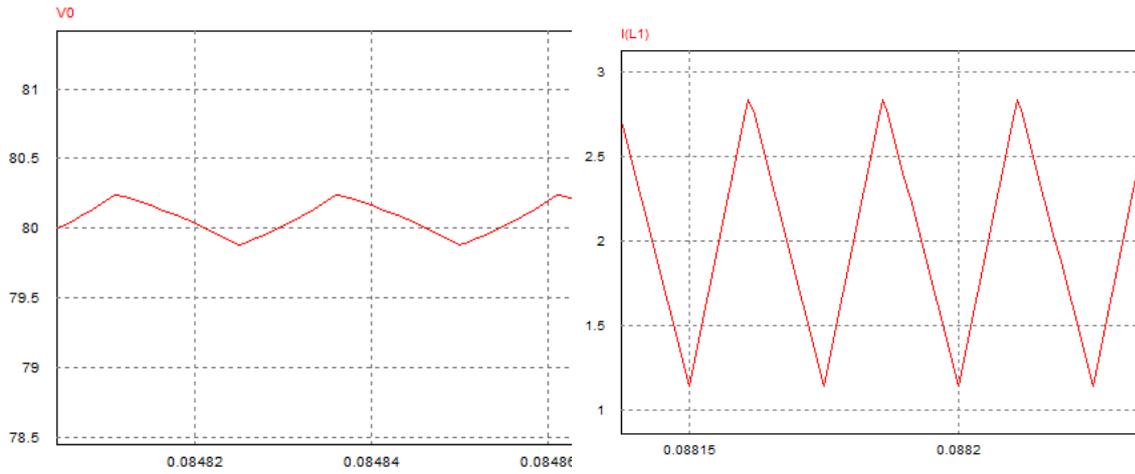
Gráfica 15. Rizado de tensión y corriente

$$V_i = 180V; \quad I_{ref} = 2A; \quad R_{carga} = 40\Omega$$



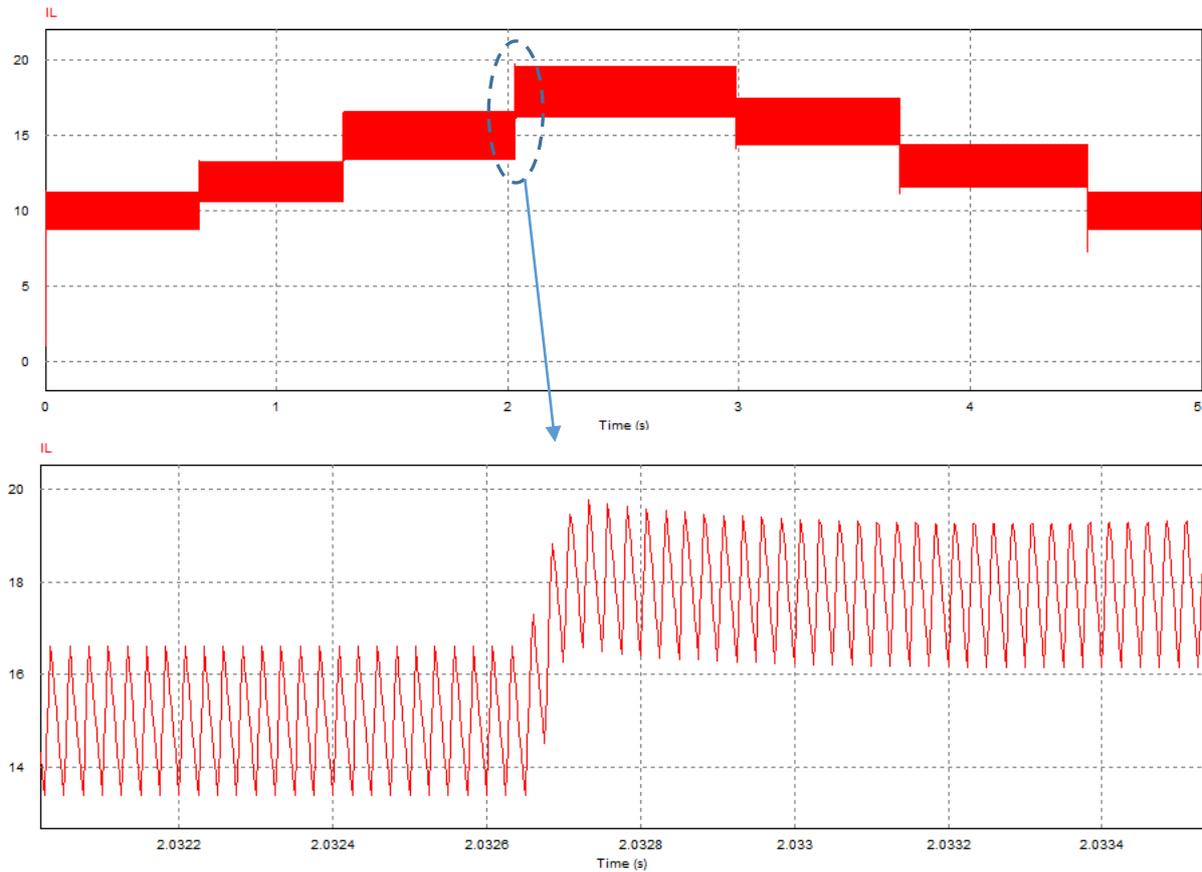
Gráfica 16. Corriente y tensión de carga

# Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.



Gráfica 17. Rizado de tensión y corriente en carga

Podemos incluir además variaciones en la corriente de referencia para observar el transitorio de la corriente en la carga:



Gráfica 18. Variación de la corriente de carga ante cambios en escalón de la corriente de referencia.

Con estas simulaciones podemos concluir que el lazo de control por corriente media tiene una velocidad de respuesta adecuada y gran estabilidad. Se da por cumplido el objetivo de los dos modos de control del sistema.

#### 4.6. UNIÓN Y RESULTADO FINAL DEL LAZO DE CONTROL

Se ha conseguido un satisfactorio diseño del control modo corriente media y del control modo tensión. El siguiente objetivo es unir ambos y probar su funcionamiento en una batería comercial.

A los diseños anteriores se les ha colocado un diodo a la salida del controlador con la finalidad de que los dos modos de control no funcionen simultáneamente. Inicialmente el control modo corriente deberá gobernar la fase Bulking hasta que la batería se ha cargado lo suficiente como para llegar a  $U_{max}$  tal y como hemos visto en la norma DIN 41773.

El resultado es el siguiente con los valores de los componentes ya calculados anteriormente:

