

E.T.S. de Ingeniería Industrial,  
Informática y de Telecomunicación

# Diseño, dimensionado y simulación de un convertidor DC/DC elevador para pilas de combustible



Grado en Ingeniería  
en Tecnologías Industriales

Trabajo Fin de Grado

Autor: Tomás Esparza Sola

Director: Dr. Pablo Sanchis Gurrpide

Subdirector: Dr. Ernesto L. Barrios Rípodas

Pamplona, 30 de junio de 2015









*En especial, a mi familia.*

*A mis amigos.*

*A mis compañeros de carrera.*

*A mi tutor, Dr. Pablo Sanchis Gurrpide y a mi cotutor Dr. Ernesto L. Barrios Rípodas.*

*A todos los profesores que cuando al ir a su despacho diciendo que tenía una duda “rápida”, han dejado de hacer su trabajo y han accedido a resolvérmela, aunque en realidad, no tuviera nada de rápida.*

*A todas las personas que han hecho de éste, un trabajo más llevadero.*



# Resumen

*Este Trabajo de Fin de Grado se centra en el diseño, dimensionado y simulación de un elevador DC/DC, para conectar entre dos pilas de combustible y un inversor fotovoltaico. Los principales temas tratados son:*

- *Características y comportamiento de las pilas de combustible y planteamiento de alternativas para resolver el problema de su baja tensión de salida.*
- *Análisis del funcionamiento del elevador, de sus formas de onda y de las corrientes que circulan por cada tramo del elevador.*
- *Elección y dimensionado del tipo de control a emplear, así como el diseño del circuito de control y la compra de sus componentes.*
- *Dimensionado de los componentes de potencia del elevador, estudio de mercado y compra. Cálculo de pérdidas en cada componente.*
- *Dimensionado de elementos pasivos, estudio de mercado y compra. Cálculo de pérdidas.*
- *Dimensionado del equipo de refrigeración, estudio de mercado y compra.*
- *Primeras pinceladas en la construcción del prototipo.*

*Palabras clave: convertidor DC/DC elevador, cálculo de pérdidas, dimensionado, condensadores, semiconductores.*

# Abstract

*This BSc Thesis focuses on the design, sizing and simulation of a DC/DC boost converter. The goal is to connect the output of two fuel cells to the input of a photovoltaic inverter. The main issues addressed in this document are:*

- *Features and behavior of fuel cells and proposing alternatives to solve the problem of low output voltage.*
- *Study of the boost behavior, its waveforms and currents in each part of the boost.*
- *Selection and sizing of the control type, as well as design the circuit control. Buying components.*
- *Power components sizing, market research and purchase. Losses calculation in each component.*
- *Sizing of passive elements, market research and purchase. Losses calculation in each component.*
- *Sizing of refrigeration equipment, market research and purchase.*
- *First steps in the prototype construction.*

*Keywords: boost DC/DC converter, power loss calculation, sizing, capacitors, semiconductors.*

# ÍNDICE

ÍNDICE DE FIGURAS.....	VI
ÍNDICE DE GRÁFICAS.....	VIII
ÍNDICE DE TABLAS.....	IX
1. INTRODUCCIÓN.....	1
2. PILAS DE COMBUSTIBLE .....	2
2.1 CARACTERÍSTICAS .....	2
2.2 MODELO Y CONEXIONADO DE LAS PILAS .....	4
3. ANÁLISIS DEL ELEVADOR EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO .....	5
3.1 INTRODUCCIÓN .....	5
3.2 FORMAS DE ONDA DEL ELEVADOR .....	7
3.3 VALORES EFICACES Y VALORES MEDIOS DE CORRIENTE MÁXIMA EN LAS DISTINTAS PARTES DEL ELEVADOR .....	8
4. CONTROL DEL ELEVADOR.....	10
4.1 INTRODUCCIÓN .....	10
4.2 CONTROL DEL ELEVADOR ESTUDIADO.....	12
4.2.1 LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE .....	12
4.2.1.1 TIPO DE CONTROLADOR DE LAZO DE CORRIENTE... 13	
4.2.1.2 DISEÑO DEL LAZO DE CORRIENTE DEL ELEVADOR. 14	
4.2.1.2.1 Margen de Fase .....	16
4.2.1.2.2 Frecuencia de corte .....	16
4.2.1.2.3 Filtro de corriente.....	16
4.2.1.2.4 Lazo de control de corriente sin compensación .....	17
4.2.1.2.4.1 Sintonización del controlador .....	18
4.2.1.2.4.2 Simulación y conclusiones.....	19
4.2.1.2.5 Lazo de control de corriente con compensación .....	22
4.2.1.2.5.1 Sintonización del controlador .....	23
4.2.1.2.5.2 Simulación y conclusiones.....	24
4.2.1.2.6 Elección del tipo de lazo a implementar .....	26
5. DIMENSIONADO DEL ELEVADOR.....	27
5.1 DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA .....	27
5.2 DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE ENTRADA .....	28
5.3 DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE SALIDA.....	29

5.4	CÁLCULO DE PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN Y CONDUCCIÓN: ELECCIÓN DE SEMICONDUCTORES.....	31
5.4.1	INTRODUCCIÓN Y METODOLOGÍA DE CÁLCULO.....	31
5.4.2	CÁLCULO DE CORRIENTE Y TENSIÓN MÁXIMAS EN CONMUTACIÓN Y CONDUCCIÓN .....	32
5.4.2.1	DIODO .....	32
5.4.2.2	IGBT .....	32
5.4.3	CÁLCULO GENÉRICO DE PÉRDIDAS PARA IGBT Y DIODO.....	33
5.4.3.1	DIODO .....	33
5.4.3.2	IGBT .....	35
5.4.4	ESTUDIO DE MERCADO .....	38
6.	DIMENSIONADO DEL EQUIPO DE REFRIGERACIÓN .....	39
6.1	CALCULO DE LA MÁXIMA RESISTENCIA TERMICA ADMISIBLE	39
6.2	ESTUDIO DE MERCADO Y SELECCIÓN DEL EQUIPO DE REFRIGERACIÓN .....	40
7.	DISEÑO Y SELECCIÓN DE ELEMENTOS PASIVOS.....	42
7.1	INTRODUCCIÓN .....	42
7.2	CONCEPTOS TEÓRICOS PUESTOS EN PRÁCTICA EN LA SELECCIÓN DE CONDENSADORES.....	42
7.3	CONDENSADOR DE SALIDA.....	44
7.3.1	PRIMER CONDENSADOR ANALIZADO. PROBLEMA DE SOBRECALENTAMIENTO.....	44
7.3.1.1	CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL PUNTO CALIENTE.....	45
7.3.1.2	ALTERNATIVAS .....	46
7.3.2	SEGUNDO CONDENSADOR ANALIZADO. PROBLEMA DE FALTA DE STOCK.....	47
7.3.2.1	CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL PUNTO CALIENTE.....	48
7.3.1.1	CÁLCULO DEL MÁXIMO VALOR EFICAZ DE RIZADO DE CORRIENTE.....	50
7.3.2.3	CÁLCULO DE VIDA ÚTIL.....	51
7.3.2.4	PROBLEMÁTICA Y ALTERNATIVAS .....	51
7.3.3	TERCER CONDENSADOR ANALIZADO. SELECCIÓN FINAL.....	51

7.3.3.1	CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL PUNTO CALIENTE.....	52
7.3.1.2	CÁLCULO DEL MÁXIMO VALOR EFICAZ DE RIZADO DE CORRIENTE.....	53
7.3.2.3	CÁLCULO DE VIDA ÚTIL.....	53
7.4	CONDENSADOR DE ENTRADA .....	54
7.4.1	RESISTENCIA TÉRMICA DEL CONDENSADOR.....	54
7.4.1.1	POTENCIA EVACUADA POR RADIACIÓN .....	55
7.4.1.2	POTENCIA EVACUADA POR CONVECCIÓN.....	56
7.4.1.3	CÁLCULO DE LA RESISTENCIA TÉRMICA DEL CONDENSADOR.....	57
7.4.2	CÁLCULO TÉRMICO .....	57
8.	DIMENSIONADO DEL CIRCUITO DE CONTROL .....	58
8.1	DRIVER.....	58
8.1.1	DIMENSIONADO DEL CIRCUITO DEL DRIVER .....	58
8.1.1.1	RESISTENCIA DE PUERTA .....	59
8.1.1.2	ALIMENTACIÓN DEL DRIVER .....	60
8.1.1.2.1	Condensador Bootstrap.....	62
8.1.1.2.2	Condensador de desacoplo.....	63
8.2	MODULACIÓN PWM.....	63
8.2.1	COMPARADOR.....	64
8.2.2	GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR .....	65
8.2.2.1	OSCILADOR TRIANGULAR.....	65
8.2.2.2	CIRCUITO RESTADOR.....	67
8.2.2.3	CIRCUITO COMPLETO .....	68
8.3	SENSADO DE TENSIÓN Y CORRIENTE.....	69
8.3.1	SENSOR DE CORRIENTE.....	69
8.3.1.1	CARACTERÍSTICAS .....	69
8.3.1.2	CÁLCULO DE LA RESISTENCIA DE SALIDA.....	69
8.3.1.3	FILTRO DE CORRIENTE Y BUFFER.....	71
8.3.2	SENSOR DE TENSIÓN .....	71
8.3.2.1	ESTUDIO DE MERCADO Y CARACTERÍSTICAS .....	71
8.3.2.2	FILTRO DE TENSIÓN .....	72
8.3.2.3	SENSOR DE TENSIÓN DE ENTRADA .....	73
8.3.2.3.1	Dimensionado del divisor resistivo.....	73

8.3.2.3.2	Filtro de tensión de entrada.....	73
8.3.2.4	SENSOR DE TENSIÓN DE SALIDA.....	74
8.3.2.4.1	Dimensionado del divisor resistivo.....	74
8.3.2.4.2	Filtro de tensión de salida .....	74
8.4	ALIMENTACIÓN DE LOS COMPONENTES DEL ELEVADOR .....	75
8.4.1	INTRODUCCIÓN .....	75
8.4.2	VENTILADOR DEL RADIADOR .....	75
8.4.3	DRIVER.....	76
8.4.4	MODULACIÓN PWM.....	76
8.4.4.1	COMPARADOR .....	76
8.4.4.2	CIRCUITO GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.....	76
8.4.4.2.1	Oscilador triangular.....	76
8.4.4.2.2	Buffer .....	77
8.4.4.2.3	Restador .....	77
8.4.5	SENSADO DE CORRIENTE.....	77
8.4.5.1	SENSOR DE CORRIENTE.....	77
8.4.5.2	BUFFER.....	77
8.4.6	SENSADO DE TENSIÓN .....	78
8.4.6.1	AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON AISLAMIENTO.....	78
8.4.6.2	AMPLIFICADOR OPERACIONAL OP37 .....	78
9.	OTROS SISTEMAS DE PROTECCIÓN DEL IGBT .....	79
9.1	DIODOS ZENER.....	79
9.2	RESISTENCIA ENTRE PUERTA Y EMISOR.....	80
10.	DISEÑO Y DIMENSIONADO DE EMBARRADOS .....	81
10.1	INTRODUCCIÓN .....	81
10.2	CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO Y DIMENSIONADO.....	81
10.2.1	EFFECTOS DE ALTA FRECUENCIA .....	81
10.2.1.1	EFFECTOS DE PROXIMIDAD .....	81
10.2.1.2	EFFECTO PELICULAR.....	82
10.2.2	INDUCTANCIAS PARÁSITAS .....	83
10.2.3	CÁLCULO TÉRMICO .....	83
10.3	CONDUCTOR COMÚN .....	85
10.4	CONDENSADOR DE SALIDA.....	87
10.5	BOBINA.....	88
11.	CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO .....	90

11.1 INTRODUCCIÓN .....	90
11.2 FIJACIÓN DEL MÓDULO AL RADIADOR .....	90
11.3 CONSTRUCCIÓN DE SOPORTES PARA LOS BUSBARS .....	90
11.4 FIJACIÓN DE LOS SOPORTES AL RADIADOR.....	91
11.5 CONSTRUCCIÓN DEL SOPORTE PARA LOS CONDENSADORES ...	93
12. CONCLUSIÓN Y LÍNEAS FUTURAS .....	94
12.1 CONCLUSIÓN .....	94
12.2 LÍNEAS FUTURAS .....	95
13. BIBLIOGRAFÍA .....	96
14. ANEXOS .....	97
ANEXO 1: DIMENSIONADO DE ELEMENTOS PASIVOS.....	97
ANEXO 2: DIMENSIONADO DEL CONTROL.....	98
ANEXO 3: PÉRDIDAS EN SEMICONDUCTORES.....	99
ANEXO 4: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL BSM 150 GB 60 DLC.....	101
ANEXO 5: ESTUDIO DE MERCADO Y COMPARATIVA DE MODULOS	109
ANEXO 6: LISTA DE MATERIALES.....	110

# INDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Circuito equivalente de una pila de combustible.....	4
Figura 2.1: Circuito equivalente de una pila de combustible con el valor de resistencia..	4
Figura 3.1: Circuito del elevador [2].....	5
Figura 3.2: Circuito del elevador junto con la pila de combustible.....	6
Figura 4.1: El lazo de control genérico. Modelo físico [2].....	11
Figura 4.2: Proceso de diseño de sistemas controlados [2].....	11
Figura 4.3: Esquema del control a implementar en el elevador.....	12
Figura 4.4: Esquema del lazo de corriente a implementar [2].....	12
Figura 4.5: Diagrama de bloques del lazo de corriente [2].....	13
Figura 4.6: Diagrama de bloques de la planta del sistema.....	13
Figura 4.7: Filtro de corriente de referencia.....	15
Figura 4.8: Diagrama de bloques del lazo de corriente sin compensación.....	17
Figura 4.9: Elevador y circuito de control de corriente sin compensación en PSIM....	19
Figura 4.10: Comportamiento del lazo sin compensación ante entrada escalón.....	19
Figura 4.11: Comportamiento del lazo sin compensación ante referencia triangular de 0,1 Hz.....	20
Figura 4.12: Comportamiento del lazo sin compensación ante referencia triangular de 2 Hz.....	20
Figura 4.13: Diagrama de bode para diferentes tensiones de salida.....	21
Figura 4.14: Diagrama de bloques del lazo de corriente con compensación.....	22
Figura 4.15: Elevador y circuito de control de corriente con compensación en PSIM..	24
Figura 4.16: Comportamiento del lazo con compensación ante entrada escalón.....	24
Figura 4.17: Comportamiento del lazo con compensación ante referencia triangular de 0,1 Hz.....	25
Figura 4.18: Comportamiento del lazo con compensación ante referencia triangular de 2 Hz.....	25
Figura 5.1: Corrientes a la entrada del elevador.....	28
Figura 5.2: Energía que almacena el condensador de entrada.....	28
Figura 5.3: Corrientes a la salida del elevador.....	29
Figura 5.4: Energía que almacena el condensador de salida.....	30

Figura 7.1: Circuito equivalente de un condensador [4].....	42
Figura 7.2: Temperaturas del condensador [5]... ..	44
Figura 7.3: Disipación térmica del condensador [6].....	54
Figura 7.4: Circuito equivalente de calor radiante [7].....	55
Figura 7.5: Objeto pequeño dentro de una cavidad grande [7].....	56
Figura 8.1: Encendido parásito debido a la Capacidad de Miller [8].....	59
Figura 8.2: Resistencia de puerta [8].....	59
Figura 8.3: Alimentación negativa del driver [8].....	61
Figura 8.4: Condensadores en la alimentación del driver.....	61
Figura 8.5: Modo de conexión del comparador.....	64
Figura 8.6: Oscilador triangular.....	65
Figura 8.7: Oscilador triangular en LT Spice IV.....	66
Figura 8.8: Simulación oscilador triangular en LT Spice IV.....	66
Figura 8.9: Circuito restador.....	67
Figura 8.10: Circuito triangular generador completo.....	68
Figura 8.11: Simulación generador triangular en LT Spice IV.....	68
Figura 8.12: Circuito de sensado de corriente.....	71
Figura 8.13: Circuito de sensado de tensión.....	72
Figura 8.14: Circuito equivalente Thevenin.....	73
Figura 8.15: Circuito equivalente Thevenin.....	75
Figura 9.1: Otros sistemas de protección del IGBT.....	79
Figura 10.1: Disminución de la densidad de corriente en el interior de un conductor [12].....	82
Figura 11.1: Fijación de soportes y módulo al radiador.....	91
Figura 11.2: Soporte de unión entre el busbar y el cable de la bobina.....	92
Figura 11.3: Busbars encima de los soportes.....	92
Figura 11.4: Sensor en busbar 1.....	93
Figura 11.5: Sensor en busbar 2.....	93
Figura 11.6: Soporte del bus de condensadores de salida.....	93

# ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 2.1: Curva I-V de las pilas de combustible [1].....	3
Gráfica 2.2: Curva de potencia de las pilas de combustible [1].....	3
Gráfica 2.3: Rendimiento de las pilas de combustible [1].....	3
Gráfica 3.1: Formas de onda del elevador [2].....	7
Gráfica 5.1: Tensión en conducción del diodo.....	33
Gráfica 5.2: Energía perdida en la conmutación.....	34
Gráfica 5.3: Tensión de conducción del IGBT.....	35
Gráfica 5.4: Energía en función de $R_g$ .....	37
Gráfica 7.1: Comportamiento de los elementos pasivos de un condensador en función de $f$ .....	43
Gráfica 7.2: ESR en función de la temperatura y la frecuencia [5].....	43
Gráfica 8.1: Carga de puerta [10].....	62

# ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Características de las pilas [1].....	2
Tabla 7.1: Parámetros principales del modelo PEH200.....	43
Tabla 7.2: Coeficientes de cálculo de ESR [5].....	43
Tabla 7.3: Parámetros principales del modelo PEH169.....	44
Tabla 7.4: Parámetros principales del modelo CG101T35032C.....	45
Tabla 7.5: Parámetros principales del modelo B41858.....	47
Tabla 8.1: Resistencia de salida del sensor de corriente.....	70

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

Hasta hace unos pocos años, la forma de generación eléctrica tenía un carácter plenamente centralizado. La electricidad se generaba en unas pocas centrales de gran potencia.

Dichas centrales, eran mayoritariamente centrales convencionales de combustibles fósiles. Lo cual, generalmente se traduce en una dependencia energética exterior y en un grave impacto medioambiental. Además, esta forma de generación exige en todo momento, que las centrales produzcan toda la demanda de los consumidores.

Sin embargo, en los últimos años, la integración de energías renovables y cogeneración, están empezando a descentralizar el sistema de producción de energía eléctrica. Las energías renovables eliminan el problema de la dependencia energética exterior y del impacto medioambiental. Por contrapartida, la imprevisibilidad en la potencia generada a través de renovables, obliga a que para altos índices de penetración, sea necesario utilizar almacenamiento eléctrico.

La asignatura pendiente para una generación completamente descentralizada es, sin duda alguna, el almacenamiento. Por el momento, no se ha encontrado un modo de almacenamiento que iguale la densidad energética de los combustibles fósiles.

Debido a que la producción de hidrógeno se puede realizar a partir de una gran cantidad de recursos y entre ellos el agua, lo convierte en una tecnología prometedora de cara al almacenamiento energético. La idea es aprovechar la energía eléctrica excedente, para producir hidrógeno a través de un electrolizador.

La pila de combustible es un dispositivo electroquímico en el cual un flujo continuo de combustible y oxidante (generalmente basta con el oxígeno del aire), sufre una reacción química controlada, suministrando directamente corriente eléctrica a un circuito externo.

Entre los combustibles que se pueden utilizar, está el hidrógeno. De cara a la generación distribuida, este hecho permite utilizar el hidrógeno extraído en momentos de exceso de generación para producir electricidad en pilas de combustible, cubriendo la demanda cuando ésta sea superior a la generación.

Las pilas de combustible tienen rendimientos entre el 40 y el 60%, son silenciosas y prácticamente no son contaminantes. Sin embargo, emplean metales catalíticos costosos y escasos. Además, incluso para pilas potentes, su tensión de salida es continua y baja; y su rapidez de respuesta lenta.

En el caso de la microrred de la UPNA, se disponen de 4 pilas de combustible, a las cuales se necesita convertir su tensión de salida a alterna antes de conectarlas a la red. Para alcanzar la tensión de entrada del inversor, será necesaria una etapa previa de elevación de la tensión de salida de las pilas. Dicha etapa estará formada por dos elevadores de tensión DC/DC, cuyos elementos de potencia están dimensionados en este Trabajo de Fin de Grado. A cada elevador se conectarán 2 pilas de combustible en serie.

# CAPÍTULO 2

## PILAS DE COMBUSTIBLE

Como se ha explicado en la introducción, es necesario elevar la tensión de las pilas de combustible para poder conectarlas al inversor fotovoltaico. El motivo es que las pilas de combustible alcanzan su potencia máxima a una tensión muy baja. Esto es un problema, puesto que conseguir pasar de una tensión muy baja a 210 V en una sola etapa, requiere un ciclo de trabajo del elevador muy próximo a 1, lo que deriva en un rendimiento muy malo.

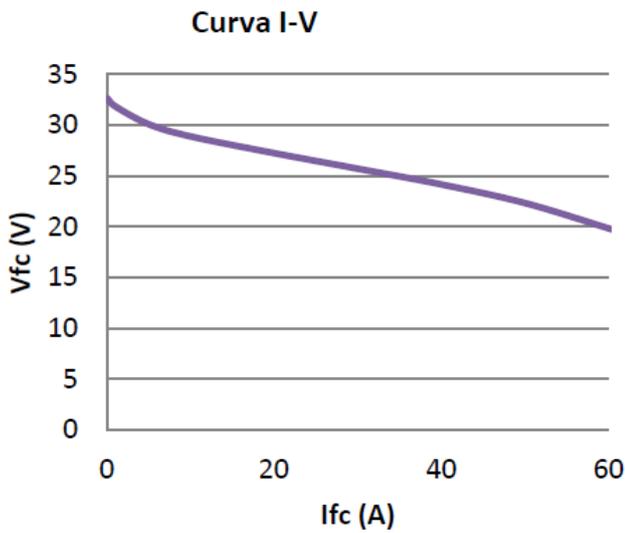
### 2.1 CARACTERÍSTICAS

Se mide la tensión  $V_{fc}$  para distintas tensiones de salida, ya que se pretende obtener la Curva I-V característica del sistema. Se mide además, la potencia de salida de la pila,  $P_{fc}$ , así como la potencia neta generada en las reacciones electroquímicas,  $P_{rev}$ . La eficiencia del sistema puede obtenerse con la relación entre la potencia entregada  $P_{fc}$  y el total de potencia generada  $P_{rev}$ . Los valores obtenidos para una temperatura de 55 °C se recogen en la siguiente tabla: [1]

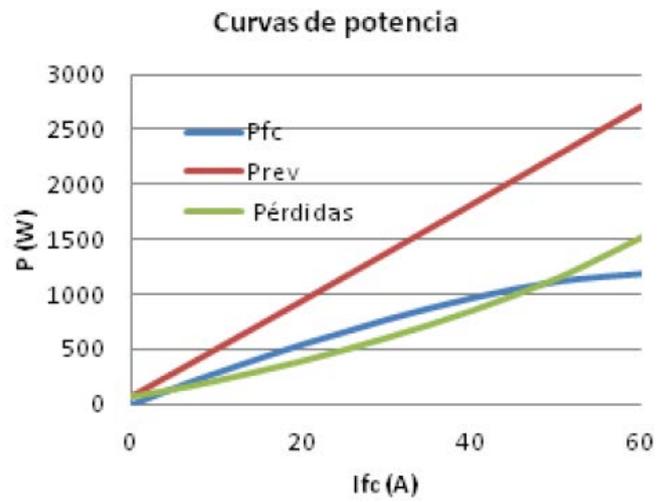
$I_{fc}$ (A)	$V_{fc}$ (A)	$P_{rev}$ (W)	$P_{fc}$ (W)	Pérdidas(W)	Rendimiento (%)
0	32.71	65.5	0	65.5	0
5	30.1075	281	150.525	130.475	53.57
10	28.9	497.5	289	208.5	58.09
20	27.25	933.225	544.9	388.325	58.39
30	25.715	1372.315	771.435	600.88	56.21
40	24.16	1815	966.4	848.6	53.25
50	22.325	2261.1	1116.625	1144.475	49.38
60	19.825	2710	1189.5	1520.5	43.89

Tabla 2.1: Características de las pilas [1]

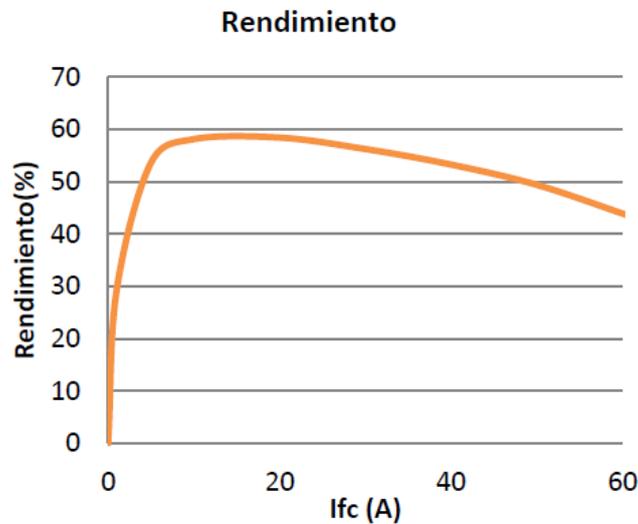
Con la tabla anterior se pueden extraer las siguientes gráficas de comportamiento de la pila de combustible:



**Gráfica 2.1:** Curva I-V pilas de combustible [1]



**Gráfica 2.2:** Curva de potencia pilas de combustible [1]



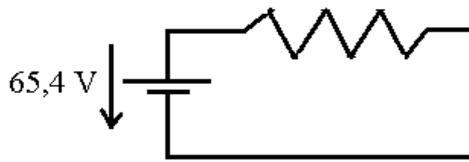
**Gráfica 2.3:** Rendimiento pilas de combustible [1]

## 2.2 MODELO Y CONEXIONADO DE LAS PILAS

La primera opción para solventar este problema, ha sido la realización de un elevador con dos etapas, lo cual complica significativamente el diseño del elevador.

La segunda y definitiva opción, ha sido realizar un elevador de una etapa y conectar dos pilas de combustible en serie, de tal forma que se tenga una tensión variable a la entrada del elevador de 40 a 65,4 voltios. De este modo, se puede conseguir la tensión deseada de 210 V con un rendimiento aceptable.

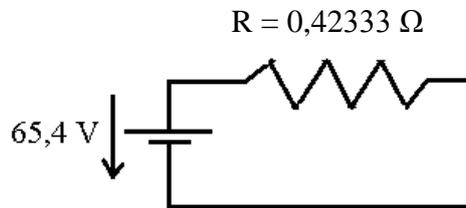
El comportamiento de las pilas, se ha asemejado a una fuente de tensión de 65,4 V junto con una resistencia en serie.



**Figura 2.1:** Circuito equivalente de una pila de combustible

La combinación de dos pilas da a la salida 65,4 voltios cuando se encuentran trabajando en vacío y, 40 cuando se encuentran a máxima potencia (corriente de salida 60 A).

Por lo que el valor de la resistencia en serie a la fuente de 65,4 V es  $R=0,42333 \Omega$ .



**Figura 2.2:** Circuito equivalente de una pila de combustible con el valor de resistencia

# CAPÍTULO 3

## ANÁLISIS DEL ELEVADOR EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO

### 3.1 INTRODUCCIÓN

El elevador está formado por un diodo y un IGBT, permite elevar la tensión de salida respecto a la tensión de entrada con relación al ciclo de conmutación del IGBT, o ciclo de trabajo (D).

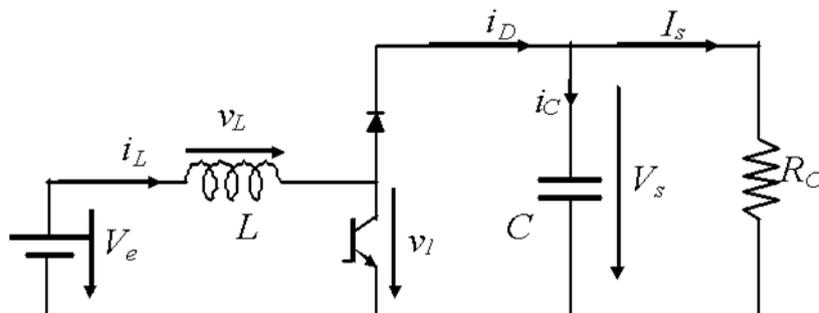


Figura 3.1: Circuito del elevador [2]

La ecuación que da la tensión de salida en función del ciclo de trabajo es [2]:

$$\langle v_L \rangle = 0 = \frac{V_e \cdot t_{on} - (V_s - V_e) \cdot t_{off}}{T} \Rightarrow V_s = \frac{1}{1-D} \cdot V_e$$

En el caso del elevador estudiado, la tensión de salida está fijada a 210 V y, la de entrada, será una tensión variable entre 40 y 65,4, de tal forma que las pilas de combustible entregan la máxima potencia a una tensión de salida de 40 V, lo que supone un ciclo de trabajo máximo de  $D = 0,81$ .

Teóricamente, puesto que el ciclo de trabajo varía entre 0 y 1, la ganancia podría ser infinita. Sin embargo, Debido a las no idealidades de los componentes, en particular por la resistencia serie de la bobina, se producen dos efectos [2]:

- La curva de ganancia comienza a decrecer con ciclos de trabajo próximos a la unidad.
- El rendimiento decrece significativamente con ciclos de trabajo próximos a la unidad.

Por ello, la ganancia se limita típicamente a valores inferiores a 10 ( $D < 0,9$ ). [2]

El Modo de Conducción Discontinuo, se va a evitar limitando la corriente mínima del elevador, de tal forma que la corriente mínima que circule por la bobina del elevador, será superior a la mitad del rizado pico-pico de corriente en la bobina.

Para reducir el rizado de corriente en la bobina, sólo se puede actuar modificando el valor de la inductancia “L” y el de la frecuencia de conmutación “F”. [2]

La frecuencia de conmutación está limitada por las pérdidas en la célula de conmutación.

Aunque los semiconductores se consideran ideales en el análisis conceptual, el rendimiento del convertidor se ve fuertemente afectado por las pérdidas de conducción y las de conmutación, especialmente del transistor.

La bobina, se dimensiona para limitar el rizado de corriente a un valor máximo admisible.

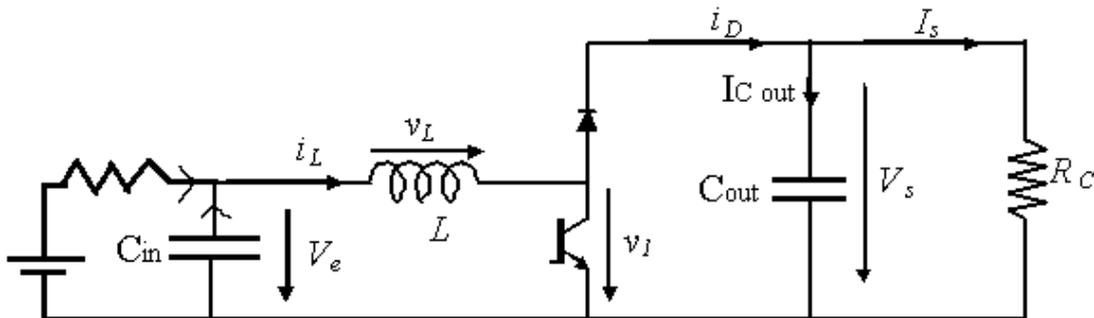
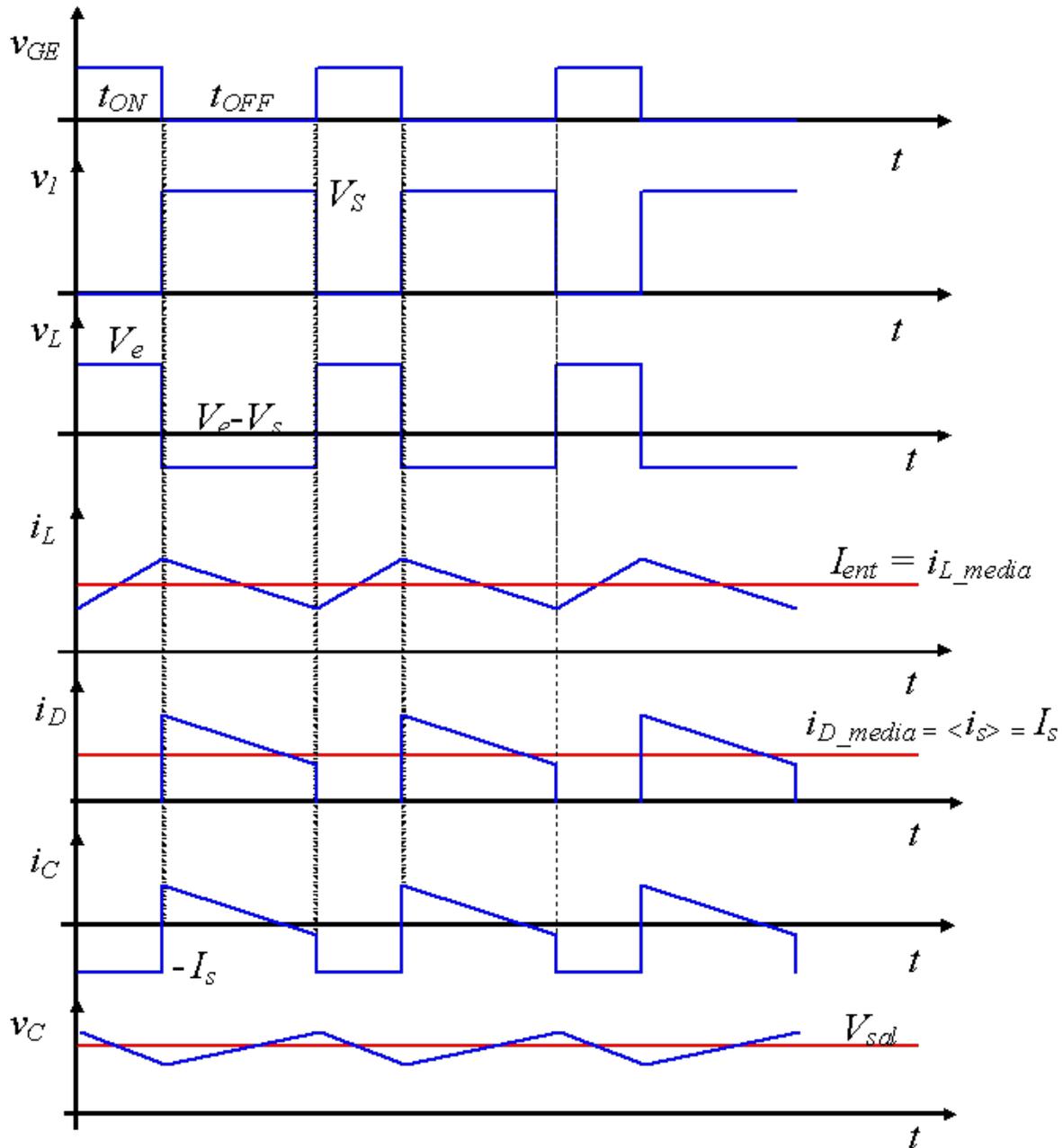


Figura 3.2: Circuito del elevador junto con la pila de combustible [2]

### 3.2 FORMAS DE ONDA DEL ELEVADOR

En la siguiente gráfica aparecen las formas de onda de las diferentes partes del elevador:  
[2]



Gráfica 3.1: Formas de onda del elevador [2]

### 3.3 VALORES EFICACES Y VALORES MEDIOS DE CORRIENTE MÁXIMA EN LAS DISTINTAS PARTES DEL ELEVADOR

Para un ciclo de trabajo máximo de 0,81 y una frecuencia de conmutación de 22 kHz:

$$T_{on} = 3,78 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$T_{off} = 7,57 \times 10^{-6} \text{ s}$$

#### Corriente de entrada

La corriente máxima que pueden dar las pilas de combustible es una corriente continua de 60 A.

#### Corriente de salida

Igualando la potencia a la entrada y a la salida, la corriente máxima a la salida del elevador es:

$$I_s = (1 - D) I_{ent}$$

De modo que la corriente máxima a la salida del elevador es de 11,4 A.

#### Bobina

Por la bobina circula una corriente continua con rizado. El valor medio máximo de la corriente que circula por la bobina es de 60 A.

#### IGBT

Por el IGBT circula una corriente continua troceada, de tal forma que en  $T_{on}$ , la corriente que circula por el IGBT es la de la bobina y, en  $T_{off}$ , la corriente que circula es nula.

De este modo, la corriente media que circula por el IGBT es:

$$\langle I_{IGBT} \rangle = \langle I_L \rangle \cdot 0,81 = 48,6 \text{ A.}$$

#### Diodo

Por el diodo circula una corriente continua troceada, de tal forma que en  $T_{on}$  la corriente es nula y, en  $T_{off}$ , la corriente que circula por el diodo es la de la bobina.

De este modo, la corriente media que circula por el diodo es:

$$\langle I_{diodo} \rangle = \langle I_L \rangle \cdot (1 - 0,81) = 11,4 \text{ A.}$$

**Condensador de entrada**

La corriente que circula por el condensador de entrada es alterna. Es la diferencia entre la corriente que suministra la pila y la corriente de la bobina.

El valor eficaz de dicha corriente es:

$$I_{\text{rms\_Cin}} = 1,39 \text{ A.}$$

**Condensador de salida**

La corriente que circula por el bus de condensadores de salida es alterna.

$$\text{En } T_{\text{on}} \rightarrow I_{\text{csal}} = -I_{\text{sal}}$$

$$\text{En } T_{\text{off}} \rightarrow I_{\text{csal}} = I_{\text{L}} - I_{\text{sal}}$$

El valor eficaz de la corriente del condensador de salida es:

$$I_{\text{rms\_Csal}} = 22,5 \text{ A.}$$

# CAPÍTULO 4

## CONTROL DEL ELEVADOR

### 4.1 INTRODUCCIÓN

Una vez diseñada la estructura del elevador, el esfuerzo se debe concentrar en conseguir que las tensiones y corrientes evolucionen del modo deseado. Interesa tanto el punto de operación alcanzado como la forma de hacerlo. Para ello: [2]

1. La única vía que tiene un convertidor para ajustar su punto de operación es el encendido y apagado de los interruptores.
2. En general, no es posible establecer a priori cómo ha de ser dicha secuencia de conmutación, ya que:
  - Es habitual desconocer la evolución temporal de la consigna de potencia generada.
  - La relación entre la variable deseada y la secuencia de conmutación varía en aquellos casos en los que el convertidor pueda operar en modo de conducción continuo y discontinuo.
  - Existe una incertidumbre en el conocimiento de los parámetros del sistema (tolerancias de fabricación, envejecimiento...).
  - Se estudia el sistema bajo los límites de un modelo, que siempre supone una simplificación del sistema real.

En la siguiente imagen se muestra el lazo de control genérico en el control de un sistema.

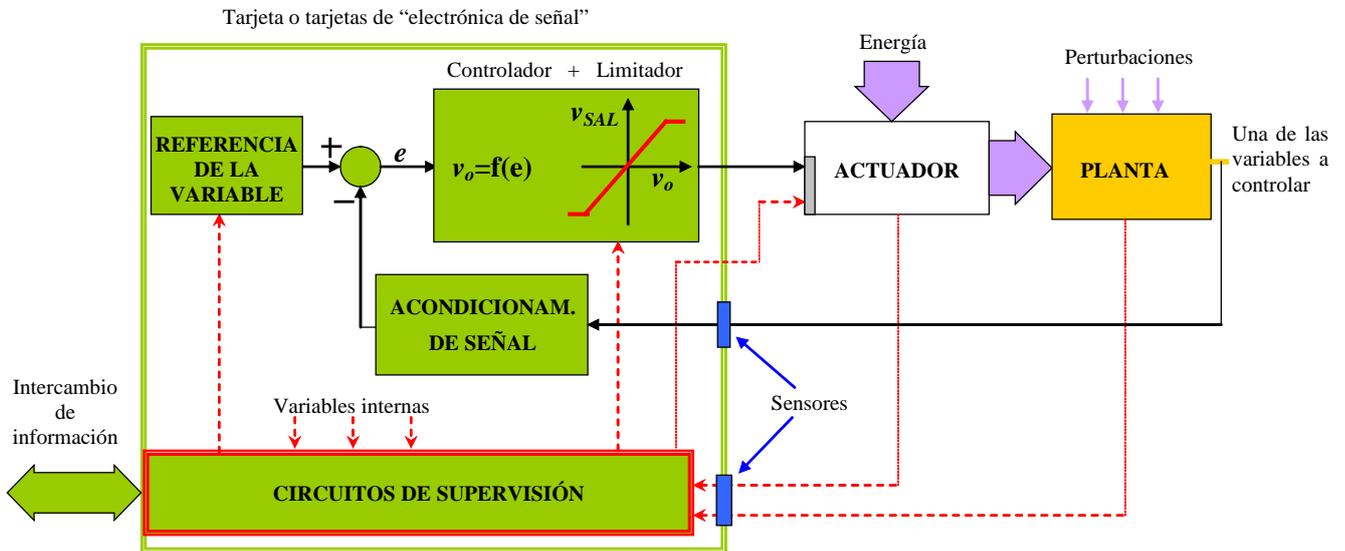


Figura 4.1: El lazo de control genérico. Modelo físico [2]

El procedimiento de diseño de sistemas controlados ha de seguir el siguiente esquema:

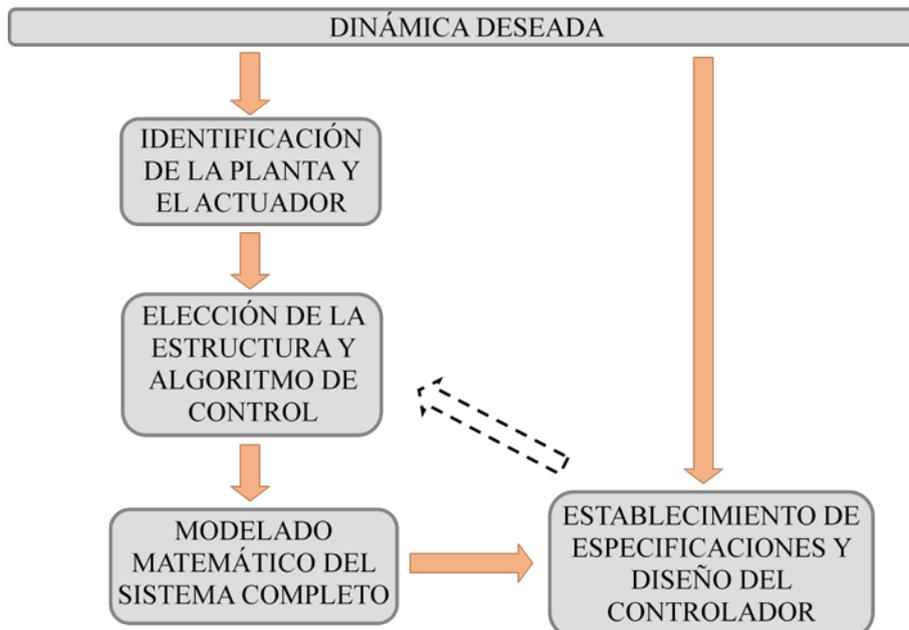


Figura 4.2: Proceso de diseño de sistemas controlados [2]

## 4.2 CONTROL DEL ELEVADOR ESTUDIADO

Un control en cascada gobierna el elevador estudiado. El control está compuesto por un lazo interno de corriente y por un lazo externo de potencia. [1]

Al lazo externo le llega la consigna de potencia de la microrred de la Universidad. A la salida de este lazo, se obtiene la corriente de referencia del lazo interno.