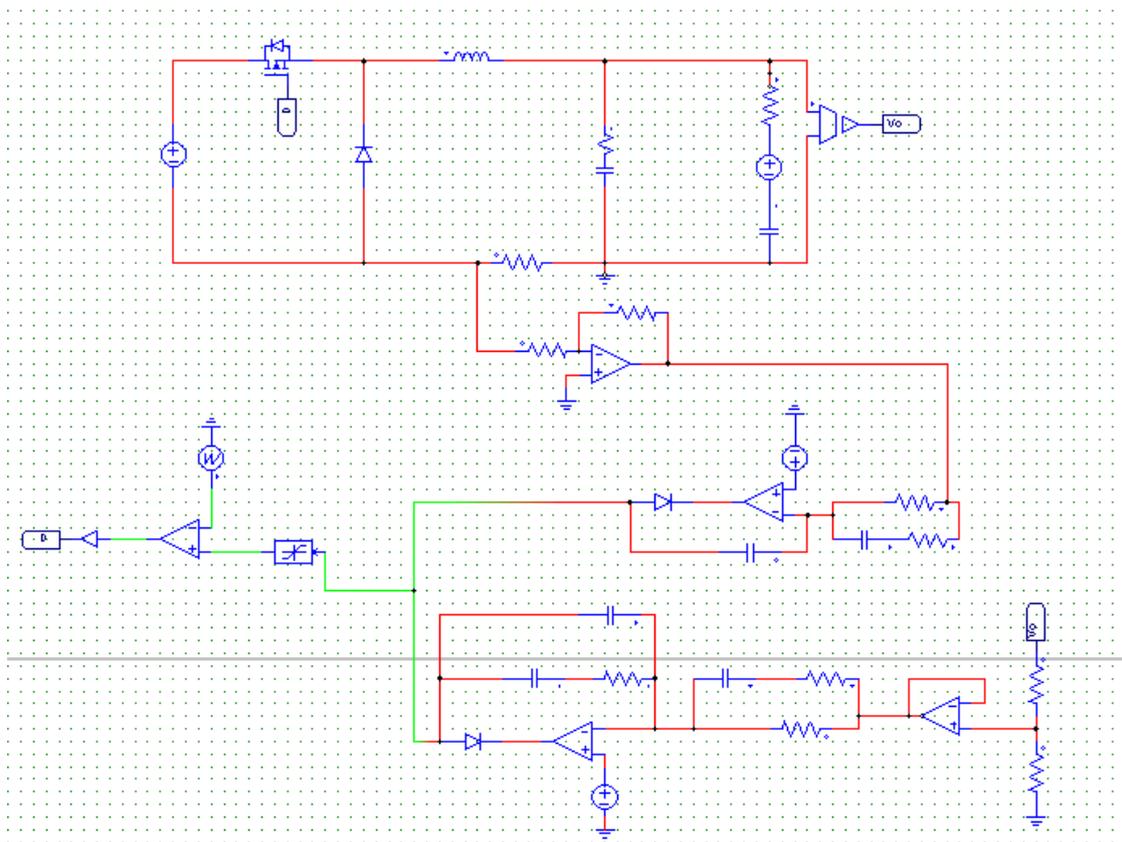


Figura 19. Diseño del convertidor con control de corriente y tensión.

Utilizando por ejemplo 100 celdas VN 16 del fabricante EMISA totalmente descargadas la batería tendría las siguientes características:

- 1 V/celda por descarga tras un largo periodo a tensión constante.
- $C_5 = 16\text{Ah}$ .
- Carga a 1,4 V/celda.

Para simular la carga de la batería usaremos el siguiente esquema:

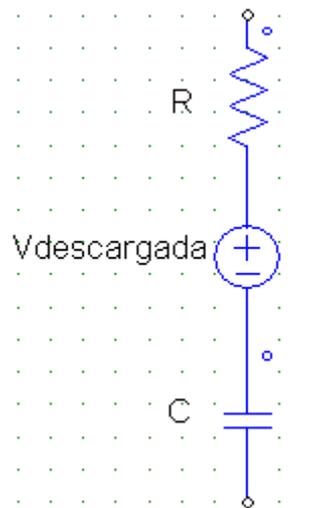


Figura 20. Simulación de batería.

- Resistencia de baja impedancia.
- Generador de tensión de valor la tensión de la batería totalmente descargada.
- Condensador de alta capacidad. Aunque no es el funcionamiento real para no muestrear mucho tiempo se utilizarán 0.5F.

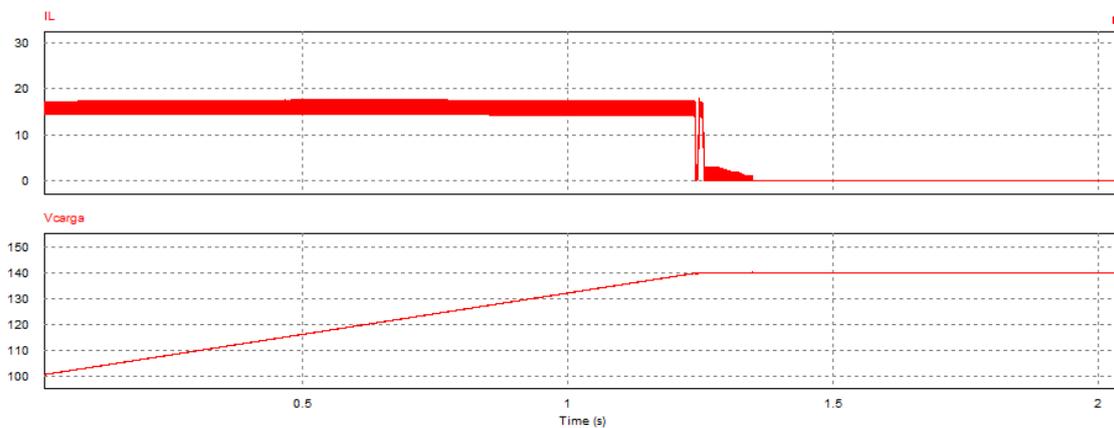
Para la batería que hemos seleccionado:

$$I_{bulking} = C_5 = 16A \quad (4.37)$$

$$V_0 = 1,4 * 100 = 140V \quad (4.38)$$

$$V_{descargada} = 1 * 100 = 140V \quad (4.39)$$

La simulación de la carga de la batería queda:

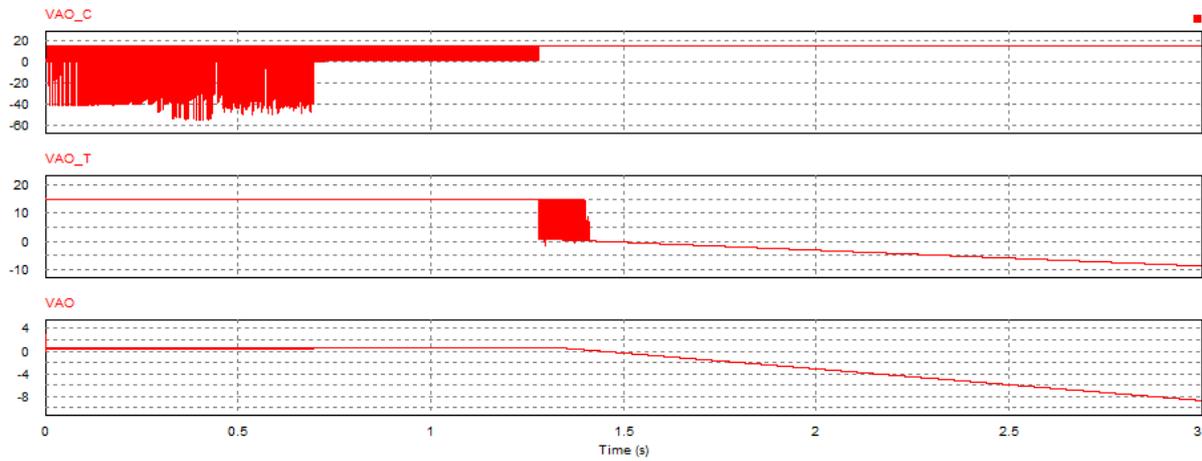


Gráfica 19. Esto es una carga de la batería en vacío (sin carga crítica).

## Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

Se puede observar que carga a corriente constante igual a 16A y posteriormente a tensión constante de 140V.

Analicemos la señal que entra al comparador en cada instante.



Gráfica 20. Señales del control del ciclo de trabajo.

Se puede ver que a partir de 1,3 segundos pasa a gobernar el control modo tensión.