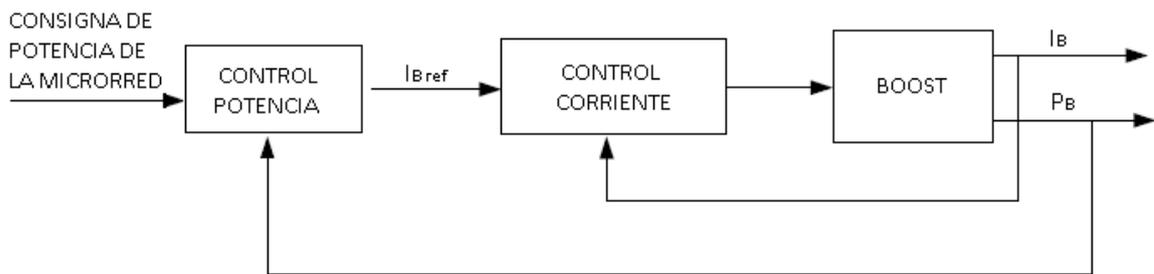


Figura 4.3: Esquema del control a implementar en el elevador

En el proyecto realizado, el estudio del control se centra en el lazo de corriente, dejando el estudio y la optimización del lazo de potencia como trabajo futuro.

### 4.2.1 LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE

Independientemente del convertidor conmutado que se considere, incluidos los convertidores DC/AC y AC/DC, la dinámica de la corriente se registrará por la tensión aplicada en una bobina. Dicha tensión dependerá del estado de los interruptores de las células de conmutación del convertidor. En este caso, se estudia el convertidor Boost, pero el procedimiento (que no la ecuación concreta), es extensible al resto de convertidores. [2]

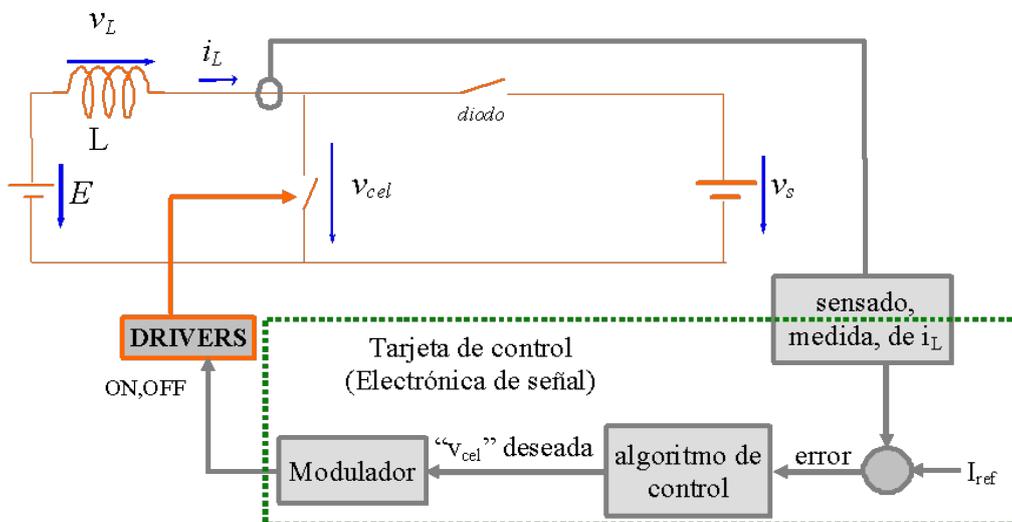


Figura 4.4: Esquema del lazo de corriente a implementar [2]

### 4.2.1.1 TIPO DE CONTROLADOR DE LAZO DE CORRIENTE

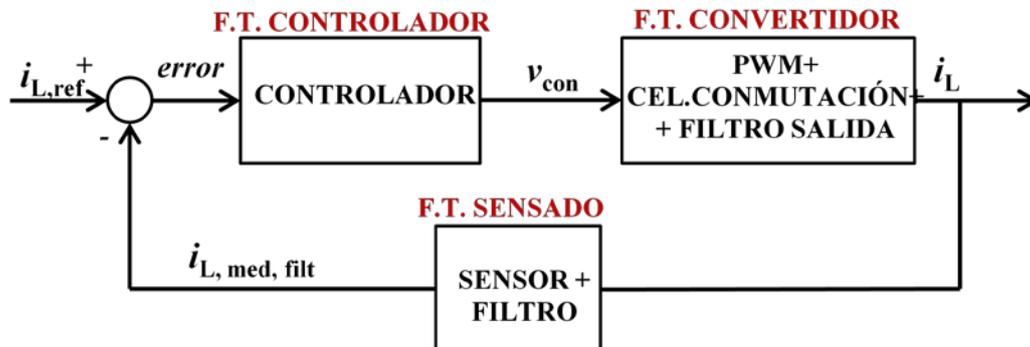


Figura 4.5: Diagrama de bloques del lazo de corriente [2]

La elección de un tipo de controlador u otro, viene determinada por las características de la planta con la que se vaya a trabajar.

En el caso del elevador estudiado, la planta del sistema queda:

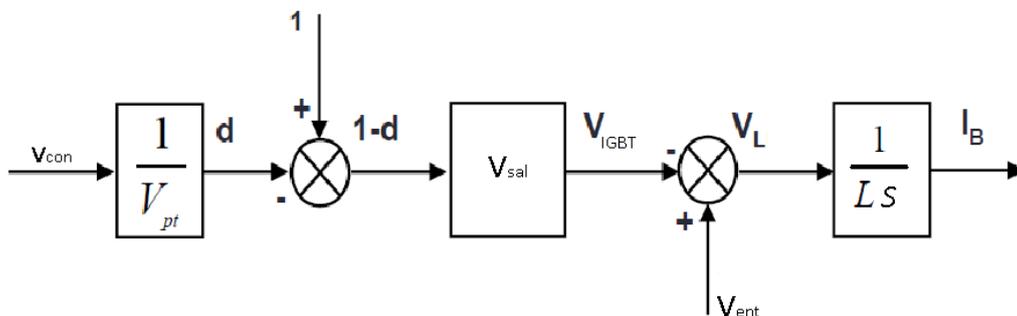


Figura 4.6: Diagrama de bloques de la planta del sistema

#### Controlador Proporcional

La representación de la planta a través de diagramas de bloques, es una representación matemática y por tanto ideal. La presencia de un integrador en la planta, ha hecho barajar la posibilidad de utilizar controladores sencillos como por ejemplo un Controlador Proporcional. Sin embargo, el integrador que aparece en la planta no es un integrador puro. Esto es debido a que la bobina, además de la inductancia requerida, tiene una resistencia eléctrica asociada. Por lo que un lazo de corriente cuyo integrador fuese exclusivamente el que proporciona la planta, tendría un error en régimen permanente. [2]

Este error permanente, podría ser corregido por el lazo externo. Sin embargo, debido a que la implementación de un controlador que posea un integrador, es sencilla, se va a descartar la opción de utilizar un Controlador Proporcional.

### **Controlador PID**

La siguiente opción analizada, ha sido la utilización de un Controlador PID, cuya parte integral aporta el integrador deseado. Además, la parte derivativa ayuda a estabilizar la respuesta del sistema. Si la diferencia entre el valor deseado de la corriente y el valor real está decreciendo muy rápidamente, la derivada será negativa y la acción de control se reducirá. De este modo, se evita sobrepasar excesivamente el valor deseado debido a una acción de control demasiado enérgica.

Sin embargo, la implementación práctica de un PID debe considerarse dentro del entorno en el que se aplica. En el caso de los convertidores de potencia, las conmutaciones de los interruptores son muy rápidas y dan lugar a ruido de alta frecuencia en los circuitos de medida. Dicho ruido, incluso filtrado en la salida del circuito de medida, da lugar a acciones derivativas significativas, afectando seriamente a la acción de control del regulador. Por este motivo, en la mayor parte de los convertidores electrónicos, el algoritmo de Control PID se implementa únicamente con las acciones proporcional e integral (Control PI). [2]

### **Controlador PI**

El Controlador PI proporciona el integrador necesario para evitar el error en régimen permanente, tiene una implementación práctica sencilla (tanto en analógico como en digital) y no tiene el problema de que se produzcan fuertes acciones derivativas debidas al ruido que introduce la conmutación. Por tanto, el controlador que se ha escogido para el elevador, es el Controlador PI.

## **4.2.1.2 DISEÑO DEL LAZO DE CORRIENTE DEL ELEVADOR**

El elevador de tensión es el encargado de extraer la potencia de las pilas de combustible. Se ha comprobado experimentalmente que las pilas que van a alimentar al elevador, tienen una respuesta muy rápida. [3]Sin embargo, para no acelerar la degradación de las pilas, la variación de potencia que se les va a exigir, va a ser lenta. Esto se va a simular con un filtro paso-bajo, de tal forma que la corriente de referencia introducida en el lazo interno, no tenga variaciones bruscas.

La frecuencia de corte del filtro paso-bajo citado anteriormente, es de 0,1 Hz. Esta frecuencia garantiza que las variaciones de la corriente de referencia introducidas en el lazo interno, sean lentas, asemejando el modo con el que se les va a hacer trabajar a las pilas.

Teóricamente, las fluctuaciones de potencia que la microrred pida a las pilas serán lentas (las fluctuaciones rápidas, serán entregadas por un banco de supercondensadores). Sin embargo, a modo de protección y debido a su sencilla implementación, el filtro paso-bajo del que se ha hablado, va a ser incorporado en el circuito de control. Esto asegura, que al producirse, en caso de accidente, una variación brusca en la consigna de potencia de las pilas, éstas no reaccionen ante esa variación.

Se desea una atenuación de 20 dB/década a partir de la frecuencia de corte del filtro. Para ello se recurre a un filtro RC de primer orden.

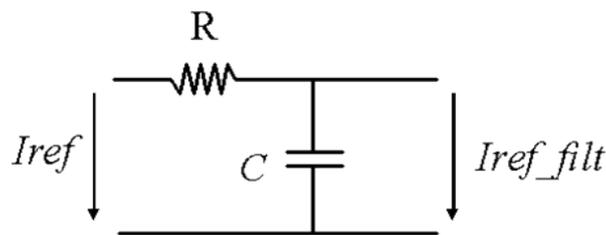


Figura 4.7: Filtro de corriente de referencia

$I_{ref}$  e  $I_{ref\_filt}$  son valores en tensión, proporcionales a la corriente de referencia y a la corriente filtrada de referencia, respectivamente.

La función de transferencia del filtro utilizado es:

$$FT_{\text{Filtro}} = \frac{1}{\tau_{\text{SCFR}}s + 1}$$

Una vez se tiene la función de transferencia del filtro, se procede a calcular la constante de tiempo,  $\tau$ . La constante de tiempo, se obtiene a partir de que la frecuencia de corte del filtro, se da cuando el módulo de la parte imaginaria es igual al de la parte real.

$$\text{Para } \omega_{\text{SC}} \rightarrow |\tau_{\text{SCFR}} \cdot s| = 1 \rightarrow |\tau_{\text{SCFR}} \cdot j\omega_{\text{SC}}| = 1 \rightarrow \omega_{\text{SC}} = \frac{1}{\tau_{\text{SCFR}}} \rightarrow \tau_{\text{SCFR}} = R_f \cdot C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c}$$

Para una frecuencia de corte de 0,1 Hz:

$$\tau_{\text{SCFR}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,1} = 1,59 \text{ s}$$

#### 4.2.1.2.1 Margen de Fase

A priori, cuanto mayor sea el Margen de Fase, más estable es el sistema. Sin embargo, en una implementación práctica, también se ha de imponer cierta condición al grado de estabilidad, con objeto de evitar oscilaciones inaceptables en los transitorios. Un buen punto de partida es utilizar valores para MF entre  $40^\circ$  y  $60^\circ$ . [2]

En este caso, se ha elegido un Margen de fase de  $50^\circ$  por ser un buen compromiso entre rapidez y estabilidad.

#### 4.2.1.2.2 Frecuencia de corte

La frecuencia de corte ( $\omega_c$ ), está directamente relacionada con la velocidad de respuesta. Es un parámetro que se impondrá a la función de transferencia que liga la medida de  $i_L$  con  $i_{ref}$ , para garantizar que el sistema es capaz de seguir las variaciones en la referencia de la intensidad. [2]

El MF deseado condiciona el máximo ancho de banda (rapidez) alcanzable por el sistema. El filtro de corriente ( $1 / \tau_{SC}$ ) se sitúa 5-10 veces por debajo de la frecuencia de conmutación. Por tanto, el máximo ancho de banda del lazo de corriente será unas 10 veces inferior a la frecuencia de conmutación. [2]

Sin embargo, como se ha explicado anteriormente, las fluctuaciones en la corriente de referencia introducidas en el lazo, van a ser lentas. Este hecho hace que no se necesite un controlador rápido, por lo que la frecuencia de corte del lazo, se ha fijado en 200 Hz (aproximadamente 2 décadas por debajo de la frecuencia de conmutación). Al igual que para el caso del Margen de fase, la optimización de la frecuencia de corte se deja como trabajo futuro.

#### 4.2.1.2.3 Filtro de corriente

La corriente medida en la bobina, contiene componentes de frecuencia superior a la frecuencia de conmutación: [2]

- Picos de corriente debidos a los elementos parásitos de los componentes del sistema.
- Acoplamientos inductivos, capacitivos y radiación.

Para mitigar el efecto de dichas componentes de alta frecuencia, se ha incluido un filtro paso-bajo en el circuito de medida, justo antes de comparar la señal medida con la referencia.

La frecuencia de corte del filtro se va a colocar una década por debajo de la frecuencia de conmutación, por lo que si la frecuencia de conmutación es de 22.000 Hz, la frecuencia de corte del filtro va a ser de 2.200 Hz.

El cálculo de la constante de tiempo del filtro, sigue el mismo procedimiento que para el caso del filtro de la referencia de corriente. La constante de tiempo del filtro es:

$$\tau_{sc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2200} = 7,23 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

#### 4.2.1.2.4 Lazo de control de corriente sin compensación

El diagrama de bloques del lazo de corriente es el siguiente:

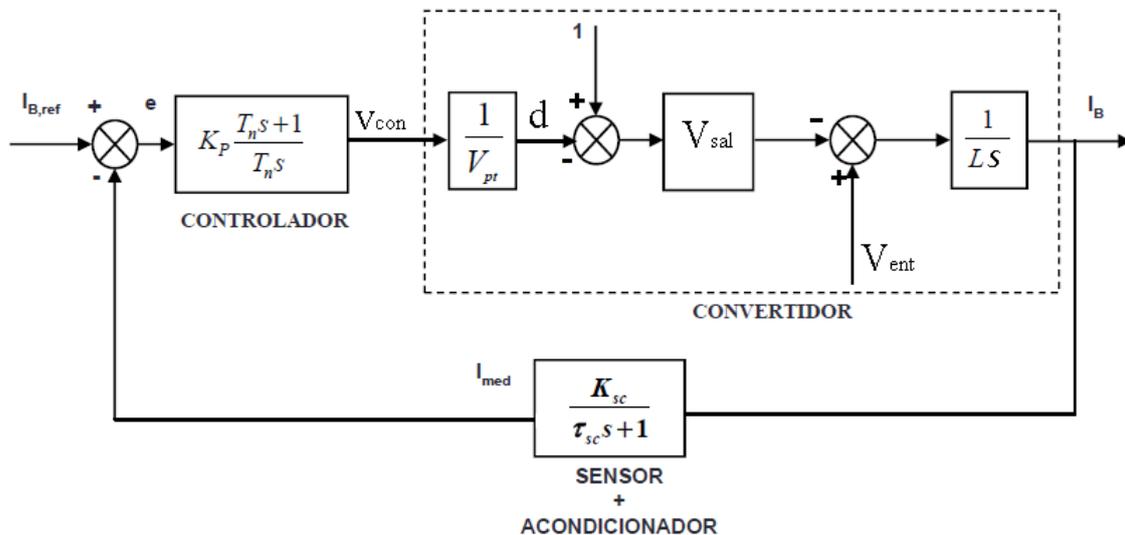


Figura 4.8: Diagrama de bloques lazo de corriente sin compensación

Por lo que la Función de Transferencia en Lazo Abierto del sistema queda:

$$FT_{LA}(S) = K_P \frac{T_n S + 1}{T_n S} \cdot \frac{1}{V_{pt}} \cdot V_{sal} \cdot \frac{1}{L S} \cdot \frac{K_{SC}}{\tau_{sc} S + 1}$$

Agrupando:

$$FT_{LA}(S) = \frac{K_P \cdot V_{sal} \cdot K_{SC}}{T_n \cdot V_{pt} \cdot L} \cdot \frac{1}{S^2} \cdot (T_n S + 1) \cdot \frac{1}{\tau_{sc} S + 1}$$

#### 4.2.1.2.4.1 Sintonización del controlador

Para calcular los parámetros  $K_p$  y  $T_n$  del controlador, se van a hacer las siguientes consideraciones:

- La tensión de salida es constante  $V_{sal} = 210$  V.
- $V_{pt} = 1$  V.
- La ganancia del sensor y del filtro es 1,  $K_{SC} = 1$ .
- Los valores de  $V_{pt}$  y de  $K_{SC}$  serán diferentes en la implementación práctica, pero el proceso de sintonización es el mismo.

**Cálculo de  $T_n$ :** (ver Anexo 2)

$$\varphi[FT_{LA}(j\omega_c)] = -180^\circ + MF$$

$$-180^\circ + \arctg(T_n \cdot \omega_c) - \arctg(\tau_{SC} \cdot \omega_c) = -180^\circ + MF$$

Por lo que sustituyendo se obtiene:

$$T_n = 0,00102$$

**Cálculo de  $K_p$ :** (ver Anexo 2)

$$|FT_{LA}(j\omega_c)| = 1$$

$$\frac{K_p \cdot V_{sal} \cdot K_{SC}}{T_n \cdot V_{pt} \cdot L \cdot (\omega_c)^2} \cdot \sqrt{\frac{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}{(\tau_{SC} \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1$$

Por lo que sustituyendo se obtiene:

$$K_p = 0,00237$$

### 4.2.1.2.4.2 Simulación y conclusiones

Una vez obtenidos los parámetros del controlador, se procede a la simulación del sistema en lazo cerrado a través del software PSIM.

En la siguiente imagen se muestra el circuito simulado:

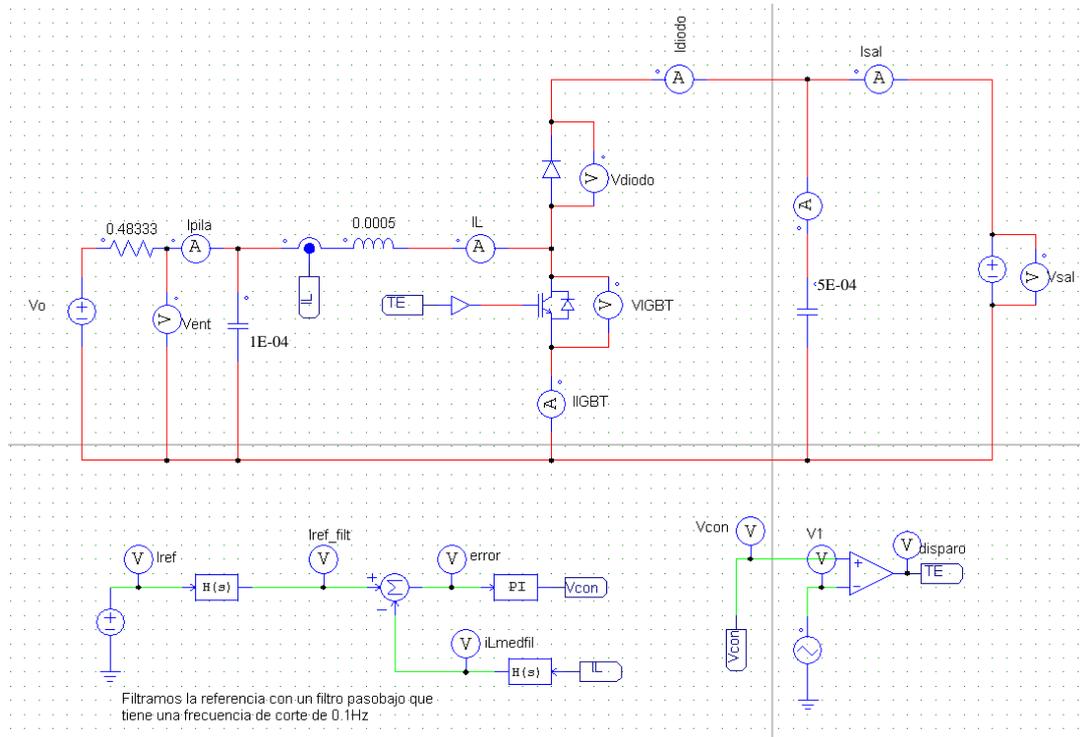


Figura 4.9: Elevador y circuito de control de corriente sin compensación en PSIM

Comportamiento del sistema ante una entrada escalón de 60 A en la referencia.

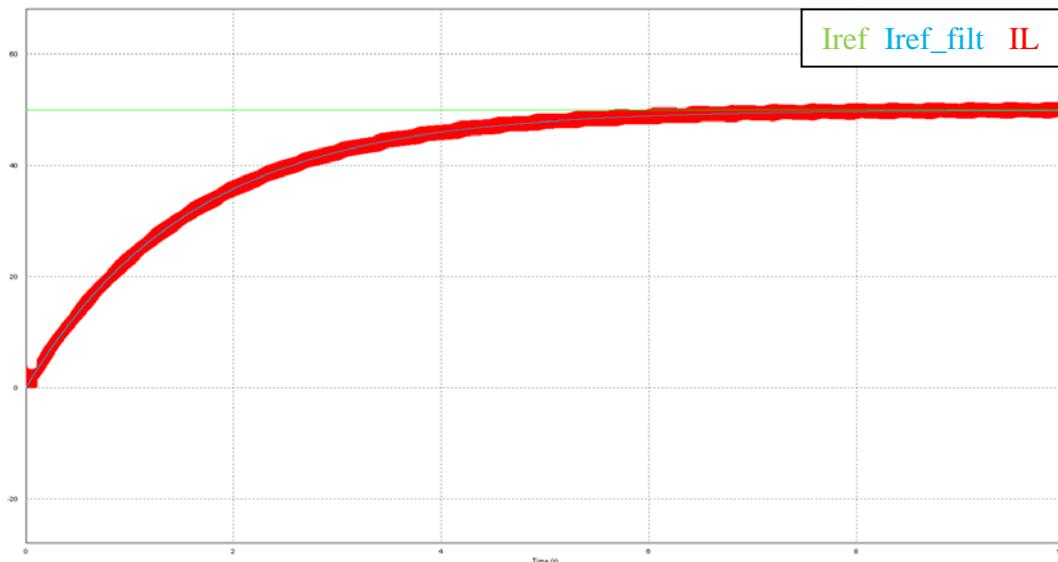
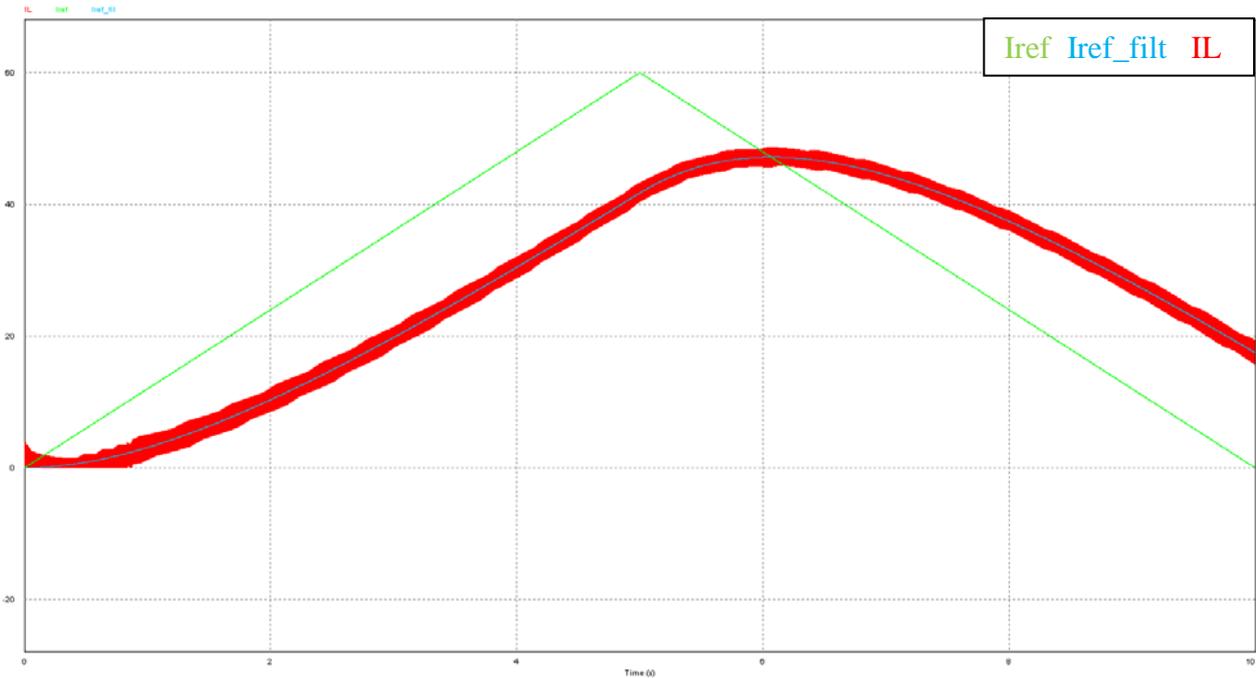


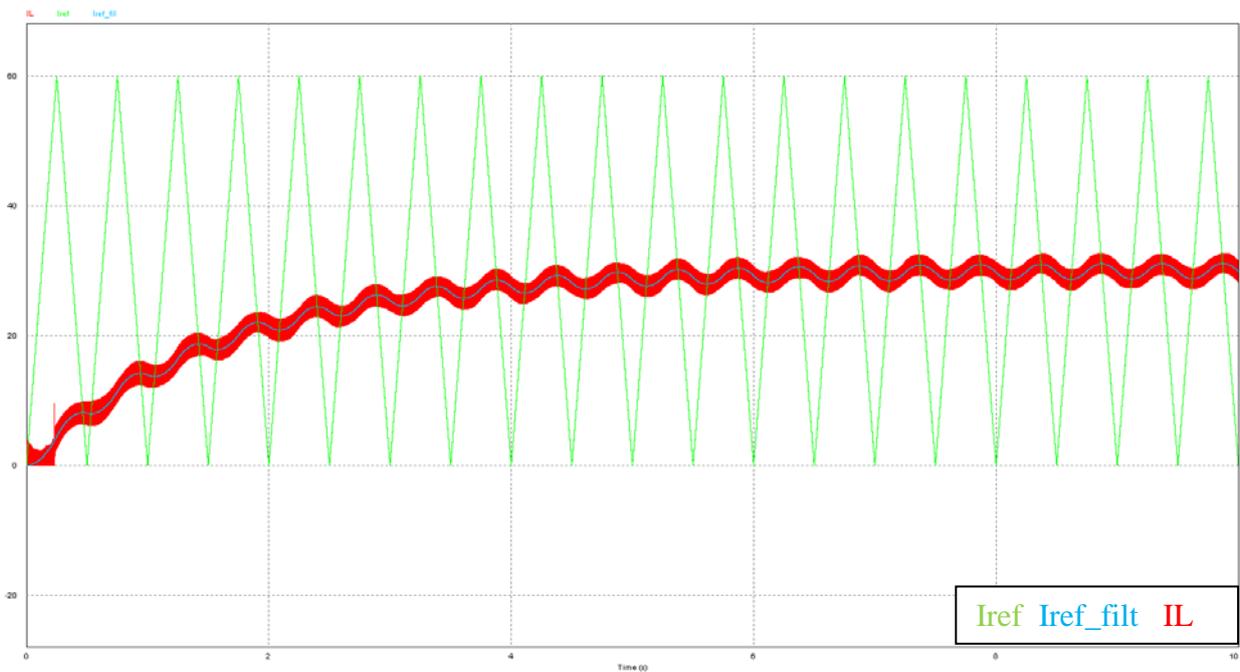
Figura 4.10: Comportamiento del lazo sin compensación ante entrada escalón

Comportamiento del sistema ante una entrada triangular de 0 a 60 A y de frecuencia 0,1 Hz en la referencia:



**Figura 4.11:** Comportamiento del lazo sin compensación ante referencia triangular de 0,1 Hz

Comportamiento del sistema ante una entrada triangular de 0 a 60 A y de frecuencia 2 Hz en la referencia:



**Figura 4.12:** Comportamiento del lazo sin compensación ante referencia triangular de 2 Hz

Puede verse como en los tres casos simulados, la referencia que se introduce al lazo de corriente, varía lentamente aunque la referencia externa lo haga bruscamente. La corriente medida en la bobina, sigue perfectamente a la referencia, con un rizado máximo de 4,77 A (pico-pico). Al comienzo de las gráficas obtenidas, cuando la corriente por la bobina es pequeña, se aprecia un comportamiento extraño en la corriente de la bobina. Dicho comportamiento, puede atribuirse a que al ser el valor medio de corriente en la bobina, inferior a la mitad de su rizado, se trabaje en un Modo de Conducción Discontinuo.

Sin embargo, al hacer el estudio del lazo de corriente sin compensación, obviamos la característica no lineal del sistema ante variaciones de la tensión de salida. Cuando la tensión de salida es variable, el convertidor elevador presenta una planta no lineal. Este hecho se aprecia si se expresa la corriente en función del ciclo de trabajo y la tensión de salida. En esta expresión, estas variables aparecen multiplicadas, lo que hace al sistema no lineal.

Para ver cómo se comporta el sistema en lazo cerrado ante diferentes tensiones de salida, se realiza el diagrama de Bode de la Función de Transferencia del sistema en lazo abierto.

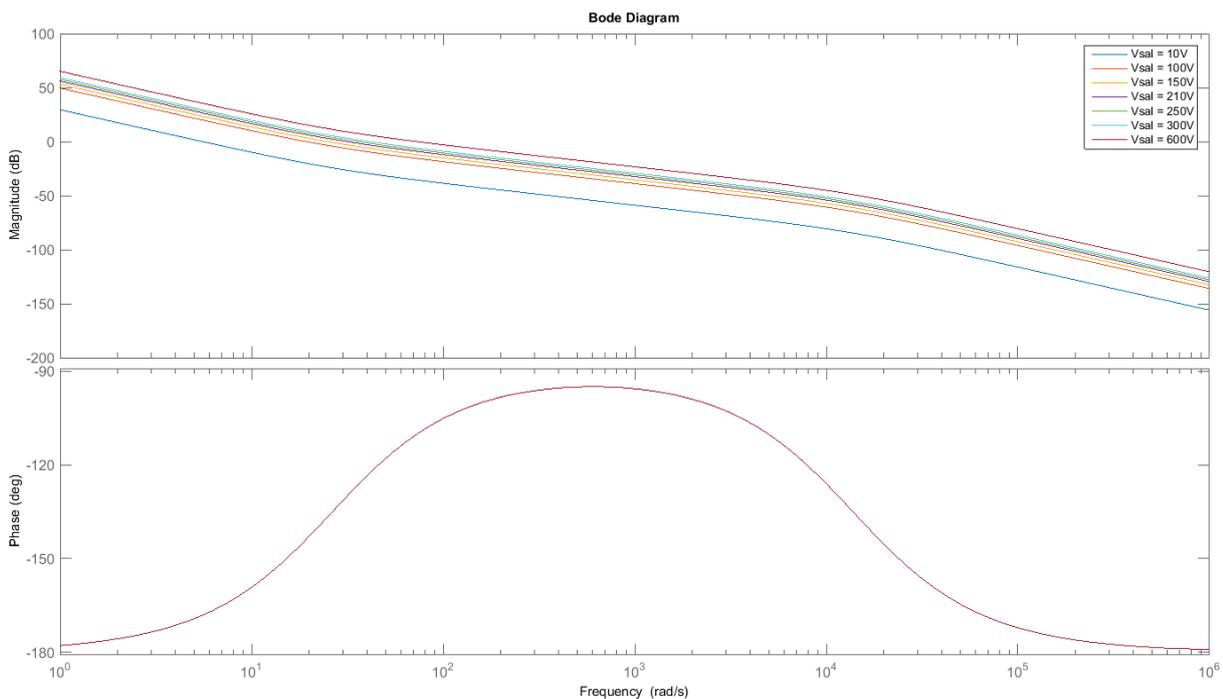


Figura 4.13: Diagrama de bode para diferentes tensiones de salida

A través del diagrama de Bode, se aprecia que para distintas tensiones de salida, la fase del sistema no cambia. Además, dicha fase es en todo momento superior a  $-180^\circ$ , por lo que el sistema en lazo cerrado, es siempre estable aunque la tensión de salida varíe.

Sin embargo, la dinámica del lazo sí que se ve alterada ante variaciones en la tensión de salida. El diagrama de ganancia del Bode, se desplaza hacia arriba al aumentar la tensión de salida y, hacia abajo, al disminuirla. Esto tiene repercusiones en la frecuencia de corte del lazo (rapidez). Para tensiones mayores a 210 V, el sistema será más rápido de lo esperado. Por el contrario, para tensiones por debajo de 210 V, el sistema reaccionará de forma más lenta que lo esperado.

El margen de fase también se ve alterado ante variaciones de la tensión de salida. Sin embargo, debido a que la fase del sistema es siempre mayor a  $-180^\circ$ , el margen de fase es siempre positivo.

En la siguiente tabla se recogen los diferentes valores de frecuencia de corte y de margen de fase para diferentes tensiones de salida.

$V_{sal}$ (V)	$\omega_c$ (Hz)	MF ( $^\circ$ )
10	34,9	11,9
100	121,7	36,3
150	157,1	43,4
210	200	50
250	223,9	53,4
300	257	57,1
600	459,5	69,9

Tabla 4.1: Frecuencia de cruce y margen de fase para distintas tensiones de salida

Para tener en todo momento la respuesta deseada, se plantean dos alternativas al control del lazo de corriente sin compensación:

- Realizar un control no lineal.  
Es complejo de implementar, por lo que no se va a estudiar.
- Realizar un control con compensación activa de la tensión de salida.  
Tiene la desventaja de que es necesario incluir sensores para medir la tensión de entrada y de salida del elevador. Si bien, en la práctica, esto no es un problema, puesto que por seguridad, se va a medir la tensión de entrada y de salida del elevador.

#### 4.2.1.2.5 Lazo de control de corriente con compensación

El diagrama de bloques del lazo de corriente con compensación activa de la tensión de salida es el siguiente:

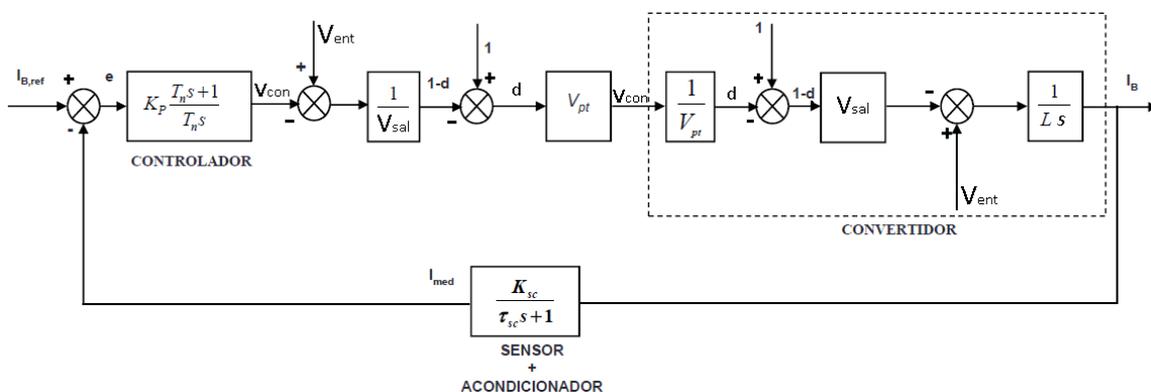


Figura 4.14: Diagrama de bloques lazo de corriente con compensación

Por lo que la Función de Transferencia en Lazo Abierto del sistema queda:

$$FT_{LA}(S) = K_P \frac{T_n S + 1}{T_n S} \cdot \frac{1}{LS} \cdot \frac{K_{SC}}{\tau_{SC} S + 1}$$

Agrupando:

$$FT_{LA}(S) = \frac{K_P \cdot K_{SC}}{T_n \cdot L} \cdot \frac{1}{S^2} \cdot (T_n S + 1) \cdot \frac{1}{\tau_{SC} S + 1}$$

#### 4.2.1.2.5.1 Sintonización del controlador

Para calcular los parámetros  $K_P$  y  $T_n$  del controlador, se va a hacer la siguiente consideración:

- La ganancia del sensor y del filtro es 1,  $K_{SC} = 1$ . (ver apartado 4.2.1.2.4.1)

**Cálculo de  $T_n$ :** (ver anexo 2)

$$\varphi[FT_{LA}(j\omega_c)] = -180^\circ + MF$$

$$-180^\circ + \arctg(T_n \cdot \omega_c) - \arctg(\tau_{SC} \cdot \omega_c) = -180^\circ + MF$$

Por lo que sustituyendo se obtiene:

$$T_n = 0,00102$$

Nótese que la fase del sistema con o sin compensación es la misma, por lo que el valor de  $T_n$  será el mismo, con o sin compensación.

**Cálculo de  $K_P$ :** (ver anexo 2)

$$|FT_{LA}(j\omega_c)| = 1$$

$$\frac{K_P \cdot K_{SC}}{T_n \cdot L \cdot (\omega_c)^2} \cdot \sqrt{\frac{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}{(\tau_{SC} \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1$$

Por lo que sustituyendo se obtiene:

$$K_P = 0,498$$

### 4.2.1.2.5.2 Simulación y conclusiones

Una vez obtenidos los parámetros del controlador, se procede a la simulación del sistema en lazo cerrado a través del software PSIM.

En la siguiente imagen se muestra el circuito simulado:

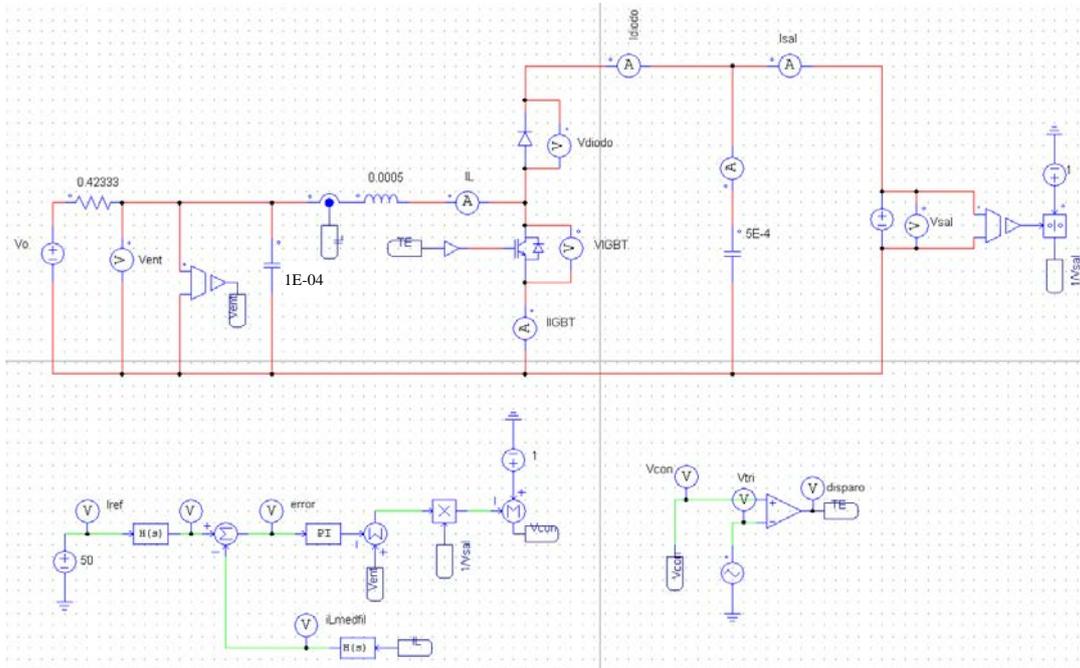


Figura 4.15: Elevador y circuito de control de corriente con compensación en PSIM

Comportamiento del sistema ante una entrada escalón de 60 A en la referencia.

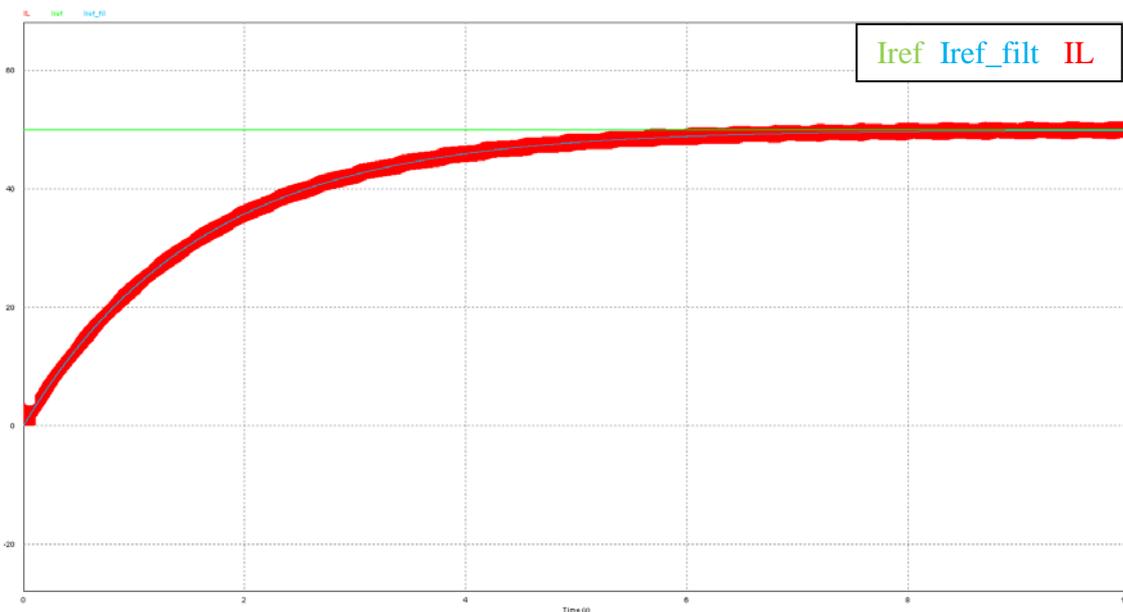


Figura 4.16: Comportamiento del lazo con compensación ante entrada escalón

Comportamiento del sistema ante una entrada triangular de 0 a 60 A y de frecuencia 0,1 Hz en la referencia:

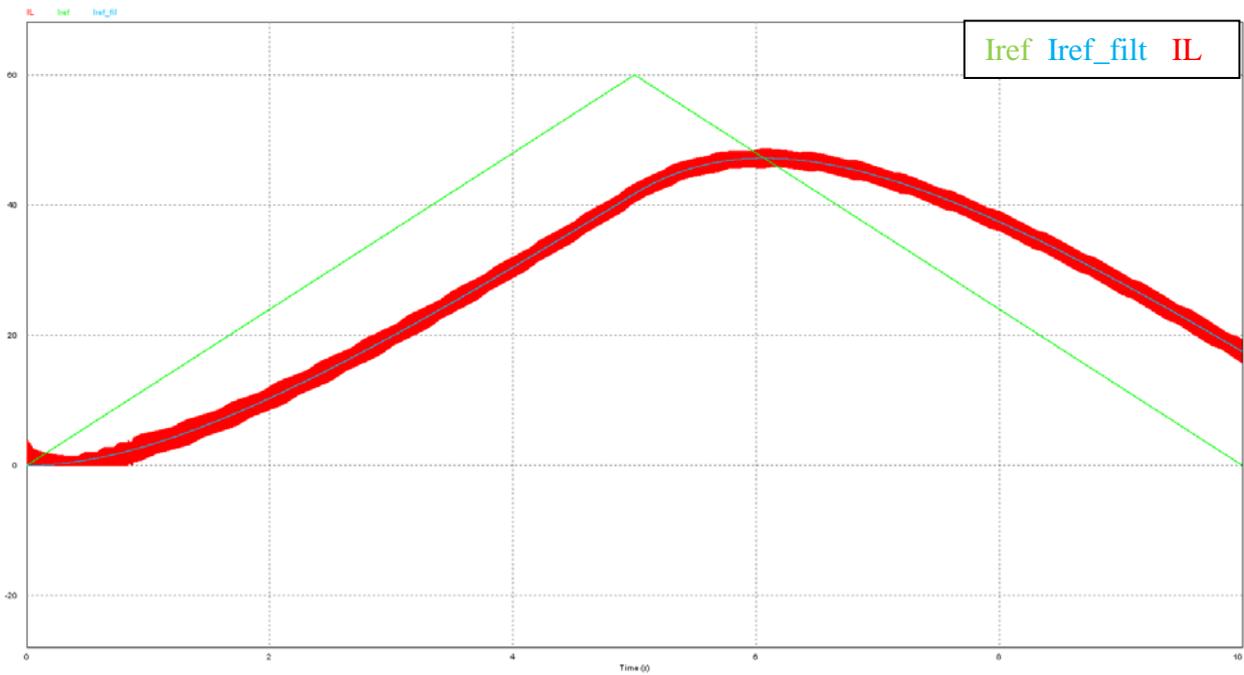


Figura 4.17: Comportamiento del lazo con compensación ante referencia triangular de 0,1 Hz