## 5. SELECCIÓN DE SEMICONDUCTORES

La elección de un transistor y un diodo de potencia adecuados es vital para el correcto funcionamiento y rendimiento del convertidor. Durante este capítulo se establecerán los criterios para su elección y posteriormente se calcularán las pérdidas de potencia en los que finalmente serán los semiconductores que se implementarán en el BUCK.

A la hora de elegir los semiconductores nos fijaremos en las siguientes características:

1. Cumple las exigencias de tensión y corriente tanto de conducción como pico.
2. Potencia absorbida:
  - a. Pérdidas de conducción.
  - b. Pérdidas de conmutación.
3. Resistencia térmica.
4. Temperatura máxima soportable.
5. Facilidad de acople de disipador térmico.
6. Fiabilidad del fabricante.
7. Coste.

### 5.1. MOSFET

Para que un MOSFET pueda soportar las exigencias a las que le somete el circuito debe cumplirse:

- $V_{DS} \geq 400V$
- $I_D \geq 20 A$
- La potencia absorbida por el semiconductor pueda disiparse de forma que la temperatura nunca llegue a sobrepasar la máxima admisible por el dispositivo.

#### 5.1.1. Pérdidas de potencia en el MOSFET

Las pérdidas de potencia de un MOSFET se dividen en pérdidas de conducción y pérdidas de conmutación.

- Pérdidas de conducción:

$$P_{conducción} = R_{ds-on} * I_{D-RMS}^2 \quad (5.1)$$

- Pérdidas de conmutación:

$$P_{SW} = f_{sw} * V_{i-max} * I_{L-max} * (t_{sw-on} + t_{sw-off}) \quad (5.2)$$

$$t_{sw-on} = t_{ri} + t_{fv} \quad (5.3)$$

$$t_{sw-off} = t_{fi} + t_{rv} \quad (5.4)$$

En nuestro caso, el circuito tiene una inductancia parásita  $L_k$  que es la que realmente nos limita los tiempos de subida y bajada de corriente.

$$\frac{di}{dt} = \text{MIN}\left(\frac{V_i}{L_k}, \frac{d_i}{d_t} \text{ transistor}\right) \quad (5.5)$$

Con un una inductancia parásita  $L_k = 800\text{nH}$  tendríamos un layout bastante malo y el  $di/dt$  siempre sería el que marca la red independientemente del transistor que se utilice. Así pues:

$$\frac{d_i}{d_t} = \frac{V_i}{L_k} = \frac{400}{800 * 10^{-3}} = 500 \frac{A}{\mu s} \quad (5.6)$$

Como el  $di/dt$  lo marca la inductancia parásita del circuito resulta:

$$t_{ri} = t_{fi} = \frac{\Delta i}{di/dt} = \frac{20}{0.5} = 40\text{ns} \quad (5.7)$$

El resto de valores para sacar las pérdidas de potencia se encuentran en los datasheet que facilitan los fabricantes.

La temperatura que alcanza el MOSFET con un disipador de calor acoplado es:

$$T_{j-c} = T_{amb} + P_{abs} \cdot (R_{th,j-c} + R_{th,c-s} + R_{th,s-a}) \quad (5.8)$$

Siendo las resistencias las resistencias térmicas en  $C^\circ/W$  del MOSFET, del contacto MOSFET-Disipador y de la convección Disipador-ambiente.

De ahora en adelante podemos establecer:

$$T_{amb} = 40^\circ$$
$$R_{th,c-s} = 0.2 \text{ C}^\circ/W$$

Dicho valor de resistencia de contacto será posible siempre y cuando se aplique un separador de silicona que además de facilitar la conductividad térmica consigue aislar eléctricamente.

### **5.1.2. Selección del MOSFET**

Tras un estudio de diferentes fabricantes y distintos modelos se ha optado por el MOSFET FCP104N60 del fabricante RS.

En su datasheet aparecen los siguientes datos que nos serán útiles para los cálculos expuestos anteriormente:

$$V_{DS} = 600V; \quad I_D = 37A (T=25^\circ C); \quad I_D = 37A (T=100^\circ C);$$

$$T_{j-max} = 150^\circ C; \quad R_{th,j-c} = 0.35^\circ C/W; \quad R_{ds-on} = 96m\Omega;$$

$$t_{rv} = 18ns; \quad t_{fv} = 3.3ns;$$

Con todos los datos anteriores obtenemos:

$$P_{conducción} = 38.4W; \quad P_{sw} = 32.616W; \quad P_{total} = 64.416W.$$

Parte de la potencia de conmutación calculada anteriormente será disipada por la red de ayuda a la conmutación que posteriormente diseñaremos por lo que la potencia total obtenida no se corresponde con la potencia que tendrá que disipar el MOSFET.

## 5.2. DIODO

Para que un diodo pueda soportar las exigencias a las que le somete el circuito debe cumplirse:

- $V_{RRM} \geq 400V$
- $I_F \geq 20 A$
- La potencia absorbida por el semiconductor pueda disiparse de forma que la temperatura nunca llegue a sobrepasar la máxima admisible por el dispositivo.

### 5.2.1. Pérdidas de potencia en el diodo

Las pérdidas de potencia de un diodo se dividen en pérdidas de conducción y pérdidas de conmutación:

- Pérdidas de conducción:

$$P_{conducción} = V_Y \cdot I_{AVG} + R_{on} \cdot I_{AVG} \quad (5.9)$$

- Pérdidas de conmutación:

$$P_{conmutación} = V_R \cdot Q_{rr} \cdot f_s \quad (5.10)$$

El valor de  $Q_{rr}$  se corresponde con la carga de recuperación inversa y esta depende del di/dt. Como se ha calculado en el MOSFET, nuestra di/dt la determina la inductancia parásita del circuito por lo que su valor es el de la ecuación (5.6).

En cuanto a la temperatura del diodo se mantienen la ecuación (5.8 y consideraciones del apartado anterior.

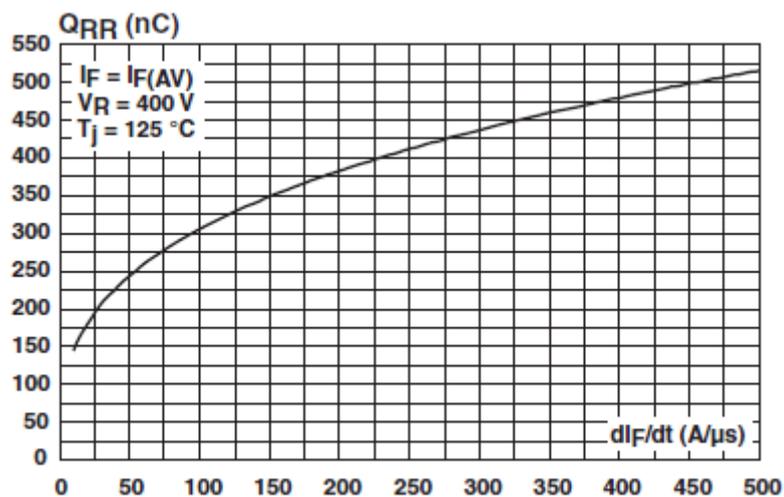
### 5.2.2. Selección del diodo

Tras un estudio de diferentes fabricantes y distintos modelos se ha optado por el diodo STTH30R06 del fabricante RS.