Comportamiento del sistema ante una entrada triangular de 0 a 60 A y de frecuencia 2 Hz en la referencia:

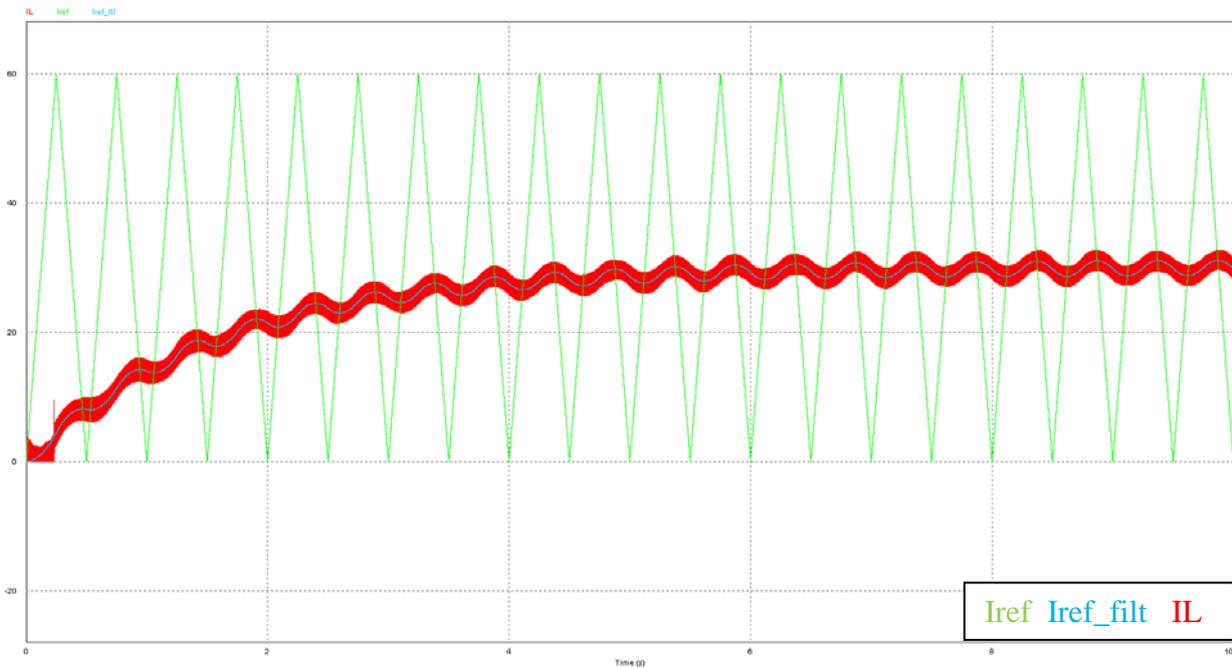


Figura 4.18: Comportamiento del lazo con compensación ante referencia triangular de 2 Hz

Puede verse como en los tres casos simulados, la referencia que se introduce al lazo de corriente, varía lentamente aunque la referencia externa lo haga bruscamente. La corriente medida en la bobina sigue perfectamente a la referencia, con un rizado máximo de 4,77 A (pico-pico). Al igual que en el caso de no utilizar compensación, al comienzo de las gráficas obtenidas, cuando la corriente por la bobina es pequeña, se aprecia un comportamiento extraño en la corriente de la bobina. Dicho comportamiento, puede atribuirse a que al ser el valor medio de corriente en la bobina, inferior a la mitad de su rizado, se trabaje en un Modo de Conducción Discontinuo.

El equivalente matemático del sistema con o sin compensación, es el mismo. Este hecho hace, que al simular bajo el supuesto de que el sistema es ideal, no se aprecien diferencias en los resultados obtenidos con, o sin compensación.

#### **4.2.1.2.6 Elección del tipo de lazo a implementar. Comparativa entre los dos lazos estudiados**

La implementación del lazo de corriente con compensación es más complicada y sobretodo, más cara que la implementación sin compensación. Esto es debido, a la necesidad de medir la tensión (aunque ya se ha comentado que se van a utilizar sensores por seguridad). Además, las operaciones de multiplicación y división necesarias en el control con compensación pueden dar problemas ante transitorios. Ya que dividir por un número muy pequeño o multiplicar por un número muy grande, hace que el producto obtenido tienda a infinito.

Respecto a la variación de la tensión de salida, se ha comprobado que para el caso del control sin compensación, las repercusiones en el sistema se limitan a obtener una dinámica más, o menos lenta de lo esperado, sin comprometer a la estabilidad. Sin embargo, la salida del elevador va a ir conectada a un inversor fotovoltaico, el cual será el encargado de mantener la tensión de salida constante (con pequeñas variaciones en los transitorios), por lo que la dinámica del sistema será en todo momento la esperada o al menos, muy cercana a la esperada.

Se ha decidido utilizar un lazo de control de corriente sin compensación, puesto que se ha valorado, que las ventajas que un control con compensación aporta, no son demasiado significativas en el comportamiento del sistema estudiado. Por el contrario, el aumento en la dificultad y en el precio de la implementación de un lazo de control con compensación frente a uno sin compensación, sí es significativo.

# CAPÍTULO 5

## DIMENSIONADO DEL ELEVADOR

Se ha comenzado el dimensionado con los siguientes parámetros de partida:

- Potencia nominal  $\rightarrow 2,5 \text{ KW}$
- Rizado pico-pico de corriente en la bobina  $\rightarrow 1 \text{ A}$
- Rizado pico-pico de tensión a la entrada  $\rightarrow 0,4 \text{ V}$
- Rizado pico-pico de tensión a la salida  $\rightarrow 2 \text{ V}$
- Frecuencia de conmutación  $\rightarrow 15 \text{ kHz}$

### 5.1 DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA

El rizado de corriente máximo en la bobina es:

$$\Delta i_{L,\max} = \frac{V_e \cdot D}{L \cdot f}$$

Sin embargo, en el elevador estudiado, el valor de entrada es variable, por lo que se calcula el rizado en función de la tensión de salida, que en este caso, es constante.

$$\Delta i_{L,\max} = \frac{V_s \cdot (1 - D) \cdot D}{L \cdot f}$$

Para obtener el ciclo de trabajo con el que se produce el máximo rizado, se deriva la expresión anterior respecto de  $D$  y se iguala a 0:

$$\frac{di_L}{dD} = 0 \rightarrow D = 0,5$$

De forma que la inductancia que se debe poner es:

$$L \geq \frac{V_s \cdot (1 - D) \cdot D}{\Delta i_{L,\max} \cdot f}$$

Con los parámetros de partida se obtiene una inductancia de 3,5 mH. Este valor exige una inductancia de un tamaño muy grande, con el consiguiente aumento del coste, tamaño y peso del elevador.

Se ha reducido el valor de la inductancia hasta un valor de 0,5 mH. Esto se ha conseguido elevando la frecuencia de conmutación hasta 22 kHz y permitiendo un rizado de corriente máximo pico-pico de 4,77 A. Permitir elevar más la frecuencia de conmutación, haría disminuir la inductancia necesaria, sin embargo, la frecuencia de conmutación está limitada por las pérdidas de conmutación. (ver anexo 1)

El aumento del rizado es algo a tener en cuenta a la hora de evitar el Modo en Conducción Discontinuo, ya que para evitar que la corriente en la bobina sea cero en algún punto, la corriente mínima que se podrá extraer de las pilas cuando esté funcionando el elevador, será de 2,4 A.

## 5.2 DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE ENTRADA

A la entrada del elevador se encuentran las siguientes corrientes:

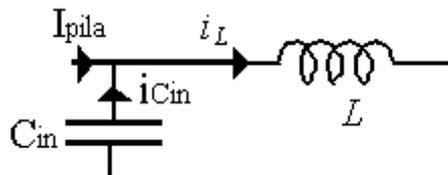


Figura 5.1: Corrientes a la entrada del elevador

De modo que aplicando Kirchoff obtenemos:

$$I_{pila} - i_L + i_{Cin} = 0$$

$$i_L = i_{Cin} + I_{pila} \longrightarrow \langle i_L \rangle = \langle i_{Cin} \rangle + I_{pila} \xrightarrow{\langle i_{Cin} \rangle = 0} \langle i_L \rangle = I_{pila}$$

El dimensionado del condensador se realiza a partir de la energía máxima que va a tener que almacenar/suministrar. Esto se produce cuando  $D=0,5$

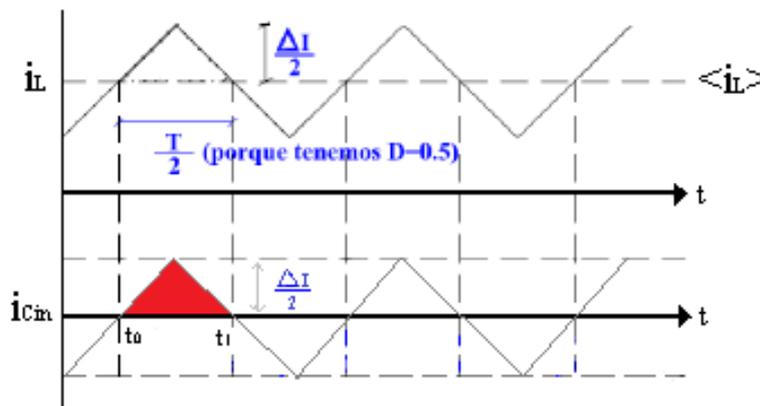


Figura 5.2: Energía que almacena el condensador de entrada

Siendo el área del triángulo pintado de rojo, la cantidad de energía que debe de almacenar/suministrar el condensador.

En un condensador se cumple que:

$$Q = C \cdot \Delta V$$

$$Q = \int_{t_0}^{t_1} dQ = \int_{t_0}^{t_1} i \cdot dt$$

Combinando las dos ecuaciones anteriores y aplicándolas a este caso particular:

$$Q = \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i L}{2}$$

$$C = \frac{T \cdot \Delta i L}{8 \cdot \Delta V}$$

De modo que para un rizado de corriente en la bobina de 4,77 A, una frecuencia de conmutación de 22 kHz y un rizado de tensión a la entrada de 0,4 V, el valor de C obtenido es: (ver anexo 1)

$$C_{in} = 67,8 \mu F$$

### 5.3 DIMENSIONADO DEL CONDENSADOR DE SALIDA

A la entrada del elevador se encuentran las siguientes corrientes:

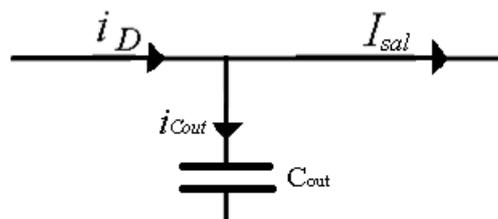


Figura 5.3: Corrientes a la salida del elevador

De modo que aplicando Kirchoff obtenemos que:

$$i_D - i_{Cout} - I_{sal} = 0$$

$$i_D = i_{Cout} + I_{sal} \longrightarrow \langle i_D \rangle = \langle i_{Cout} \rangle + I_{sal} \xrightarrow{\langle i_{Cout} \rangle = 0} \langle i_D \rangle = I_{sal}$$

El dimensionado del condensador se realiza a partir de la energía máxima que va a tener que almacenar/suministrar. Esto se produce cuando el ciclo de trabajo es máximo (En este caso  $D = 0,81$ ) y cuando la corriente a la salida es máxima.

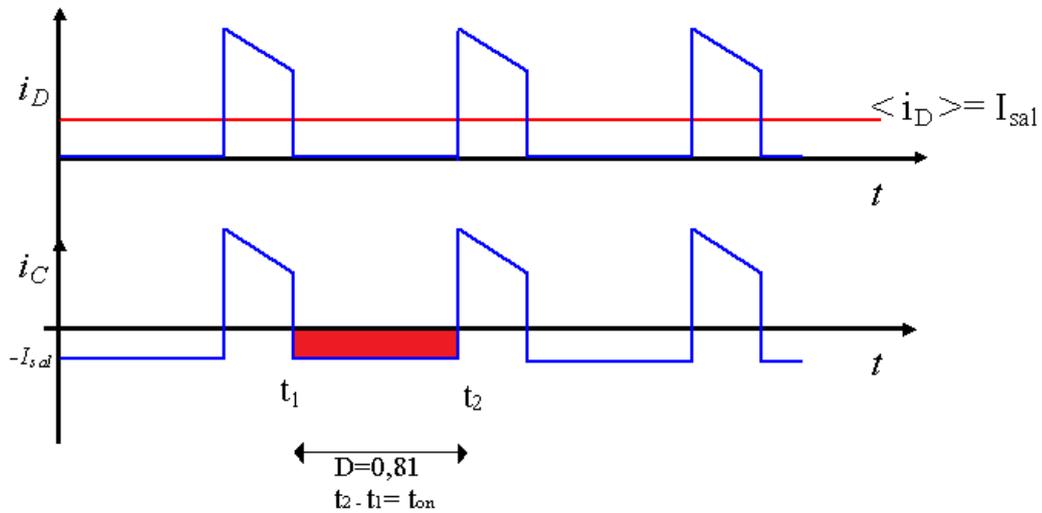


Figura 5.4: Energía que almacena el condensador de salida

Siendo el área del rectángulo pintado de rojo, la cantidad de energía que debe de almacenar/suministrar el condensador.

Al igual que antes se tiene que:

$$Q = C \cdot \Delta V$$

$$Q = \int_{t_0}^{t_1} dQ = \int_{t_0}^{t_1} i \cdot dt$$

En el caso del condensador de salida:

$$Q = \int_{t_0}^{t_1} i \cdot dt = \int_0^{T_{on}} i \cdot dt \stackrel{\text{Valor absoluto}}{=} I_{sal} \cdot T_{on} = I_{sal} \cdot D \cdot T$$

$$C \cdot \Delta V = I_{sal} \cdot D \cdot T = \frac{I_{sal} \cdot D}{f}$$

Finalmente:

$$C = \frac{I_{sal \max} \cdot D_{\max}}{\Delta V_{\max} \cdot f}$$

De modo que para una frecuencia de conmutación de 22 kHz, un rizado de tensión máximo a la salida de 2 V, un ciclo de trabajo máximo de 0,81 y una corriente de salida máxima de 11,91 A, el valor de C obtenido es: (ver anexo 1)

$$C_{out} = 220 \mu F$$

## 5.4 CÁLCULO DE PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN Y CONDUCCIÓN: ELECCIÓN DE SEMICONDUCTORES

### 5.4.1 INTRODUCCIÓN Y METODOLOGÍA DE CÁLCULO

La elección de un semiconductor u otro, está igualmente condicionada por su temperatura máxima de trabajo que por sus límites de tensión y corriente.

La temperatura que alcanzan los semiconductores, depende de las pérdidas que en éstos se producen mientras conmutan y, mientras conducen. Además, la facilidad con la que los semiconductores evacúan sus pérdidas, es igualmente relevante en su temperatura. Es decir, dos semiconductores que tengan las mismas pérdidas y que estén a la misma temperatura ambiente, alcanzarán diferente temperatura si tienen diferentes resistencias térmicas. Lógicamente, cuanto menor sea la resistencia térmica, menor será la temperatura a la que trabajen los semiconductores.

Por simplicidad en el montaje y en el conexionado del elevador y, por la amplia variedad de opciones que ofertan los fabricantes, las opciones estudiadas son módulos que incorporan en el mismo encapsulado, tanto el diodo, como el transistor.

En un primer momento, puesto que se trabaja con tensiones pequeñas, se ha barajado la posibilidad de utilizar el transistor de tipo Mosfet pero debido a que en este convertidor se trabaja con una corriente elevada, se ha apostado por utilizar IGBT. Esto es debido a que el IGBT se comporta mejor en conducción, al tener menos pérdidas que el Mosfet.

El cálculo de pérdidas y la elección de semiconductores se ha hecho simultáneamente siguiendo estos pasos: (ver anexo 3)

- 1) Cálculo de corriente y tensión máximas en conmutación y conducción.
- 2) Estudio de mercado: selección de los módulos que aparentemente mejor se ajustan a las características requeridas.
- 3) Cálculo de pérdidas de conmutación y conducción de los semiconductores seleccionados.
- 4) A partir del cálculo de pérdidas y de la resistencia térmica de cada semiconductor, se ha procedido a calcular la temperatura que debe tener el encapsulado del módulo para poder evacuar las pérdidas sin superar la temperatura máxima permitida en el semiconductor.

El último paso, ha sido el determinante en la elección de un semiconductor u otro. Además, ha sido la causa por la que se ha pasado de módulos de la marca Semikron, a módulos de la marca Infineon. El motivo ha sido, que para módulos con pérdidas totales similares, la resistencia térmica entre unos y otros es notablemente diferente. Los módulos estudiados de Semikron, tienen una resistencia térmica tan elevada, que exige una temperatura de encapsulado inferior a la temperatura ambiente máxima permitida. Esta situación ha hecho descartar los módulos estudiados de Semikron.

## 5.4.2 CÁLCULO DE CORRIENTE Y TENSIÓN MÁXIMAS EN CONMUTACIÓN Y CONDUCCIÓN

### 5.4.2.1 DIODO

#### Conmutación

- Corriente máxima

$$i_{Dmax} = i_{Lmax} = \langle i_L \rangle_{max} + \frac{(\Delta i_L)_{max}}{2} = 62,5 \text{ A}$$

- Tensión máxima

$$V_{Dmax} = V_{sal} = 210 \text{ V}$$

#### Conducción

- Corriente en Toff

$$\langle i_D \rangle_{max} = \langle i_L \rangle_{max} = I_{pila\ max} + \langle i_{Cin} \rangle = I_{pila\ max} = 60 \text{ A}$$

### 5.4.2.2 IGBT

#### Conmutación

- Corriente máxima

$$i_{IGBTmax} = i_{Lmax} = \langle i_L \rangle_{max} + \frac{(\Delta i_L)_{max}}{2} = 62,5 \text{ A}$$

- Tensión máxima

$$V_{IGBTmax} = V_{sal} = 210 \text{ V}$$

#### Conducción

- Corriente en Ton

$$\langle i_{IGBT} \rangle_{max} = \langle i_L \rangle_{max} = 60 \text{ A}$$

### 5.4.3 CÁLCULO GENÉRICO DE PÉRDIDAS PARA IGBT Y DIODO: APLICACIÓN AL MODULO BSM100GB60DLC

El método de cálculo de pérdidas propuesto a continuación es un método que, a priori, se puede aplicar a cualquier IGBT o Diodo. Se va a tomar como ejemplo, el cálculo de pérdidas realizado al módulo BSM100GB60DLC de la marca Infineon. (ver anexo 3)

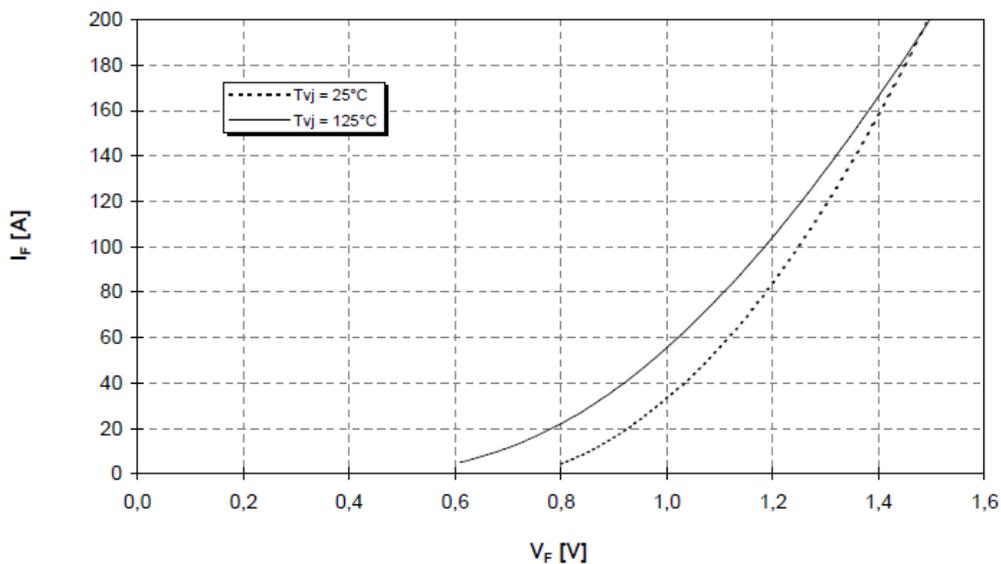
#### 5.4.3.1 DIODO

##### Conducción

$$P_{\text{conducción}} = \langle i_D \rangle_{\text{max}} \cdot V_{\text{Dcond}} \cdot (1 - D)$$

En la siguiente gráfica, que puede encontrarse en la hoja de características del módulo (anexo 4), se entra con la corriente máxima que circula por el diodo, para sacar la tensión que cae en él cuando conduce.

En este caso,  $\langle I_D \rangle_{\text{max}} = 60 \text{ A}$  (para un ciclo de trabajo de  $D = 0,81$ ), por lo que se obtiene,  $V_{\text{Dcond}} = 1 \text{ V}$ .



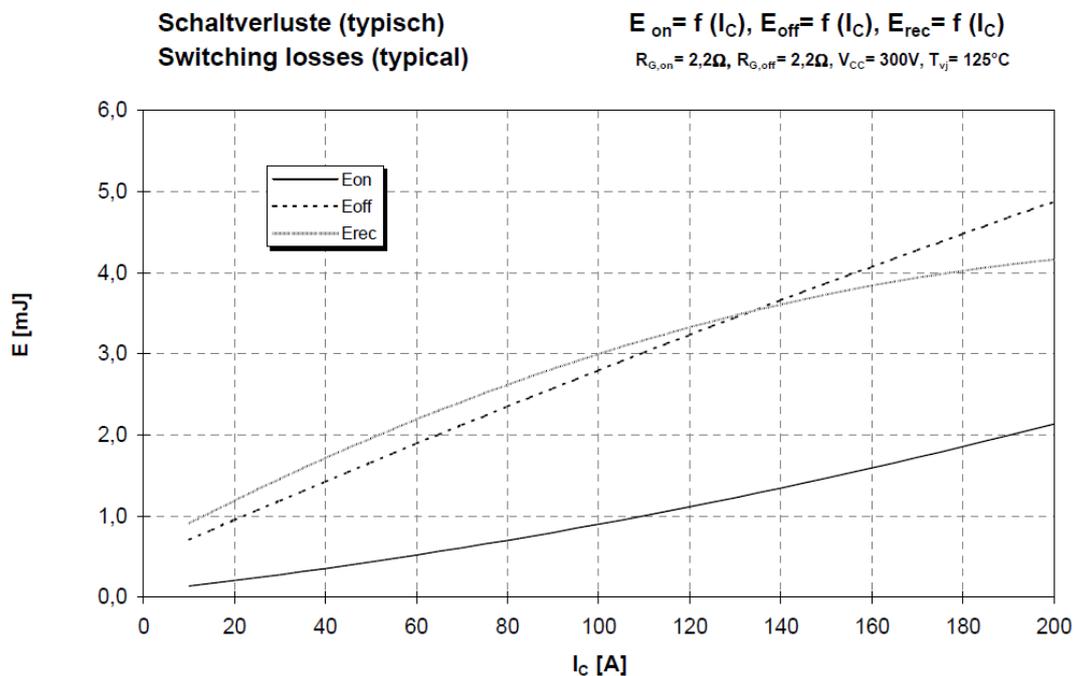
Gráfica 5.1: Tensión en conducción del diodo

$$P_{\text{conducción}} = 60 \cdot 1 \cdot (1 - 0,81) = 11,4 \text{ W}$$

## Conmutación

En el diodo, la energía perdida durante el encendido, es despreciable, por lo que sólo se calculan las pérdidas en el apagado. La energía perdida durante el apagado ( $E_{rec}$ ), se puede calcular a partir de la gráfica correspondiente en las hojas características, (ver anexo 4) corrigiendo el efecto de la tensión y la corriente.

$$P_{off} = E_{rec} \cdot \left(\frac{V_{Dmax}}{V_{ref}}\right)^{0,6} \cdot \left(\frac{I_{Dmax}}{I_{Dref}}\right)^{0,6} \cdot F_{conm}$$



Gráfica 5.2: Energía perdida en la conmutación

La gráfica, está referenciada para un valor de 300 V, pero la tensión máxima que soporta el diodo es, 210 V, por lo que hay que corregir el valor de tensión. Sin embargo, a la gráfica se entra directamente con el valor de corriente máxima del diodo, por lo que no es necesario corregir el valor de corriente, quedando la ecuación:

$$P_{off} = E_{rec} \cdot \left(\frac{V_{Dmax}}{V_{ref}}\right)^{0,6} \cdot F_{conm}$$

Por lo que las pérdidas de conmutación del diodo son:

$$P_{\text{conm}} \approx P_{\text{off}} = 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{210}{300}\right)^{0,6} \cdot 22000 = 40,8 \text{ W}$$

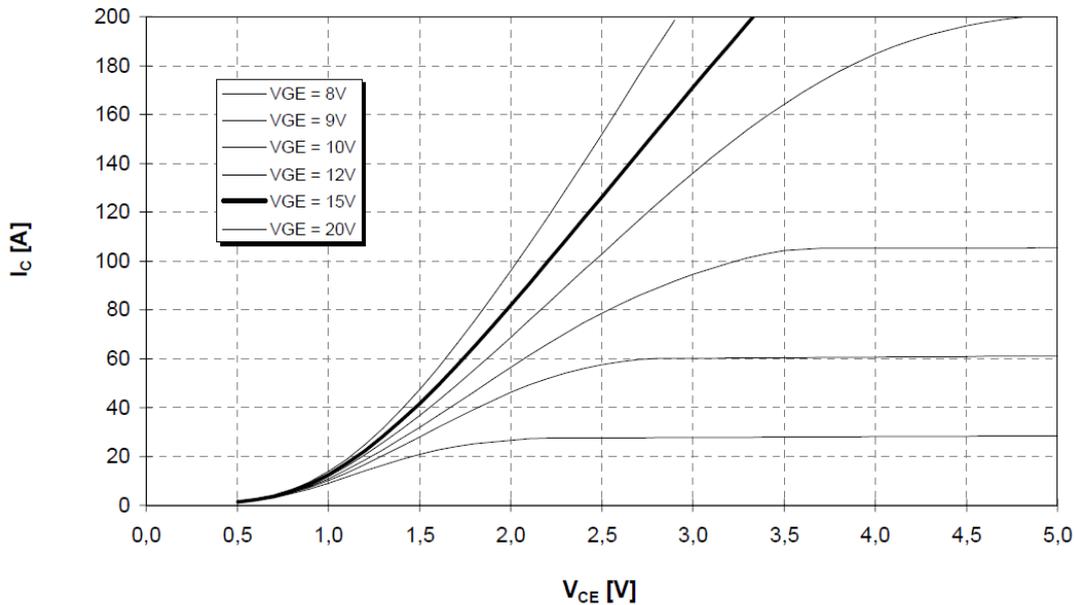
### 5.4.3.2 IGBT

#### Conducción

$$P_{\text{conducción}} = \langle i_{\text{IGBT}} \rangle_{\text{max}} \cdot V_{\text{IGBTcond}} \cdot D$$

En la siguiente gráfica que puede encontrarse en la hoja de características del módulo, (ver anexo 4) se entra con la corriente máxima que circula por el IGBT, para sacar la tensión que cae en él cuando conduce.

En este caso,  $\langle I_{\text{IGBT}} \rangle_{\text{max}} = 60 \text{ A}$  (para un ciclo de trabajo de  $D = 0,81$ ), por lo que se obtiene,  $V_{\text{IGBTcond}} = 1,7 \text{ V}$ .



Gráfica 5.3: Tensión de conducción del IGBT

$$P_{\text{conducción}} = 60 \cdot 1,7 \cdot 0,81 = 82,62 \text{ W}$$

## Conmutación

La energía perdida en cada conmutación, depende de la tensión ( $V_{CE}$ ) y corriente ( $I_C$ ) de trabajo, así como de la tensión de control ( $V_{GE}$ ) y la resistencia de puerta ( $R_G$ ).

A partir de la hoja de características del fabricante (ver anexo 4), se pueden obtener los valores de  $E_{ON}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref})$  y  $E_{OFF}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref})$ .

Pasándola a las condiciones reales:

$$E_{ON}(V_{CE}, I_C, R_G) \approx E_{ON}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref}) \cdot \left(\frac{V_{CEmax}}{V_{CEref}}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{I_{Cmax}}{I_{Cref}}\right) \cdot K_{RGon}$$

$$E_{OFF}(V_{CE}, I_C, R_G) \approx E_{OFF}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref}) \cdot \left(\frac{V_{CEmax}}{V_{CEref}}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{I_{Cmax}}{I_{Cref}}\right) \cdot K_{RGoff}$$

En el caso de que no sea necesario corregir el valor de corriente:

$$E_{ON}(V_{CE}, I_C, R_G) \approx E_{ON}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref}) \cdot \left(\frac{V_{CEmax}}{V_{CEref}}\right)^{1,3} \cdot K_{RGon}$$

$$E_{OFF}(V_{CE}, I_C, R_G) \approx E_{OFF}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref}) \cdot \left(\frac{V_{CEmax}}{V_{CEref}}\right)^{1,3} \cdot K_{RGoff}$$

Las constantes  $K_{RGon}$  y  $K_{RGoff}$  se calculan a partir de la gráfica 5.4, comparando las pérdidas obtenidas con la  $R_{Gref}$  de la gráfica 5.2 ( $2,2 \Omega$  en este caso) y la  $R_G$  utilizada.

$$K_{RGon} = \frac{E_{ON}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_G)}{E_{ON}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref})} \quad K_{RGoff} = \frac{E_{OFF}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_G)}{E_{OFF}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref})}$$

Las pérdidas de conmutación ( $P_{conm}$ ) para una frecuencia de conmutación  $F_{conm}$  son:

$$P_{conm} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot F_{conm}$$

Se aplica el método al caso particular del módulo estudiado ( $R_G = 10\Omega$  y  $V_{CE} = 15\text{ V}$ ) (parámetros justificados en el capítulo de dimensionado de control):

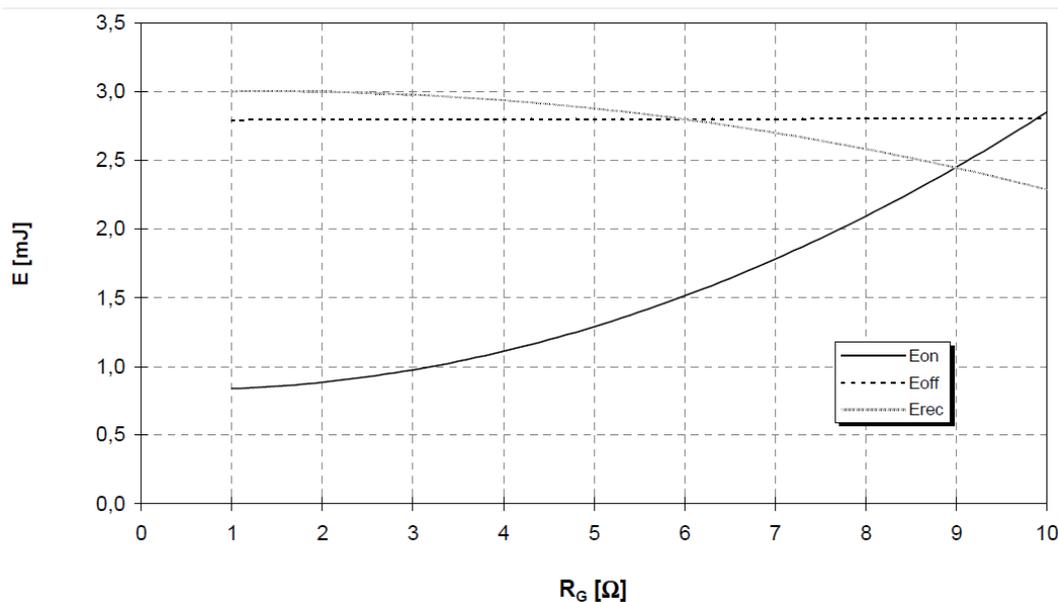
En primer lugar, de la gráfica 5.3 se sacan los valores de  $E_{ON}(V_{CE\text{ ref}}, I_{C\text{ ref}}, R_{G\text{ ref}})$  y de  $E_{OFF}(V_{CE\text{ ref}}, I_{C\text{ ref}}, R_{G\text{ ref}})$ .

De igual manera que para el caso del diodo, a la gráfica se entra directamente con la corriente máxima del IGBT, por lo que no es necesario corregirla. De modo que:

$$E_{ON}(V_{CE\text{ ref}}, I_{C\text{ ref}}, R_{G\text{ ref}}) = 0,0005\text{ W} \cdot \text{s}$$

$$E_{OFF}(V_{CE\text{ ref}}, I_{C\text{ ref}}, R_{G\text{ ref}}) = 0,002\text{ W} \cdot \text{s}$$

Al dividir el valor de  $E_{ON}$  para la  $R_G$  utilizada, entre el valor de  $E_{ON}$  para la  $R_G$  de referencia, se obtienen los valores de  $K_{RGon}$  y  $K_{RGoff}$  a partir de la siguiente gráfica, que puede encontrarse en la hoja de características: (ver anexo 4)



Gráfica 5.4: Energía en función de  $R_G$

De tal modo que:

$$K_{RG\text{ on}} = 3,5$$

$$K_{RG\text{ off}} = 1$$

Los valores de  $E_{ON}$  y de  $E_{OFF}$  en las condiciones reales de funcionamiento máximo del IGBT son:

$$E_{ON}(V_{CE}, I_C, R_G) \approx 0,0005 \cdot \left(\frac{210}{300}\right)^{1,3} \cdot 3,5 = 0,0011\text{ W} \cdot \text{s}$$

$$E_{\text{OFF}}(V_{\text{CE}}, I_{\text{C}}, R_{\text{G}}) \approx 0,002 \cdot \left(\frac{210}{300}\right)^{1,3} \cdot 1 = 0,00126 \text{ W} \cdot \text{s}$$

Finalmente, las pérdidas de conmutación en el IGBT son:

$$P_{\text{conm}} = (0,0011 + 0,00126) \cdot 22000 = 51,9\text{W}$$

#### 5.4.4 ESTUDIO DE MERCADO

Se han calculado las pérdidas de cada módulo y la temperatura máxima que debe tener el encapsulado ( $T_c$ ) para poder evacuar las pérdidas sin superar la temperatura máxima de trabajo permitida. (ver anexos 3 y 5)

A la espera de calcular la resistencia térmica que deberá tener el radiador y del dimensionado de éste, el candidato que mejor se ajusta a las exigencias del elevador es el modelo BSM100GB60DLC de la marca Infineon. (ver capítulo 6) Esto se justifica en primer lugar, por ser el módulo con menos pérdidas y por tener una temperatura máxima de encapsulado de  $86,64^\circ\text{C}$ . Esta temperatura, a priori, es lo suficientemente grande como para pensar en la existencia de un radiador comercial cuyo tamaño, esté dentro de unos límites esperables para este tipo de aplicaciones. Nótese que la diferencia de temperaturas entre el encapsulado y el ambiente será de  $40,64^\circ\text{C}$  (temperatura ambiente  $40^\circ\text{C}$ ).

Debido a la inexistencia de stock de este módulo en las páginas habituales de compra de la Universidad Pública de Navarra, el plazo de entrega se alarga hasta septiembre. Como resultado, se ha adquirido el modelo BSM150GB60DLC de Infineon, que sí se encuentra en stock. Dicho modelo, a pesar de tener unas pérdidas ligeramente superiores al anteriormente citado, al tener menor resistencia térmica, permite una temperatura máxima superior en el encapsulado. Este hecho facilita la búsqueda del radiador.

# CAPÍTULO 6

## DIMENSIONADO DEL EQUIPO DE REFRIGERACIÓN

### 6.1 CÁLCULO DE LA MÁXIMA RESISTENCIA TÉRMICA ADMISIBLE

Una vez conocido el valor máximo de temperatura que puede tener el encapsulado de cada módulo, se procede al cálculo de la resistencia térmica máxima que ha de tener el equipo de refrigeración.

**Para el caso del módulo BSM 150 GB 60 DLC de Infineon:**

La resistencia térmica entre el encapsulado y el radiador es:

$$R_{THCK} = 0,02 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Por lo que la resistencia térmica del radiador es:

$$R_{THHA} \leq \frac{T_{c \max} - T_{amb \max}}{P_{tot \max}} - R_{THCK} = \frac{96,6 - 40}{201,7} - 0,02 = 0,26 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

**Para el caso del módulo BSM 100 GB 60 DLC de Infineon:**

La resistencia térmica entre el encapsulado y el radiador es:

$$R_{THCK} = 0,03 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Por lo que la resistencia térmica del radiador es:

$$R_{THHA} \leq \frac{T_{c \max} - T_{amb \max}}{P_{tot \max}} - R_{THCK} = \frac{86,64 - 40}{187,8} - 0,03 = 0,22 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

## 6.2 ESTUDIO DE MERCADO Y SELECCIÓN DEL EQUIPO DE REFRIGERACIÓN

La elección del equipo de refrigeración se ha centrado en el cumplimiento de tener una resistencia menor o igual a la obtenida para cada caso. Además, se ha tenido en cuenta que la geometría del radiador sea lo más adecuada posible a la distribución de los elementos en el elevador. Esto es debido a que el radiador es la parte más grande y robusta del elevador, por lo que la mayoría de elementos están unidos a él.

Tras analizar las diferentes opciones, se llega a la conclusión de que el modelo de radiador P3 de la marca Semikron, es el que mejor se adapta a las necesidades del elevador estudiado. El radiador de longitud 120 mm tiene una resistencia térmica (para el caso de un solo módulo en el radiador) de 0,55 °C/W utilizándolo sin ventilador y de 0,167 °C/W cuando se utiliza con el ventilador SKF-3-230-01 de la marca Semikron.

La resistencia térmica del radiador cuando la refrigeración es natural, es superior a la que el elevador requiere. Este hecho hace que sea necesaria la incorporación de un ventilador en el radiador.

El ventilador citado anteriormente, funciona con corriente alterna a 230 V. Sin embargo, para facilitar la alimentación del ventilador a través del propio elevador, se ha buscado un ventilador que se ajuste al radiador elegido y que funcione con corriente continua.

La marca Semikron oferta el modelo SKF 3-24c-01 que funciona con corriente continua a 24 V. Sin embargo, no se ha encontrado en ninguna página de compra habitual de la Universidad Pública de Navarra, por lo que se ha buscado una alternativa a este ventilador.

La alternativa es el modelo 4715KL-05W-B30 de la marca NMB, también alimentado a 24 V.

Una vez seleccionado el radiador y el ventilador, se procede al cálculo de la resistencia térmica del conjunto radiador + ventilador.

Observando la figura 8 de la hoja de características del radiador, se observa que el radiador P3/120 con el ventilador SKF-3-230-01 alimentado a 50 Hz, tiene un flujo de aire de 125 m<sup>3</sup>/h y una caída de presión de 0,22 mbar.

Para una caída de presión de 0,22 mbar (22 Pa), el ventilador 4715KL-05W-B30 da un caudal de 144 m<sup>3</sup>/h. (ver hoja de características del ventilador) Dicho caudal se corresponde con una velocidad de 4m/s en el perfil P3. (ver figura 8 de la hoja de características del radiador)

Finalmente, para una velocidad de aire de 4 m/s, se obtiene una resistencia térmica del conjunto radiador + ventilador de: (ver figura 7 de la hoja de características del radiador)

$$R_{THHA} = 0,12 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Con este conjunto radiador + ventilador se consigue una resistencia del orden de 0,5 veces la máxima resistencia térmica que puede tener el radiador para los dos módulos estudiados, por lo que el conjunto se da por bueno.

# CAPÍTULO 7

## DISEÑO Y SELECCIÓN DE ELEMENTOS PASIVOS

### 7.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo, se lleva a cabo el estudio de la validez de diferentes modelos de condensadores, tanto para la entrada, como para la salida del elevador. Además, se realiza un cálculo térmico exhaustivo en cada opción propuesta para el condensador de salida y una estimación de la resistencia térmica del condensador de entrada.

El diseño de la inductancia requerida en el elevador, ha sido llevado a cabo por el Dr. Ernesto L. Barrios Rípodas.

### 7.2 CONCEPTOS TEÓRICOS PUESTOS EN PRÁCTICA EN LA SELECCIÓN DE CONDENSADORES

Un condensador no es una capacidad pura, ya que asociadas a la capacidad, aparecen elementos parásitos como resistencias e inductancias, que se pueden representar de la siguiente forma en el circuito equivalente de un condensador: [4]

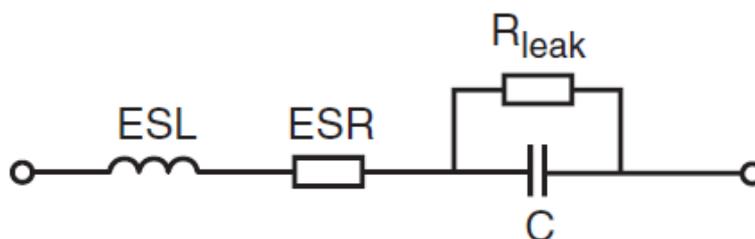


Figura 7.1: Circuito equivalente de un condensador [4]

Donde: [4]

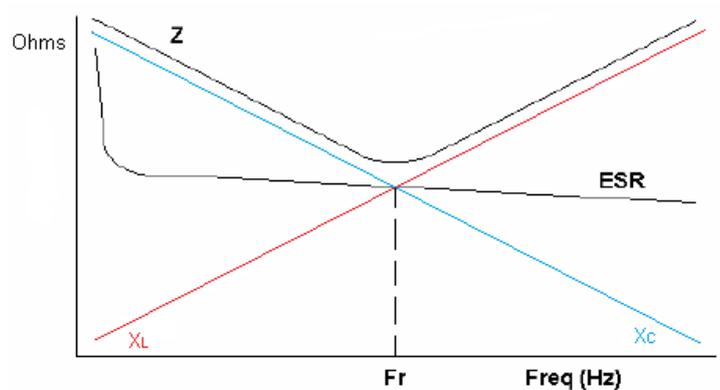
- ESL es la inductancia equivalente en serie.
- ESR es la resistencia equivalente en serie, la cual es la principal causante de las pérdidas por efecto Joule en el condensador.
- C es la capacidad.
- $R_{\text{leak}}$  representa fugas de corriente que se producen a través del dieléctrico, estas fugas son generalmente muy pequeñas por lo que  $R_{\text{leak}}$  será muy grande.

Un condensador está diseñado para trabajar en su zona capacitiva. Es decir, con frecuencias muy inferiores a la frecuencia de resonancia del condensador. [4]

En la siguiente gráfica se puede ver el comportamiento en función de la frecuencia de la parte inductiva y capacitiva del condensador, de la resistencia en serie del condensador y de la impedancia del condensador (Z), la cual viene determinada por ESR, ESL y C.

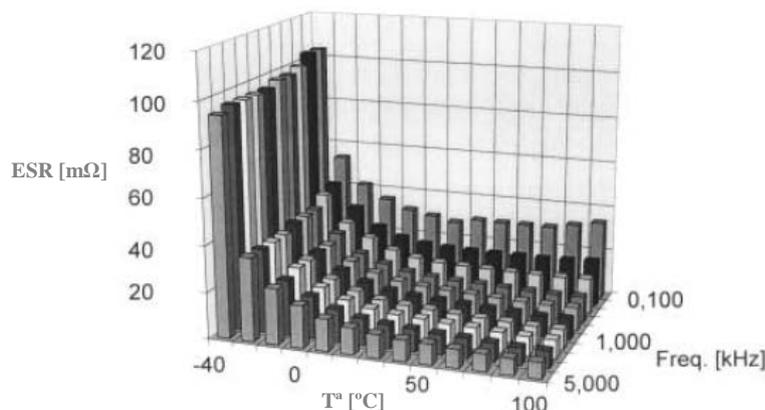
$$Z = \sqrt{(ESR)^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC} - 2\pi f(ESL)\right)^2}$$

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



**Gráfica 7.1:** Comportamiento de los elementos pasivos de un condensador en función de  $f$  [4]

El calentamiento en el condensador se produce fundamentalmente por las pérdidas ocasionadas en la resistencia en serie del condensador (ESR), la cual, además de ser función de la frecuencia, también lo es de la temperatura. Este comportamiento se puede observar en la siguiente gráfica:



**Gráfica 7.2:** ESR en función de la temperatura y la frecuencia [5]

## 7.3 CONDENSADOR DE SALIDA

El estudio de condensadores, ha comenzado buscando la opción que mejor se ajusta a las necesidades de capacidad y de tensión. Además, de las opciones elegidas, se ha seleccionado aquella cuya ESR es menor. El motivo es minimizar las pérdidas por efecto Joule en el condensador.