En su datasheet aparecen los siguientes datos que nos serán útiles para los cálculos expuestos anteriormente:

$$V_{RRM} = 600V; \quad I_F = 30A; \quad T_{stg,max} = 175^\circ; \quad R_{th,j-c} = 1.1^\circ C/W;$$

$$V_\gamma = 1.2V; \quad R_{on} = 0.04\Omega; \quad Q_{RR} \left( \frac{di}{dt} = \frac{500A}{\mu s} \right) = 1350nC.$$



Gráfica 21. Fuente: datasheet del STTH30R06 del fabricante RS

Con estos datos podemos obtener las pérdidas de potencia:

$$P_{conducción} = 28.8W; \quad P_{conmutación} = 21.6W; \quad P_{total} = 47.4W;$$

Tal y como pasaba en el MOSFET, parte de la potencia de conmutación será absorbida por la red de ayuda a la conmutación por lo que  $P_{total}$  no se corresponde con la potencia que tendrá que disipar el diodo.

## 6. REDES DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN

En condiciones reales, la conmutación sin redes de ayuda se denomina “conmutación dura”, que se caracteriza por someter a mucho estrés a los componentes semiconductores. Para que estos puedan operar en zona segura y tener un circuito mucho más fiable y robusto se suelen emplear redes que modifican el comportamiento del circuito limitando las sobretensiones y sobrecorrientes y disipando parte de energía que de otra forma podría destruir la unión de los semiconductores.

En este capítulo diseñamos la red de ayuda a la conmutación de nuestro conversor DC-DC.

### 6.1. DISEÑO DE RED CLAMP CON RED R-C-D

Empezamos analizando bajo el estrés que sufre el MOSFET durante la conmutación. Todas las ecuaciones y teoría relacionada con la conmutación de semiconductores pueden localizarse en el libro “COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA” de la UPV.

En el turn-on tenemos un zero voltaje switching (ZVS) en el caso de que se cumpla:

$$L_K \geq \frac{V_i \cdot t_{ri}}{I_0} \quad (6.1)$$

Aplicado a nuestro caso:

$$\frac{V_i \cdot t_{ri}}{I_0} = \frac{400 \cdot 40 \cdot 10^{-9}}{20} = 800nH = L_k \quad (6.2)$$

Resultado esperado ya que nuestro di/dt lo determinaba la inductancia parásita.

Al tener un ZVS en el turn-on provocará una sobretensión en el turn-off del transistor.

Esta sobretensión valdrá:

$$V_{sobretensión} = L \cdot \frac{di}{dt} = (800 \cdot 10^{-9}) \cdot (500 \cdot 10^{-6}) = 400V \quad (6.3)$$

Sumado al voltaje  $V_i$  nos queda:

$$V_{transistor} = V_i + V_{sobretensión} = 400 + 400 = 800V \quad (6.4)$$

Esta sobretensión no es soportable por el transistor que recordamos que soportaba hasta 600V. Estamos pues obligados a usar alguna red de ayuda a la conmutación que nos limite la sobretensión del transitorio del turn-off.

Se optará por utilizar una red de Clamp con red R-C-D. Consta de un condensador en paralelo con el transistor, más un diodo y una resistencia.

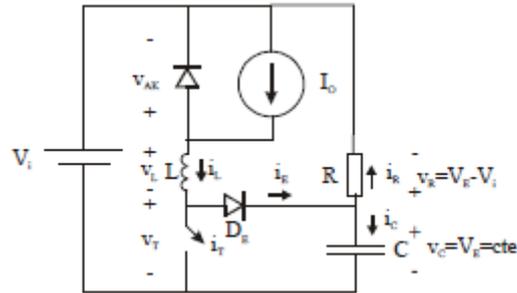


Figura 21: Red Clamp. Fuente: COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

La idea de esta red es tener un condensador lo suficientemente grande de manera que se cumpla la siguiente ecuación:

$$i_R = \frac{v_c - V_i}{R} \approx \frac{V_E - V_i}{R} \approx cte \geq 0 \rightarrow \begin{cases} V_E > V_i \\ v_c \approx V_E = cte \end{cases} \quad (6.5)$$

En nuestro caso vamos a fijar la tensión a  $V_E = 450V$ .

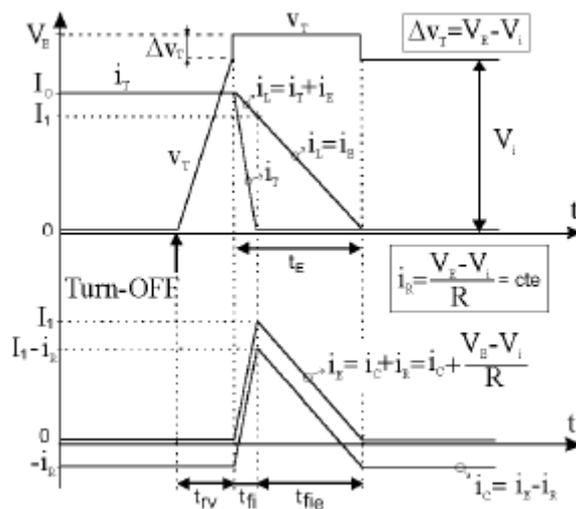


Figura 22. Conmutación a corte y corriente por el Clamp. Fuente: COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

De esta forma la potencia absorbida por el Clamp y más concretamente por la resistencia vale:

$$P_R = \frac{(V_E - V_i)^2}{R} = \frac{\Delta v_T^2}{R} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_0^2 \cdot f_s = 0.5 \cdot 800 \cdot 10^{-9} \cdot 20^2 \cdot 40000 = 6.4W \quad (6.6)$$

Con esto, el valor de  $R_{min}$  capaz de disipar tal potencia vale:

$$R(\Delta v_T) = \frac{(\Delta v_t)^2}{P_R} = \frac{50^2}{6.4} = 390.625 \Omega \quad (6.7)$$

Eligiendo un valor comercialmente posible con un pequeño margen de seguridad:

$$R_{clamp} = 400V \quad (6.8)$$

Para la elección del condensador hay que tener en cuenta que este no debe descargarse durante el turn-on. Por ello:

$$R \cdot C \gg T_S$$

Considerando que un valor 10 veces mayor es suficiente:

$$C = 10 \cdot \frac{1}{f_s \cdot R} = 10 \cdot \frac{1}{40000 \cdot 400} = 625nF \quad (6.9)$$

Por lo que escogemos  $C_{clamp} = 650nF$ .

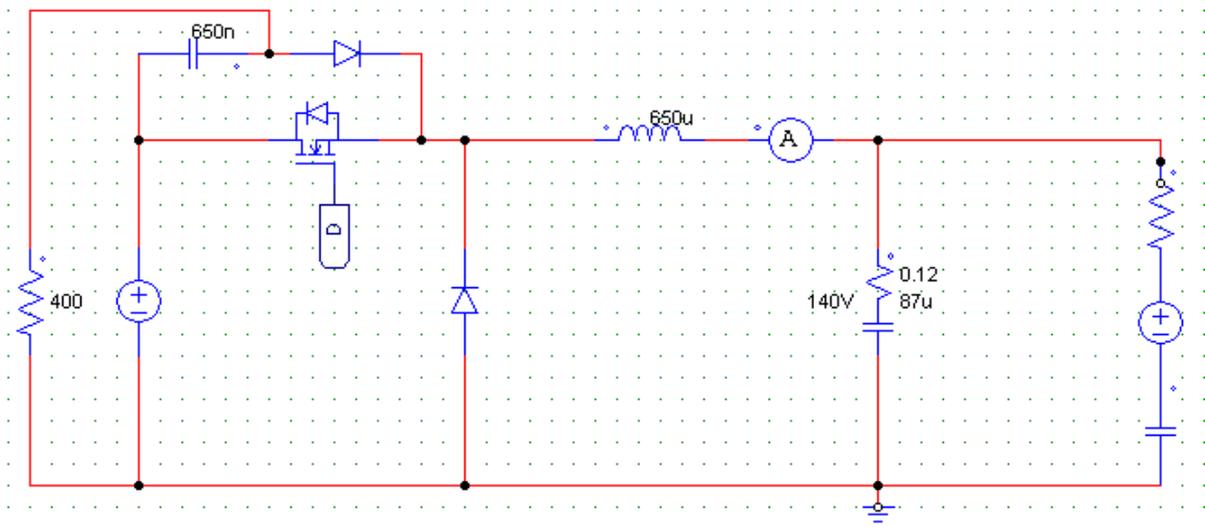
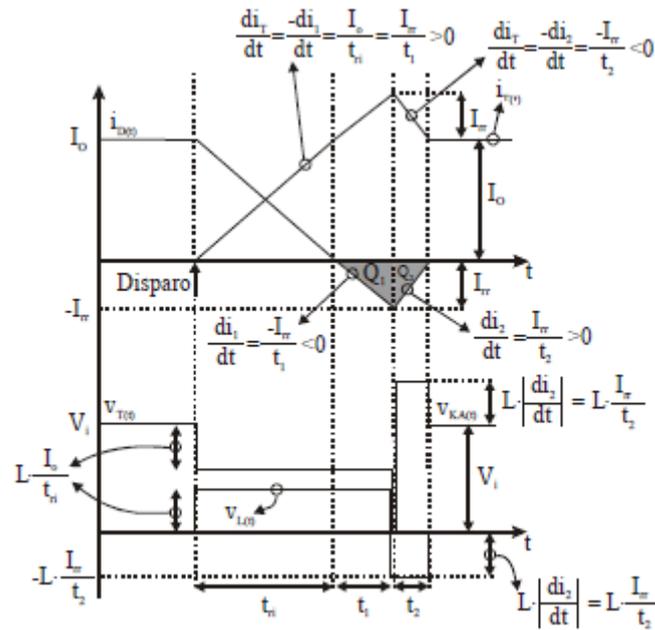


Figura 23. Convertidor BUCK con red Clamp en MOSFET.

El diodo también sufre una sobretensión pero en su caso aparece en switch-on del circuito.

El valor de dicha sobretensión vale:

$$v_{KA(t)} = L \cdot \left| \frac{di_2}{dt} \right| \quad (6.10)$$



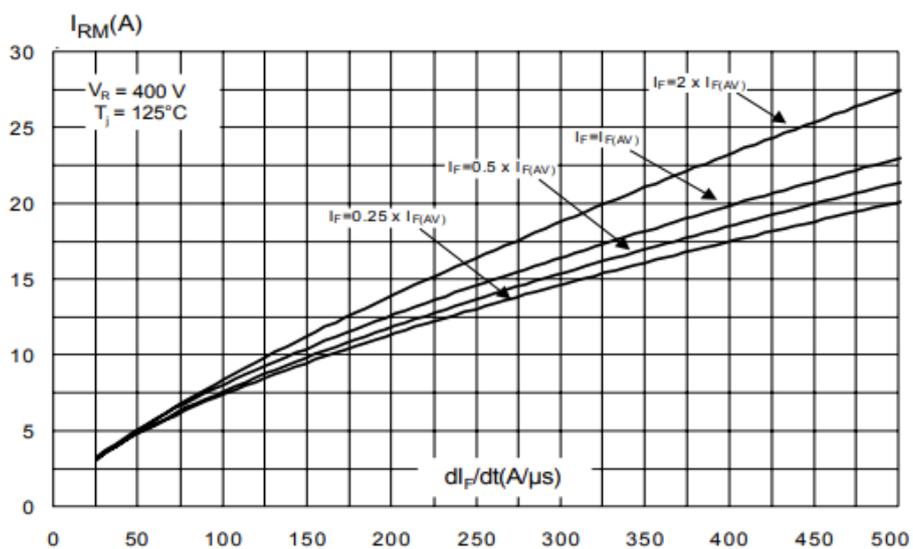
Gráfica 22. Switch-on de un BUCK. Fuente: COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

El valor de  $di_2/dt$  será:

$$\frac{di_2}{dt} = \text{MIN} \left( \frac{I_{rr}}{t_2}, \frac{dI_F}{dt} \right) \quad (6.11)$$

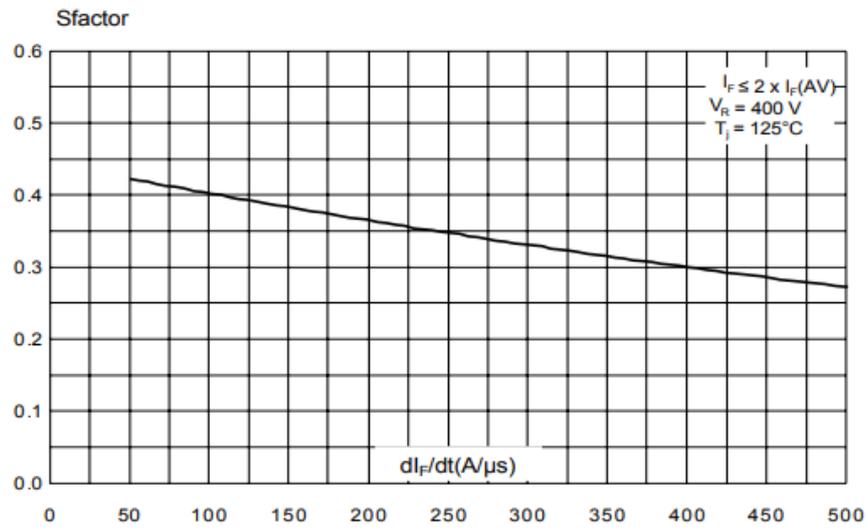
En el datasheet del diodo encontramos los siguientes datos de interés:

**Figure 4: Peak reverse recovery current versus  $dI_F/dt$  (typical values)**



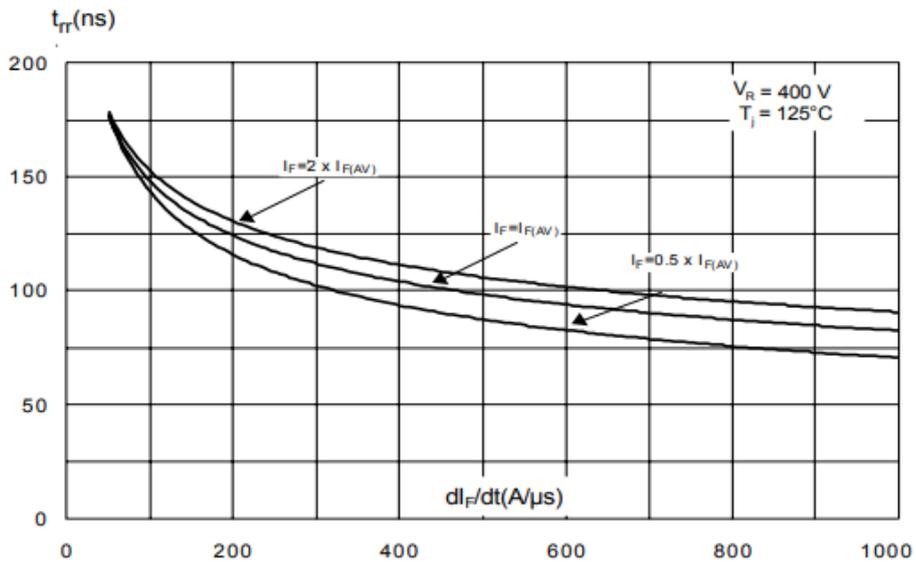
Gráfica 23.  $I_{RR}$  frente a  $di/dt$ . Fuente: datasheet STTH30R06 del fabricante RS