### 7.3.1 PRIMER CONDENSADOR ANALIZADO. PROBLEMA DE SOBRECALENTAMIENTO

La primera opción estudiada es el modelo PEH 200 de la marca Kemet, que tiene las siguientes características:

Modelo	C	Vdc	ESR (20°C, 100Hz)	ESL	Ta	Th
PEH 200	330 $\mu$ F	350 V	0,24 $\Omega$	12 nH	85°C	100°C

Tabla 7.1: Parámetros principales del modelo PEH200

Donde Ta es la temperatura ambiente máxima a la que puede trabajar el condensador en régimen permanente y Th es la máxima temperatura que puede alcanzar el denominado “hot-spot” (punto caliente ó núcleo). El hot-spot es el punto del condensador en el cual se alcanza la temperatura máxima de todo el condensador.

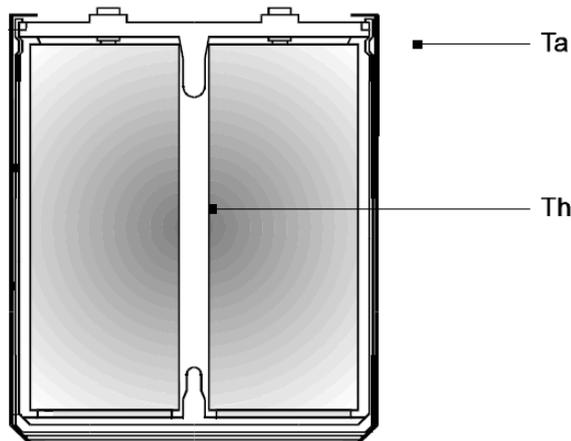


Figura 7.2: Temperaturas del condensador [5]

En primer lugar se procede al cálculo de la Frecuencia de Resonancia del condensador:

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 80\text{kHz}$$

La frecuencia con la que van a trabajar los condensadores es de 22 kHz, casi 4 veces menor a la Frecuencia de Resonancia.

### 7.3.1.1 CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL PUNTO CALIENTE

Tras cumplir el requisito de trabajar por debajo de la frecuencia de resonancia, se comprueba si la temperatura que alcanzará el punto caliente del condensador ( $T_h$ ) está por debajo de la máxima temperatura admisible (100 °C).

El método que propone el fabricante para determinar el valor de  $T_h$ , es un método iterativo que se puede utilizar para cualquier modelo de condensador electrolítico de este tipo.

En primer lugar, se estima una  $T_h$  (Por ejemplo 85°C).

Como se ha explicado antes, la ESR es función de la frecuencia y de la temperatura. El fabricante da una tabla en la que entrando con el valor de  $T_h$  y de la frecuencia, se extrae el coeficiente por el que hay que multiplicar a la ESR que aparece en la hoja de características (valor a 20°C y 100 Hz). De esta forma, se obtiene el valor de ESR en las condiciones reales de trabajo (temperatura  $T_h$  estimada de 85°C y frecuencia de 22 kHz).

Freq. f	Hot-spot temperature $T_h$ (°C)													
	kHz	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40	50	60	70	85
0.050	13.0	7.9	4.9	3.1	2.2	1.7	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.6	1.7
0.100	12.5	7.4	4.4	2.6	1.7	1.2	1.0	0.93	0.89	0.88	0.88	0.88	0.91	0.95
0.200	12.2	7.2	4.1	2.4	1.4	0.96	0.75	0.66	0.61	0.58	0.56	0.56	0.56	0.58
0.300	12.2	7.1	4.0	2.3	1.3	0.88	0.66	0.57	0.52	0.48	0.46	0.45	0.45	0.45
0.400	12.1	7.1	4.0	2.2	1.3	0.84	0.62	0.52	0.47	0.43	0.41	0.39	0.39	0.39
0.500	12.1	7.0	4.0	2.2	1.3	0.81	0.60	0.50	0.44	0.40	0.38	0.36	0.35	0.36
0.600	12.1	7.0	3.9	2.2	1.3	0.80	0.58	0.48	0.42	0.38	0.35	0.34	0.33	0.33
0.800	12.1	7.0	3.9	2.2	1.2	0.78	0.56	0.46	0.40	0.36	0.33	0.31	0.30	0.30
1.000	12.0	7.0	3.9	2.2	1.2	0.76	0.55	0.44	0.39	0.34	0.31	0.29	0.28	0.28
2.000	12.0	7.0	3.9	2.1	1.2	0.74	0.52	0.42	0.36	0.31	0.28	0.26	0.25	0.24
5.000	12.0	6.9	3.9	2.1	1.2	0.72	0.51	0.40	0.34	0.30	0.26	0.24	0.23	0.22
10.000	12.0	6.9	3.9	2.1	1.2	0.72	0.50	0.40	0.34	0.29	0.26	0.23	0.22	0.21
20.000	12.0	6.9	3.9	2.1	1.2	0.71	0.50	0.39	0.33	0.29	0.25	0.23	0.22	0.21
50.000	12.0	6.9	3.9	2.1	1.2	0.71	0.50	0.39	0.33	0.29	0.25	0.23	0.21	0.21
100.000	12.0	6.9	3.9	2.1	1.2	0.71	0.50	0.39	0.33	0.29	0.25	0.23	0.21	0.21

Tabla 7.2: Coeficientes de cálculo de ESR [5]

En la tabla no aparece el valor de 22 kHz, sino que aparece el de 20 kHz. Sin embargo, observando la tabla, puede deducirse que la variación del coeficiente para una frecuencia de 20 kHz o de 22 kHz es mínima, por lo que en el cálculo no se ha interpolado y se ha entrado directamente con el valor de 20 kHz.

De este modo, se obtiene un coeficiente de 0.22, por lo que el valor de ESR para 22 kHz y 85°C es de:

$$\text{ESR} (22 \text{ kHz}, 85^\circ\text{C}) = \text{ESR} (100 \text{ Hz}, 20^\circ\text{C}) \cdot 0,22 = 0,24 \cdot 0,22 = 0,053 \Omega$$

Con este valor de ESR se calculan las pérdidas en el condensador debidas a la resistencia asociada en serie para el caso en el que el convertidor trabaja a plena potencia (en ese caso, el valor eficaz de la corriente por el condensador de salida es de 22,5 A):

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} = 22,5^2 \cdot 0,053 = 26,8 \text{ W}$$

En la hoja de características del condensador, el fabricante indica que la resistencia térmica entre el hot-spot y el ambiente es de  $R_{\text{th}} = 9,8 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Con estos datos y con una temperatura ambiente máxima de trabajo de 40°C se calcula la temperatura del hot-spot:

$$T_{\text{h}} = T_{\text{a}} + R_{\text{th}} \cdot P_{\text{loss}} = 40 + 9,8 \cdot 26,8 = 302,64 \text{ }^\circ\text{C}$$

No se ha acertado con la estimación de la temperatura del punto caliente. Además, es una temperatura muy superior a la máxima permitida en este punto (100°C).

Con la temperatura obtenida se realizaría una segunda iteración y se entraría a la tabla que entrega el coeficiente para obtener el valor de ESR a la frecuencia y temperaturas de trabajo. Sin embargo, al sobrepasar tanto la temperatura máxima de trabajo, no aparecen valores tan altos de temperatura en la tabla.

Este condensador queda descartado ya que las condiciones de funcionamiento a las que se le somete, hacen que su temperatura se eleve del orden de 3 veces la temperatura máxima admisible, ocasionando la destrucción del condensador.

### 7.3.1.2 ALTERNATIVAS

Utilizando sólo un condensador no se puede evitar el problema de sobrecalentamiento, salvo que se utilice un condensador con capacidad y tensión muy por encima de las necesarias, ya que el valor de ESR disminuye según aumentan estos parámetros. Además, al aumentar la superficie convectiva, la resistencia térmica baja, produciéndose una mejor evacuación del calor y, un menor calentamiento.

Para solventar el problema de sobrecalentamiento, se ha optado por elegir condensadores con menor capacidad que el elegido anteriormente y conectarlos en paralelo.

De esta forma, sumando sus capacidades, se obtiene el valor de capacidad necesario. Además, al dividirse la corriente por cada condensador, las pérdidas en cada condensador son menores que para el caso de utilizar uno solo y, por tanto, el calentamiento es menor.

El modelo PEH 169 de la marca Kemet se puede encontrar con una capacidad de 68  $\mu\text{F}$  y con una tensión de 400 V, por lo que una agrupación de 5 condensadores de este modelo en paralelo, podría ser una solución para evitar el sobrecalentamiento.

Sin embargo, este condensador no se encuentra catalogado en ninguno de los distribuidores con los que la Universidad Pública de Navarra trabaja habitualmente, por lo que se ha sido descartado.

Por el contrario, el modelo PEH 169 de 100  $\mu\text{F}$  y 350 V, sí que se encuentra catalogado, por lo que se va a proceder a comprobar si este condensador puede soportar las condiciones de trabajo más exigentes del elevador.

### 7.3.2 SEGUNDO CONDENSADOR ANALIZADO. PROBLEMA DE FALTA DE STOCK

Las principales características del condensador PEH169 son las siguientes:

Modelo	C	Vdc	ESR (20°C, 100Hz)	ESL	Ta	Th
PEH 169	100 $\mu\text{F}$	350 V	0,81 $\Omega$	12 nH	105°C	112°C

Tabla 7.3: Parámetros principales del modelo PEH169

Se realizará el cálculo para una configuración de 4 condensadores en paralelo de este modelo.

La Frecuencia de Resonancia de cada condensador es de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 145\text{kHz}$$

La frecuencia con la que van a trabajar los condensadores es de 22 kHz, casi 7 veces menor a la Frecuencia de Resonancia.

Tras cumplir el requisito de trabajar por debajo de la frecuencia de resonancia, se comprueba si la temperatura máxima que alcanzara el punto caliente del condensador (Th), está por debajo de la máxima temperatura admisible (112 °C).

### 7.3.2.1 CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL PUNTO CALIENTE

El método de cálculo es el método iterativo que se ha realizado anteriormente:

Se estima una  $T_h = 70^\circ\text{C}$

Se obtiene el valor de ESR para 22 kHz y  $70^\circ\text{C}$

$$\text{ESR} (22 \text{ kHz}, 70^\circ\text{C}) = \text{ESR} (100 \text{ Hz}, 20^\circ\text{C}) \cdot 0,23 = 0,81 \cdot 0,23 = 0,186 \Omega$$

Con este valor de ESR, se calculan las pérdidas debidas a la resistencia asociada en serie en cada condensador. El valor eficaz máximo de la corriente que circula por cada uno de los 4 condensadores es de  $22,5/4 = 5,6 \text{ A}$ .

Por lo que las pérdidas debidas a la ESR en cada condensador son:

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} = 5,6^2 \cdot 0,186 = 5,83 \text{ W}$$

En la hoja de características del condensador, el fabricante indica que la resistencia térmica entre el hot-spot y el ambiente es de  $R_{\text{th}} = 10,6^\circ\text{C/W}$

Con estos datos y con una temperatura ambiente máxima de trabajo de  $40^\circ\text{C}$  se calcula la temperatura del hot-spot en cada condensador:

$$T_h = T_a + R_{\text{th}} \cdot P_{\text{loss}} = 40 + 10,6 \cdot 5,83 = 102^\circ\text{C}$$

No se ha acertado con la estimación de la temperatura del punto caliente pero la temperatura obtenida es inferior a la máxima temperatura permitida en este punto para este condensador ( $112^\circ\text{C}$ ). Este hecho hace que se realice una segunda iteración, entrando a la tabla con una temperatura de  $100^\circ\text{C}$ .

$$\text{ESR} (22 \text{ kHz}, 100^\circ\text{C}) = \text{ESR} (100 \text{ Hz}, 20^\circ\text{C}) \cdot 0,21 = 0,81 \cdot 0,21 = 0,17 \Omega$$

Por lo que las pérdidas debidas a la ESR en cada condensador son:

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} = 5,6^2 \cdot 0,17 = 5,33 \text{ W}$$

Y la temperatura en el hot-spot:

$$T_h = T_a + R_{\text{th}} \cdot P_{\text{loss}} = 40 + 10,6 \cdot 5,33 = 96,5^\circ\text{C}$$

La temperatura máxima que se alcanza en hot-spot está entre  $95$  y  $100^\circ\text{C}$ , valor inferior a la temperatura máxima permitida para este punto ( $112^\circ\text{C}$ ). Sin embargo, debido a que la reducción de la temperatura de trabajo en los condensadores, es sinónimo de alargar su vida útil, [5] se van a conectar 5 condensadores en paralelo en vez de 4.

Este hecho causa, además del aumento de la vida útil de los condensadores, un menor rizado de tensión a la salida del elevador ( $0,9 \text{ V}$  pico-pico) y menores pérdidas, ya que al conectar los condensadores en paralelo, la ESR equivalente de todos los condensadores se reduce (resistencias en paralelo).

Dicho esto, se procede a realizar el cálculo para los 5 condensadores:

Se obtiene una  $T_h = 85^\circ\text{C}$

Se obtiene el valor de ESR para 22 kHz y  $85^\circ\text{C}$

$$\text{ESR} (22 \text{ kHz}, 85^\circ\text{C}) = \text{ESR} (100 \text{ Hz}, 20^\circ\text{C}) \cdot 0,22 = 0,81 \cdot 0,22 = 0,178 \Omega$$

Con este valor de ESR se calculan las pérdidas en cada condensador debidas a la resistencia asociada en serie. El valor eficaz máximo de la corriente que circula por cada uno de los 5 condensadores es de  $22,5/5 = 4,5 \text{ A}$ .

Por lo que las pérdidas debidas a la ESR en cada condensador son:

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} = 4,5^2 \cdot 0,178 = 3,6 \text{ W}$$

Las pérdidas debidas a fugas de corriente a través del dieléctrico son generalmente despreciables frente a las pérdidas ocasionadas por la ESR. [5] Sin embargo, se van a incluir para realizar un cálculo más preciso.

Nótese que en los anteriores cálculos, no se han incluido las pérdidas por fugas de corriente a través del dieléctrico, ya que sólo con las pérdidas debidas a la ESR, ha bastado para descartar la configuración o modelo elegido.

Para el modelo PEH 169, el fabricante da la siguiente ecuación para obtener la corriente continua que circula a través del dieléctrico:

$$I_L = 0,003 \cdot C_R \cdot V_R + 4 = 0,003 \cdot 100 \cdot 350 + 4 = 109 \mu\text{A}$$

Donde:

$I_L$  es la corriente de fugas (Leakage current) en  $\mu\text{A}$ .

$C_R$  es la capacidad del condensador en  $\mu\text{F}$ .

$V_R$  es la tensión del condensador en V.

Por lo que las pérdidas debidas a la corriente continua que circula a través del dieléctrico en cada condensador son:

$$P_{\text{loss\_DC}} = V_{\text{salida}} \cdot I_L = 210 \cdot 109 \cdot 10^{-6} = 0,023 \text{ W}$$

Una vez obtenidas las pérdidas debidas a la ESR y a la corriente de fugas a través del dieléctrico, se procede a calcular la temperatura del hot-spot:

$$T_h = T_a + R_{\text{th}} \cdot (P_{\text{loss}} + P_{\text{loss\_DC}}) = 40 + 10,6 \cdot (3,6 + 0,023) = 78,4^\circ\text{C}$$

La temperatura obtenida es aproximada a la temperatura estimada, por lo que se puede concluir que la temperatura máxima del punto caliente utilizando 5 condensadores en paralelo, es de de aproximadamente  $80^\circ\text{C}$ , lo que supone trabajar un 30 % por debajo de la temperatura máxima permitida.

Una vez realizado el cálculo térmico, se procede a comprobar si el valor eficaz de corriente que circula por cada condensador, es inferior al máximo valor eficaz de corriente tolerable que puede circular por cada condensador.

### 7.3.2.2 CÁLCULO DEL MÁXIMO VALOR EFICAZ DE RIZADO DE CORRIENTE

Las pérdidas debidas a la corriente de fugas a través del dieléctrico son despreciables frente a las causadas por la ESR, por lo que no se van a tener en cuenta en este cálculo.

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} \qquad P_{\text{loss}} = \frac{\Delta T}{R_{\text{th}}}$$

Donde  $\Delta T$  es el gradiente de temperatura entre el hot-spot y el ambiente y  $R_{\text{th}}$  la resistencia térmica entre el hot-spot y el ambiente.

Combinando las dos ecuaciones anteriores se obtiene:

$$\Delta T = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} \cdot R_{\text{th}}$$

Para calcular el máximo valor eficaz de corriente, se necesita especificar el máximo gradiente de temperatura que se puede tener.

$$P_{\text{loss\_max}} = \frac{\Delta T_{\text{max}}}{R_{\text{th}}}$$

De modo que la el máximo valor eficaz tolerable en cada condensador viene determinado por la siguiente ecuación:

$$I_{\text{rms máx tolerada}} = \sqrt{\frac{P_{\text{loss\_max}}}{\text{ESR}}}$$

Para el caso particular del condensador utilizado:

$$P_{\text{loss\_max}} = \frac{\Delta T_{\text{max}}}{R_{\text{th}}} = \frac{112-40}{10,6} = 6,79 \text{ W}$$

$$I_{\text{rms máx tolerada}} = \sqrt{\frac{P_{\text{loss\_max}}}{\text{ESR}}} = \sqrt{\frac{6,79}{0,178}} = 6,2 \text{ A}$$

El valor obtenido es superior al máximo valor eficaz de corriente que circula por cada condensador (4,5 A), por tanto, se cumplen las condiciones de máximo valor eficaz de corriente tolerada.

Una vez comprobada la validez de la configuración de 5 condensadores en paralelo para las condiciones más desfavorables de trabajo, se va a estimar la vida útil de los condensadores.

### 7.3.2.3 CÁLCULO DE VIDA ÚTIL

El fabricante da la siguiente ecuación para estimar la vida útil de sus condensadores:

$$VU = A \cdot 2^{\frac{85 - T_h}{C}}$$

Donde:

VU es la vida útil del condensador en horas.

A y C son parámetros que el fabricante da en función del modelo y del diámetro del condensador (en este caso  $A = 35000$  y  $C = 12$ ).

$T_h$  es la temperatura máxima del hot-spot que alcanzará el condensador en las condiciones de trabajo a las que se le somete.

De este modo, en el elevador estudiado, la vida útil de los condensadores de salida es:

$$VU = 35000 \cdot 2^{\frac{85 - 80}{12}} \approx 46720 \text{ horas}$$

### 7.3.2.4 PROBLEMÁTICA Y ALTERNATIVAS

Este modelo de condensador se encuentra catalogado en [www.farnell.es](http://www.farnell.es). Sin embargo, no se encuentra en stock. Se ha hablado con un comercial de la tienda y ha comentado que los plazos de entrega de productos que ellos no tienen en stock es de aproximadamente 2 meses.

Sabiendo esto, se ha buscado un condensador de similares características, pero que se encontrase en stock en alguna de las páginas de compra de componentes electrónicos con las que trabaja habitualmente la Universidad Pública de Navarra. Dicho condensador es el modelo CG101T350R2C de la marca Cornell Dubilier.

## 7.3.3 TERCER CONDENSADOR ANALIZADO. SELECCIÓN FINAL

Las principales características del condensador CG101T350R2C son las siguientes:

Modelo	C	Vdc	ESR (20°C, 100Hz)	ESL	Ta	Th
CG101T350R2C	100 $\mu$ F	350 V	0,72 $\Omega$	12 nH	85°C	100°C

Tabla 7.4: Parámetros principales del modelo CG101T350R2C

La Frecuencia de Resonancia de cada condensador es de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 145\text{kHz}$$

La frecuencia con la que van a trabajar los condensadores es de 22 kHz, casi 7 veces menor a la Frecuencia de Resonancia.

### 7.3.3.1 CÁLCULO DE LA TEMPERATURA DEL PUNTO CALIENTE

Se procede a realizar el cálculo térmico a este condensador para una configuración de 5 condensadores en paralelo.

Se ha seguido el método iterativo llevado a cabo anteriormente, ya que es un método general que se puede aplicar a cualquier condensador. Los coeficientes de cálculo para obtener el valor de ESR en las condiciones reales de trabajo, se siguen obteniendo de la tabla 7.2.

Se estima una  $T_h = 85^\circ\text{C}$

Se obtiene el valor de ESR para 22 kHz y  $85^\circ\text{C}$

$$\text{ESR}(22\text{ kHz}, 85^\circ\text{C}) = \text{ESR}(100\text{ Hz}, 20^\circ\text{C}) \cdot 0,22 = 0,72 \cdot 0,22 = 0,158\ \Omega$$

Con este valor de ESR se calculan las pérdidas en cada condensador debidas a la resistencia asociada en serie. El valor eficaz máximo de la corriente que circula por cada uno de los 5 condensadores es de  $22,5/5 = 4,5\text{ A}$ .

Por lo que las pérdidas debidas a la ESR en cada condensador son:

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot \text{ESR} = 4,5^2 \cdot 0,158 = 3,2\text{ W}$$

Y la temperatura en el hot-spot:

$$T_h = T_a + R_{\text{th}} \cdot P_{\text{loss}} = 40 + 11,3 \cdot 3,2 = 76^\circ\text{C}$$

La temperatura obtenida es aproximada a la temperatura estimada por lo que se puede concluir que la temperatura máxima del punto caliente utilizando 5 condensadores en paralelo es de aproximadamente  $80^\circ\text{C}$ , lo que supone trabajar un 20 % por debajo de la temperatura máxima permitida.