**Figure 7: Softness factor versus  $di_F/dt$  (typical values)**



Gráfica 24. Softness factor vs  $di/dt$ . Fuente: datasheet STTH30R06 del fabricante RS

**Figure 5: Reverse recovery time versus  $di_F/dt$  (typical values)**



Gráfica 25.  $T_{rr}$  frente  $di_F/dt$ . Fuente: datasheet STTH30R06 del fabricante RS

Para  $di_F/dt = 500 \mu s$ :

$$I_{rr} = 22.5A; \quad S = 0.27; \quad t_{rr} = 100ns;$$

Con estos datos podemos calcular el comportamiento del diodo en el switch-on de BUCK:

$$S = \frac{t_5}{t_4} = \frac{t_5}{t_{rr} - t_5} \rightarrow t_5 = 21.26ns \quad (6.11)$$

$$\frac{I_{rr}}{t_5} = \frac{22.5}{21.260} = 1.058A/ns \quad (6.12)$$

Por otra parte:

$$\frac{\Delta i}{di/dt_F} = \frac{I_{rr}}{di/dt_F} = \frac{22.5}{500} = 45A/ns \quad (6.13)$$

Por lo que finalmente

$$\frac{di_2}{dt} = MIN\left(\frac{I_{rr}}{t_2}, \frac{dI_F}{dt}\right) = \frac{I_{rr}}{t_2} = 1.058ns \quad (6.14)$$

$$v_{KA(t)} = L \cdot \left|\frac{di_2}{dt}\right| = 800 \cdot 10^{-9} \cdot 1.058 \cdot 10^9 = 846.4V \quad (6.15)$$

Esta sobretensión es mayor que la que puede soportar el diodo.

$$V_{RRM} = 600V < V_i + v_{KA(t)} = 400 + 846.4 = 1246.4V \quad (6.16)$$

Por lo tanto, será necesario una red de ayuda a la conmutación que limite la sobretensión. Es posible utilizar el mismo sistema que con el MOSFET por lo que podemos instalar una red de Clamp con red R-C-D.

Podemos establecer los mismos valores de componentes por lo que el resultado del Clamp para ayuda del turn-on del diodo queda:

Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

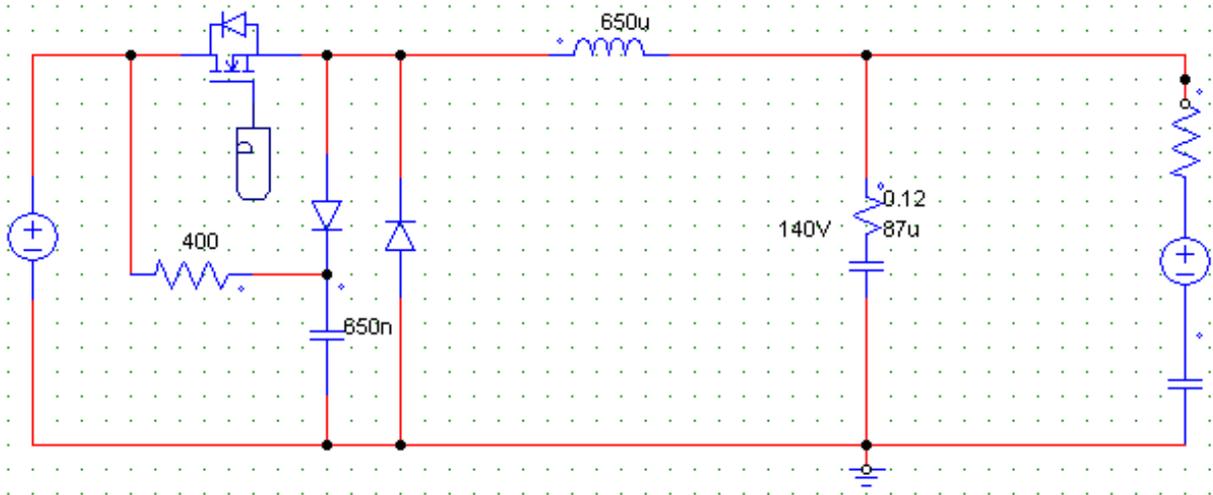


Figura 24. . Convertidor BUCK con red Clamp en diodo

El diseño final de nuestro convertidor BUCK con la red de ayuda a la conmutación queda:

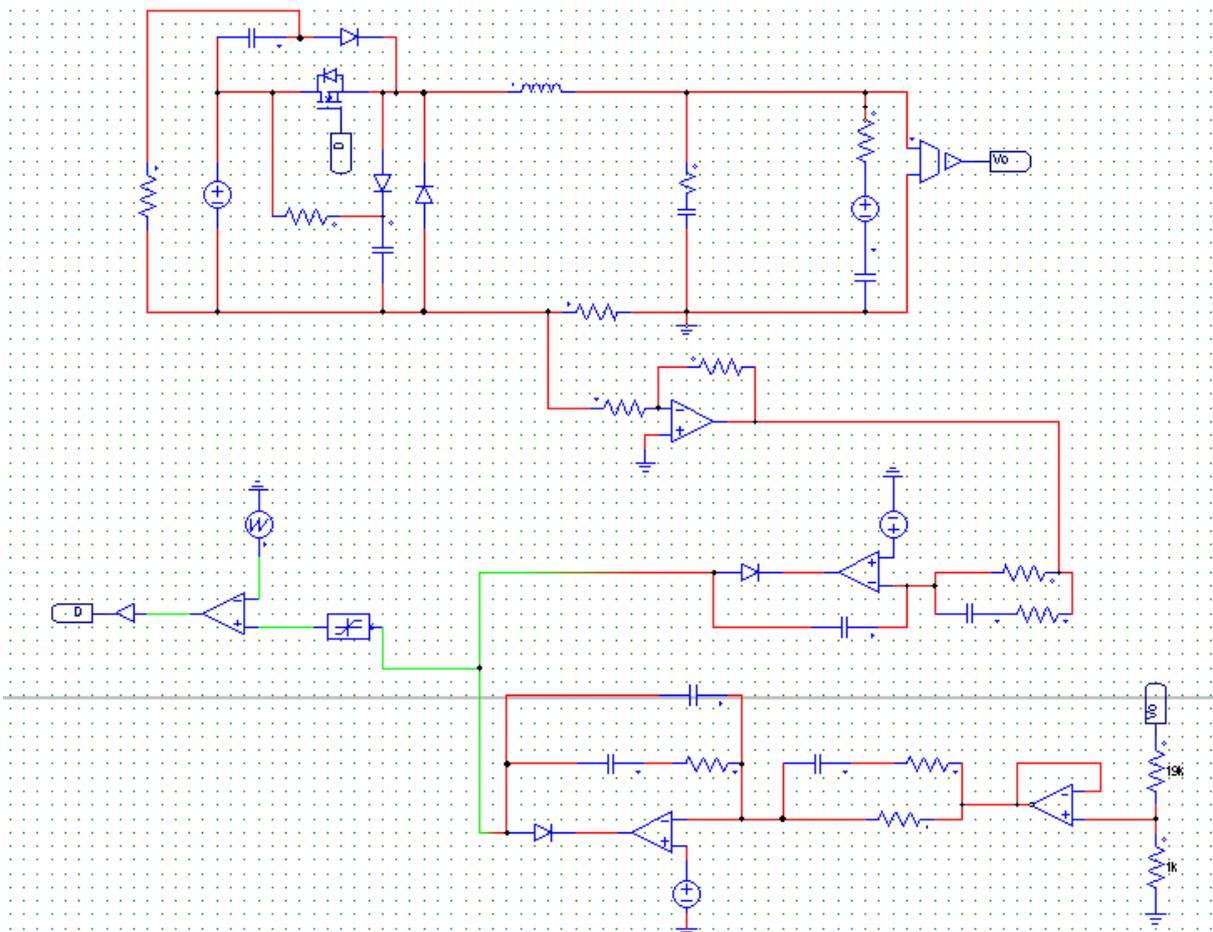


Figura 25. Diseño final del Convertidor DC-DC BUCK.

## 7. Estudio comparativo de pérdidas y rendimientos

En este capítulo analizaremos los datasheets de varios diodos y MOSFETS para calcular sus pérdidas de potencia y justificar la elección tomada en el capítulo 5. Además de ello, calcularemos el rendimiento de nuestro BUCK para varios puntos de operación.

### 7.1. ESTUDIO COMPARATIVO DE DIODOS

En la siguiente tabla se muestran los principales datos para calcular las pérdidas de potencia de algunos de los diodos sobre los que se ha realizado el estudio. Además se han calcula las pérdidas de potencia en conducción, conmutación y totales y se ha calculado la resistencia mínima que debería tener el disipador en cada caso (a falta de red Clamp) para que el diodo no llegue a la temperatura de fusión de la unión.

NOMBRE	STTH3006DPI	STTH30ACS06W	STTH30R06	STTH30RQ06	STTH6006W	STTH60L06W	STTH60RQ06
FABRICANTE	ST	ST	ST	ST	ST	ST	ST
V <sub>γ</sub>	1,7	1,42	1,07	1,05	1,07	0,93	1,05
R <sub>on</sub>	0,023	0,016	0,011	0,026	0,006	0,0045	0,013
P <sub>conduccion</sub>	43,2	34,8	25,8	31,4	23,8	20,4	26,2
Q <sub>rr</sub>	217,5	850	1350	530	1150	1750	700
P <sub>conmutación</sub>	3,48	13,6	21,6	8,48	18,4	28	11,2
P <sub>total</sub>	46,68	48,4	47,4	39,88	42,2	48,4	37,4
R <sub>thj-c</sub>	1,3	1,2	1,1	0,7	0,75	0,75	0,38
R <sub>thc-s</sub>	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
T <sub>j-c</sub>	110,02	107,76	101,62	75,892	80,09	85,98	61,692
T <sub>j</sub>	150	175	175	175	175	175	175
R <sub>radiador</sub>	0,85	1,389	1,54	2,48	2,24	1,83	3,02

Tabla 2. Comparativa de diodos de potencia.

El modelo finalmente seleccionado ha sido el STTH30R06 del fabricante st, que aunque no posee las menores pérdidas es el que mayor tiempo de vida y mejor relación calidad/precio nos ofrece, debido a que algunos de los diodos de la tabla están sobredimensionados para nuestra aplicación.

Además la carcasa DOP31 que posee está muy estandarizada y nos permite una fácil integración del DIODO en nuestro circuito.

### 7.2. ESTUDIO COMPARATIVO DE MOSFETS

En la siguiente tabla se muestran los principales datos para calcular las pérdidas de potencia de algunos de los MOSFETS de entre algunos de los estudiados. Además se han calcula las pérdidas en conducción, conmutación y totales y se ha calculado la resistencia mínima que debería tener el disipador en cada caso una vez aplicada la red de ayuda a la conmutación.

Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

NOMBRE	STB28N60DM2	STP28N60DM2	STW28N60DM2	STW38N65M5-4	FCP104N60
FABRICANTE	st	st	st	st	RS
Rds-on	0,16	0,16	0,16	0,095	0,096
Pconducción	64	64	64	38	38,4
tri (ns)	40	40	40	40	40
tfv (ns)	9,3	9,3	9,3	8	3,3
tfi (ns)	40	40	40	40	40
trv (ns)	7,3	7,3	7,3	8	18
tswon (ns)	49,3	49,3	49,3	48	43,3
tswoff(ns)	47,3	47,3	47,3	48	58
t (ns)	96,6	96,6	96,6	96	101,3
Pconmutación	30,912	30,912	30,912	30,72	32,416
Pclamp	6,4	6,4	6,4	6,4	6,4
Pmosfet	88,512	88,512	88,512	62,32	64,416
P_d_mosfet	82,112	82,112	82,112	55,92	58,016
Rthjc	0,74	0,74	0,74	0,66	0,35
Rthc-s	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Tj-c	117,18528	117,18528	117,18528	88,0912	71,9088
Tjmax	155	155	155	150	150
Rdisipador	0,46	0,46	0,46	1,10	1,34

Tabla 3. Comparativa de MOSFETS de potencia.

El diodo óptimo para nuestra aplicación es el FCP104N60 del fabricante RS. Aunque el modelo STW38N65M5-4 de st muestra menores pérdidas de potencia, su resistencia térmica es mayor lo que se traduce en un mejor disipador. Esto puede suponer que sea necesaria una convección mayor para enfriar el transistor lo que también se traduce en pérdidas de rendimiento, ya que conlleva mayor potencia consumida por el ventilador.

Así pues, la solución finalmente adoptada es:

- Diodo STTH30R06 del fabricante st.
- MOSFET el FCP104N60 del fabricante RS.

### 7.3. ESTUDIO DEL RENDIMIENTO DEL BUCK

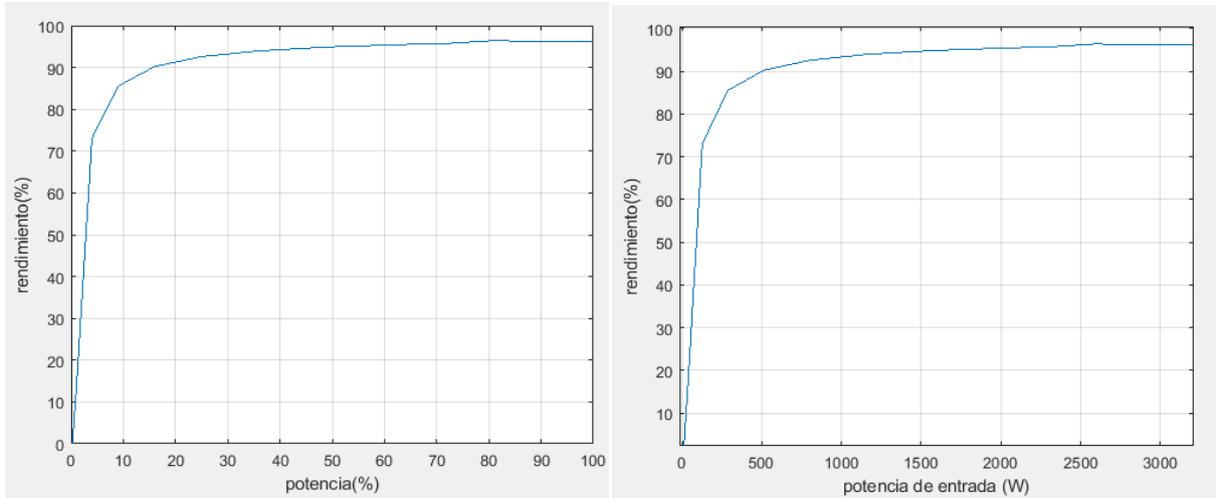
En un conversor DC-DC al igual que en cualquier circuito de potencia es de interés conocer el rendimiento para varios puntos de funcionamiento.

Aplicado a nuestro caso, podemos definir el rendimiento como:

$$\eta = \frac{P_{carga}}{P_{entrada}} = \frac{P_{entrada} - P_{pérdidas}}{P_{entrada}}$$

## Cálculo y Simulación de la Etapa de Potencia de un Convertidor de Continua a Continua Reductor (DC-DC BUCK) de 3,2 kW para la Carga de Baterías Estacionarias.

Tras realizar los cálculos tenemos el siguiente resultado:



Gráfica 26. Curva de rendimientos del BUCK.

Consiguiendo un rendimiento máximo de 96,66% en el punto de máxima potencia.

## 8. DISIPADORES DE CALOR

En nuestro diseño de convertidor así como en la mayoría de circuitos de electrónica de potencia, es necesario colocar radiadores de calor. Su función es disipar el calor suficiente para que el equilibrio térmico en los semiconductores quede por debajo de la fusión térmica de la unión.

Una vez conocidas las potencias absorbidas por los semiconductores es sencillo averiguar el disipador de calor necesario para un correcto funcionamiento.

### 8.1. DISIPADOR DEL MOSFET

Tal y como ha sido calculado anteriormente:

$$P_{conducción} = 38.4W; \quad P_{SW} = 32.616; \quad P_{MOSFET} = 64.416W;$$

$$P_{R-CLAMP} = 6.4W;$$

De modo que la potencia final a disipar resulta:

$$P_{M-disipar} = P_{MOSFET} - P_{R-CLAMP} = 58.016W \quad (7.1)$$

Con la ecuación 5.8 podemos averiguar la resistencia térmica máxima que ha de tener el radiador para evitar la fusión de la unión del MOSFET:

$$T_{j-c} = T_{amb} + P_{M-disipar} \cdot (R_{th,j-c} + R_{th,c-s} + R_{th,s-a}) \quad (7.2)$$

$$R_{th,s-a} = \frac{T_{j-c} - T_{amb}}{P_{M-disipar}} - R_{th,j-c} - R_{th,c-s} \quad (7.3)$$

Para los valores del datasheet y condiciones anteriormente mencionados resulta:

$$R_{th,s-a} = 1.34^{\circ}C/W$$

### 8.2. DISIPADOR DEL DIODO

Con los cálculos previamente realizados tenemos:

$$P_{conducción} = 28.8W; \quad P_{conmutación} = 21.6W; \quad P_{diodo} = 47.4W;$$

$$P_{R-CLAMP} = 6.4W;$$

De forma que la potencia final a disipar en el diodo resulta:

$$P_{D-disipar} = P_{diodo} - P_{R-CLAMP} = 41W \quad (7.4)$$

Con la ecuación 5.8 podemos averiguar la resistencia térmica máxima que ha de tener el radiador para evitar la fusión de la unión del diodo:

$$T_{j-c} = T_{amb} + P_{D-disipar} \cdot (R_{th,j-c} + R_{th,c-s} + R_{th,s-a}) \quad (7.5)$$

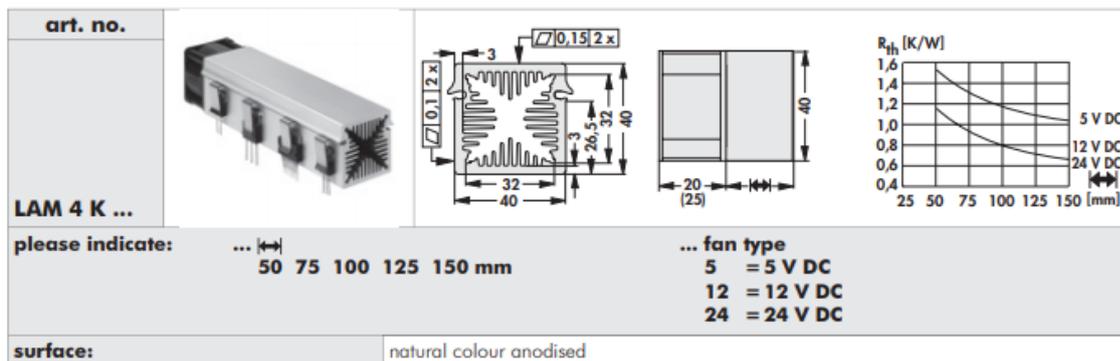
$$R_{th,s-a} = \frac{T_{j-c} - T_{amb}}{P_{D-disipar}} - R_{th,j-c} - R_{th,c-s} \quad (7.6)$$

Para los valores del datasheet y condiciones previamente mencionados resulta:

$$R_{th,s-a} = 2^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

### 8.3. SELECCIÓN DEL DISIPADOR

El disipador finalmente escogido tras estudiar las opciones de varios fabricantes es el radiador D11 de Fischer Elektronik.



#### Technical data of the fans

	... 5	... 12	... 24
<b>type</b>	ebmpapst 405	ebmpapst 412 JHH	ebmpapst 414 JHH
<b>dimensions</b>	40 x 40 x 20 mm	40 x 40 x 25 mm	40 x 40 x 25 mm
<b>tension</b>	5 V DC	12 V DC	24 V DC
<b>power inout</b>	0.9 W	3.3 W	3.6 W
<b>max. air volume</b>	10 m <sup>3</sup> /h	24 m <sup>3</sup> /h	24 m <sup>3</sup> /h
<b>temperature range</b>	-20 °C ... +70 °C	-20 °C ... +60 °C	-20 °C ... +60 °C
<b>speed</b>	6,000 min <sup>-1</sup>	13,000 min <sup>-1</sup>	13,000 min <sup>-1</sup>
<b>noise level</b>	18 dB(A)	46 dB(A)	46 dB(A)
<b>weight</b>	27 g	50 g	50 g
<b>failure rate (L<sub>10</sub>)</b>	L <sub>10</sub> > 50,000 h (40 °C) L <sub>10</sub> > 20,000 h (tmax)	L <sub>10</sub> > 57,500 h (40 °C) L <sub>10</sub> > 35.000 h (tmax)	L <sub>10</sub> > 57,500 h (40 °C) L <sub>10</sub> > 35.000 h (tmax)

Tabla 4. Características principales de radiador D11 de Fischer Elektronik. Fuente: datasheet del fabricante.

Con 12.5cm de longitud y el modelo de 24V conseguiríamos una resistencia térmica de 0.8 K/W.

$$R_{th,s-a} = 0.7^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Esto supondría las siguientes temperaturas en los semiconductores:

- MOSFET: Usando la ecuación 7.2 resulta:

$$T_{MOSFET} = 112.52^{\circ}\text{C} < T_{j-max} = 150^{\circ}\text{C} \quad (7.7)$$

- Diodo: Aplicando la ecuación 7.5 resulta:

$$T_{DIODO} = 122^{\circ}\text{C} < T_{j-max} = 175^{\circ}\text{C} \quad (7.8)$$

Las temperaturas anteriores están por debajo del límite de fusión del núcleo de los semiconductores con un amplio margen de seguridad. Por ello, se ha conseguido el equilibrio térmico en una zona segura.

## **9. CONCLUSIONES**

Según los objetivos generales y específicos descritos al inicio de esta memoria, se ha logrado el diseño de convertidor DC-DC Buck capaz de cargar baterías estacionarias según la norma DIN 41773 con un rendimiento pico del 96.66%.

Asimismo, se ha garantizado la fiabilidad del control modo tensión y el control modo corriente media mediante cálculos y simulaciones.

Por último, se ha conseguido diseñar una red CLAMP RCD de ayuda a la conmutación y el cálculo y selección de disipadores de calor de forma que el circuito opera dentro de la zona segura.

Como resultado de todo lo anterior, se obtiene un convertidor DC-DC Buck con un buen rendimiento en un amplio rango de operación dotado de los medios capaces de garantizar un funcionamiento seguro y robusto durante su largo tiempo de vida.

Los resultados de las conclusiones anteriores quedan respaldados mediante su simulación en las herramientas PSIM y Matlab.