Una vez realizado el cálculo térmico, se procede a comprobar si el valor eficaz de corriente que circulará por cada condensador es inferior al máximo valor eficaz de corriente tolerable que puede circular por cada condensador.

### 7.3.3.2 CÁLCULO DEL MÁXIMO VALOR EFICAZ DE RIZADO DE CORRIENTE

Al igual que para el análisis del modelo PEH169, se van a despreciar las pérdidas debidas a la corriente de fugas a través del dieléctrico.

$$P_{\text{loss\_max}} = \frac{\Delta T_{\text{max}}}{R_{\text{th}}} = \frac{100-40}{11,3} = 5,31 \text{ W}$$

$$I_{\text{rms máx tolerada}} = \sqrt{\frac{P_{\text{loss\_max}}}{\text{ESR}}} = \sqrt{\frac{5,31}{0,158}} = 5,8 \text{ A}$$

El valor obtenido es superior al máximo valor eficaz de corriente que circulará por cada condensador (4,5 A), por tanto, se cumplen las condiciones de máximo valor eficaz de corriente tolerada.

Habiendo comprobado la validez de la configuración de 5 condensadores en paralelo para las condiciones más desfavorables de trabajo, se va a estimar la vida útil de los condensadores.

### 7.3.3.3 CÁLCULO DE VIDA ÚTIL

El fabricante da la siguiente ecuación para estimar la vida útil de sus condensadores:

$$VU = L_b \cdot \left(4,3 - 3,3 \cdot \frac{V_a}{V_r}\right) \cdot 2^{\frac{T_m - T_h}{10}}$$

Donde:

VU es la vida útil del condensador en horas.

$L_b$  es la vida útil del condensador para la temperatura máxima (en este modelo 2000 horas).

$V_a$  es la tensión que se le aplica al condensador.

$V_r$  es la tensión de diseño del condensador.

$T_m$  es la temperatura máxima permitida en el hot-spot.

$T_h$  es la temperatura máxima del hot-spot que alcanzará el condensador en las condiciones de trabajo a las que se le va a someter.

De este modo, en el elevador estudiado, la vida útil de los condensadores de salida es

$$VU = 2000 \cdot \left(4,3 - 3,3 \cdot \frac{210}{350}\right) \cdot 2^{\frac{100-80}{10}} = 18560 \text{ horas}$$

## 7.4 CONDENSADOR DE ENTRADA

Al igual que para el caso del condensador de salida, el estudio de condensadores, ha comenzado buscando la opción que mejor se ajusta a las necesidades de capacidad y de tensión. Además, de las opciones elegidas, se ha seleccionado aquella cuya ESR es menor.

Con estos requerimientos se ha llegado al modelo B41858 de la marca TDK, que tiene las siguientes características principales:

Modelo	C	Vdc	ESR (20°C, 10 kHz)	ESL	Ta	Th
B41858	100 $\mu$ F	100 V	0,305 $\Omega$	20 nH	105 °C	110 °C

Tabla 7.5: Parámetros principales del modelo B41858

La Frecuencia de Resonancia del condensador es de:

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 113 \text{ kHz}$$

La frecuencia con la que van a trabajar los condensadores es de 22 kHz, 5 veces menor a la Frecuencia de Resonancia.

No se ha encontrado un fabricante que en condensadores tan pequeños facilitase los datos de resistencia térmica, por lo que para comprobar si este condensador va a soportar las condiciones de trabajo, se va a calcular la resistencia térmica de manera aproximada.

### 7.4.1 RESISTENCIA TÉRMICA DEL CONDENSADOR

El condensador de entrada va a disipar calor al ambiente a través de conducción, convección y radiación.

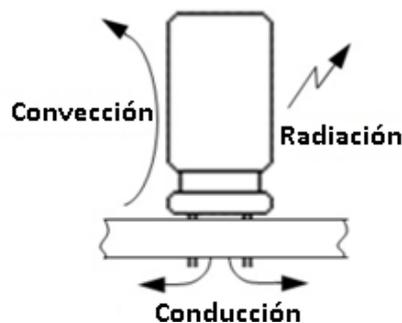


Figura 7.3: Disipación térmica del condensador [6]

Sin embargo, debido a la poca superficie de contacto que va a tener el condensador, se desprecia la potencia térmica evacuada por conducción.

### 7.4.1.1 POTENCIA EVACUADA POR RADIACIÓN

El circuito equivalente eléctrico para el intercambio neto de calor por radiación entre dos superficies es el siguiente:

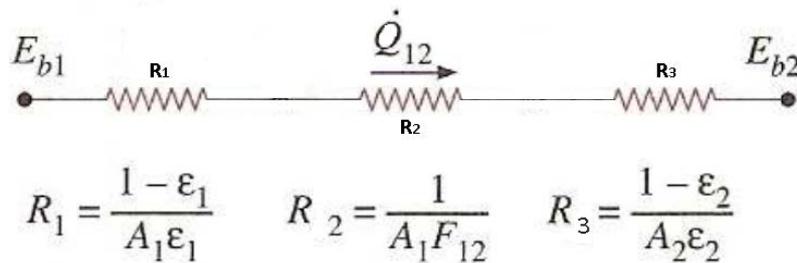


Figura 7.4: Circuito equivalente intercambio de calor radiante [7]

$$E_{b1} = \sigma \cdot T_1^4 \quad E_{b2} = \sigma \cdot T_2^4$$

Por lo que el intercambio neto de calor entre los cuerpos 1 y 2 es: [7]

$$\dot{Q}_{12} = \frac{E_{b1} - E_{b2}}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{\sigma \cdot (T_1^4 - T_2^4)}{\frac{1 - \varepsilon_1}{A_1 \cdot \varepsilon_1} + \frac{1}{A_1 F_{12}} + \frac{1 - \varepsilon_2}{A_2 \cdot \varepsilon_2}}$$

Donde:

$R_1$  y  $R_3$  son las resistencias superficiales de los cuerpos 1 y 2 respectivamente.

$R_2$  es la resistencia del factor de forma entre el cuerpo uno y el cuerpo 2 respectivamente.

$\varepsilon_1$  y  $\varepsilon_2$  son las emisividades de los cuerpos 1 y 2 respectivamente.

$A_1$  y  $A_2$  son las superficies de los cuerpos 1 y 2 respectivamente.

$F_{12}$  es el factor de forma de 1 a 2.

$E_{b1}$  y  $E_{b2}$  es el poder emisor de cuerpo negro de los cuerpos 1 y 2 respectivamente.

$T_1$  y  $T_2$  es la temperatura de los cuerpos 1 y 2 respectivamente.

$\sigma$  es la constante de Stefan-Boltzmann ( $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}^4)$ ).

Un condensador es un cuerpo que evacua calor por radiación en una habitación cerrada.

Por lo que se va a hacer la aproximación de que un condensador es un objeto pequeño encerrado en una cavidad grande.

Objeto pequeño en una cavidad grande

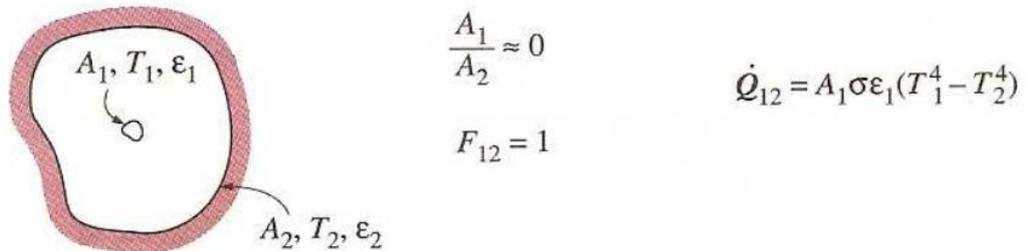


Figura 7.5: Objeto pequeño en una cavidad grande [7]

La emisividad del condensador se va a tomar como  $\epsilon_1 = 0,85$  [6]

El condensador tiene 12,5 mm de diámetro y 20 mm de altura y se va a considerar que evacúa calor por la parte lateral y por la parte superior, por lo que el área de evacuación de calor es  $A_1 = 9,2 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ .

La temperatura máxima superficial del condensador es  $T_1 = 105 \text{ °C} = 378 \text{ K}$

La temperatura máxima de las paredes de la habitación es  $T_2 = 40 \text{ °C} = 313 \text{ K}$

Por lo que la potencia evacuada por radiación es:

$$Q_{12} = A_1 \sigma \epsilon_1 (T_1^4 - T_2^4) = 9,2 \cdot 10^{-4} \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot 0,85 \cdot (378^4 - 313^4)$$

$$Q_{12} = 0,5 \text{ W}$$

### 7.4.1.2 POTENCIA EVACUADA POR CONVECCIÓN

En un condensador la expresión que refleja la potencia térmica evacuada por convección natural es:

$$Q_{\text{conv}} = h_{\text{free}} \cdot A_s \cdot \Delta T \quad [7]$$

$$h_{\text{free}} = 1,32 \cdot [\Delta T/D]^{1/4} \quad [6]$$

$$Q_{\text{conv}} = 0,61 \text{ W}$$

### 7.4.1.3 CÁLCULO DE LA RESISTENCIA TÉRMICA DEL CONDENSADOR

Se va a despreciar la resistencia térmica entre el hot-spot y la superficie, puesto que para un condensador tan pequeño, esta resistencia es muy pequeña. [6]

La potencia máxima total que se puede evacuar por radiación y convección es de 1,11 W.

Para una diferencia de temperatura de 60 °C entre la superficie del condensador y el ambiente, la resistencia térmica es:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{Q_{Tot}} = \frac{60}{1,11} = 54,1 \frac{^{\circ}C}{W}$$

### 7.4.2 CÁLCULO TÉRMICO

A través de la tabla 7.2, se calcula el valor de ESR a 22 kHz y a la temperatura máxima que puede alcanzar el hot-spot del condensador, en este caso, 110 °C (al no haber más datos en la tabla, se extrae el coeficiente para una temperatura de 100 °C).

$$ESR (22 \text{ kHz}, 110^{\circ}C) = 0,1342 \Omega$$

El valor eficaz máximo de corriente que circula por el condensador es 1,39 A. Por lo que la potencia máxima a evacuar del condensador es:

$$P_{loss} = I_{rms}^2 \cdot ESR = 1,39^2 \cdot 0,1342 = 0,26 \text{ W}$$

La resistencia máxima que se puede permitir tener en el condensador, para evacuar estas pérdidas es:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{Q} = \frac{60}{0,26} = 231 \frac{^{\circ}C}{W}$$

La resistencia térmica calculada en el condensador, es mucho menor que la que se puede permitir tener para poder evacuar las pérdidas sin superar la temperatura máxima de trabajo tolerable, por lo que el cálculo térmico se da por bueno, dando por válido el condensador elegido para la entrada del elevador.

# CAPÍTULO 8

## DIMENSIONADO DEL CIRCUITO DE CONTROL

### 8.1 DRIVER

En cuanto a la elección del driver para el disparo del IGBT, las exigencias no han sido demasiado grandes, se ha buscado un driver cuyas características principales sean:

- Aislamiento entre la parte de señal y la parte de potencia.
- Correcto funcionamiento a la frecuencia de conmutación del IGBT.
- Rango de tensión adecuado a las exigencias a las que se le va a hacer trabajar.
- Precio económico.

Con estos requerimientos, el driver elegido ha sido el modelo HCPL-3120 de la marca Avago.

#### 8.1.1 DIMENSIONADO DEL CIRCUITO DEL DRIVER

El driver es el encargado de encender y de apagar el IGBT.

De la mano del driver, van una serie de componentes, cuyo objetivo es la optimización del funcionamiento del IGBT. Dichos componentes, se encargan de que el encendido y el apagado del IGBT, se realiza correctamente.

Los encendidos parásitos, generalmente son debidos a la capacidad de Miller entre el colector y la puerta del IGBT. Debido a este acoplo puerta-colector, se puede crear una fuerte derivada de tensión durante el apagado del IGBT, que produzca un encendido parásito.

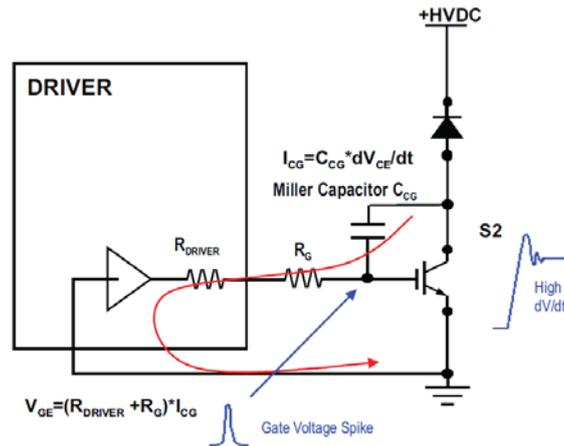


Figura 8.1: Encendido parásito debido a la Capacidad de Miller [8]

Al producirse una fuerte derivada de tensión entre el colector y el emisor del IGBT (S2), una corriente fluye a través de la capacidad de Miller, la resistencia de puerta y la resistencia de puerta interna del driver.

El valor de esa corriente es:

$$I_{CG} = C_{CG} \cdot \frac{dV_{CE}}{dt}$$

Esta corriente crea una caída de tensión en la resistencia de puerta. Si esta caída de tensión supera el umbral de puerta del IGBT, se produce un encendido parásito. [8]

Para evitar los encendidos parásitos se va a actuar sobre la resistencia de puerta y sobre la alimentación del driver.

### 8.1.1.1 RESISTENCIA DE PUERTA

Se va a separar la resistencia de puerta para el encendido y para el apagado.

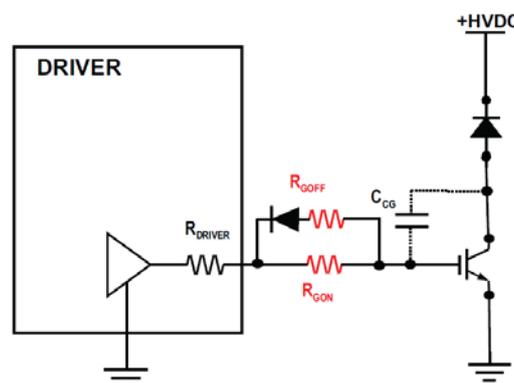


Figura 8.2: Resistencia de puerta [8]

La resistencia de puerta de encendido, influencia a las variaciones de tensión y corriente durante el encendido del IGBT. Incrementar la resistencia de puerta reduce las variaciones de tensión y de corriente, pero aumenta las pérdidas de conmutación. [8]

Reduciendo la resistencia de puerta de apagado, se puede prevenir un encendido parásito. Además, cuanto menor sea la resistencia de puerta de apagado, menores serán las pérdidas de conmutación. Como contrapartida, una menor resistencia provoca mayores sobre-oscilaciones, debido a las inductancias parásitas. [8]

El valor mínimo de resistencia de puerta, viene determinado por el máximo pico de corriente que puede dar el driver.

La mínima resistencia de puerta es:

$$R_g \geq \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{OL}}{I_{OL\ peak}} = \frac{15 - (-5) - 2}{2,5} = 7,2 \Omega$$

$V_{CC}$  es la tensión de alimentación de la patilla positiva y  $V_{EE}$  la tensión de alimentación de la patilla negativa (Ver siguiente apartado).  $I_{OL\ peak}$  es el máximo pico de corriente que puede dar el driver y  $V_{OL}$  es un valor conservativo para  $I_{OL\ peak}$ . (ver hoja de características del driver)

La optimización de la resistencia de puerta a través de mediciones empíricas se deja como trabajo futuro. Nótese que el cálculo de pérdidas de los semiconductores y el dimensionado del equipo de refrigeración, se ha hecho para una resistencia de puerta de  $10 \Omega$ . Un aumento en la resistencia de puerta se traduciría en un aumento en las pérdidas de conmutación. Sin embargo, la resistencia térmica que posee el conjunto radiador + ventilador que se va a utilizar en el elevador, es del orden de 0,5 veces la resistencia máxima que se puede tener. Este hecho hace que sea posible trabajar con una resistencia de puerta superior a  $10 \Omega$ . En caso de resultar interesante hacerlo, se deberá realizar el cálculo de pérdidas para comprobar que no se produce sobrecalentamiento en los semiconductores. (ver capítulo 6)

### 8.1.1.2 ALIMENTACIÓN DEL DRIVER

Utilizar una tensión de puerta negativa ayuda a asegurar el apagado y bloquear el IGBT. [8]

El driver va a ser alimentado entre 15 V y -5V. El motivo de los 15 V es que el fabricante del IGBT, recomienda dar la orden de encendido con esta tensión y, el motivo de -5V, es asegurar que el IGBT permanezca apagado cuando el driver de la orden de apagado, es decir, evitar que por accidente se alcance la tensión umbral del IGBT ( $\min V_{GEth} = 4,5$ ) y éste empiece a conducir.

Además, al aumentar la diferencia de tensión aplicada en el cambio de estado del driver, se consigue acelerar el proceso de conmutación y, en consecuencia, reducir las pérdidas. [8]

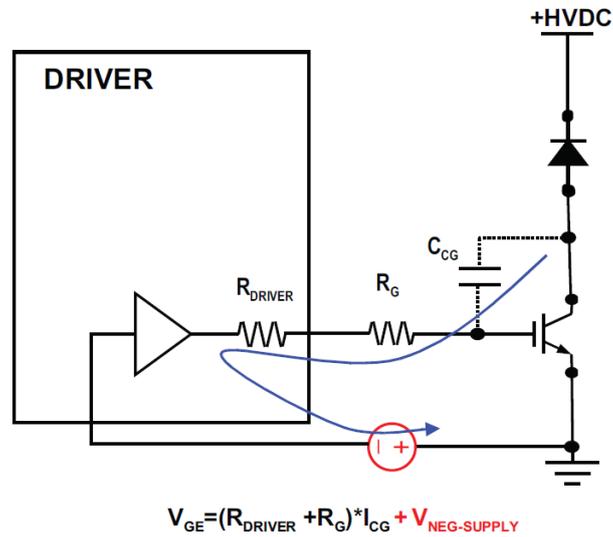


Figura 8.3: Alimentación negativa del driver [8]

En la alimentación del driver se van a colocar dos condensadores en paralelo. Dichos condensadores son, un condensador bootstrap y un condensador de desacoplo.

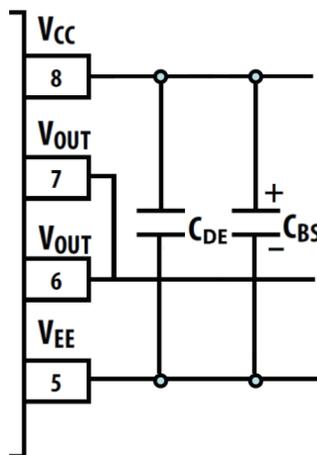


Figura 8.4: Condensadores en la alimentación del driver

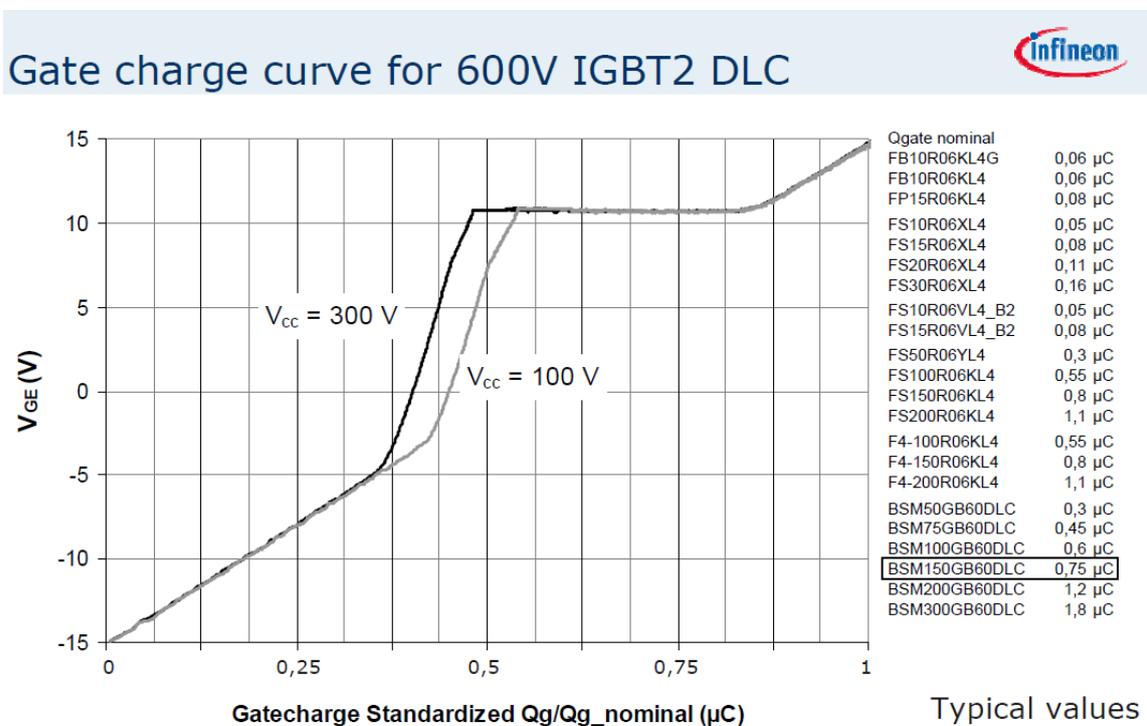
### 8.1.1.2.1 Condensador Bootstrap

Es el encargado de dar el pico de corriente necesario para encender el IGBT. Almacena energía cuando el IGBT está apagado y la entrega para encenderlo.

Dicho condensador, debe estar correctamente dimensionado, si la capacidad es demasiado grande, se necesitará mucho tiempo para cargar el condensador, limitándose la máxima frecuencia de conmutación. Por el contrario, si la capacidad es demasiado baja, puede haber grandes caídas de tensión en la alimentación del driver. [9]

Para que se produzcan pequeñas variaciones de tensión en la alimentación del driver, la carga del condensador ( $Q_{BOOT}$ ) debe ser mucho mayor que la carga requerida para encender el IGBT ( $Q_g$ ). Un valor razonable es considerar que la tensión en el condensador ( $V_{BOOT}$ ) tenga un rizado del 5%. Para tener ese rizado, la carga almacenada en el condensador debe ser 20 veces superior a la carga requerida para encender el IGBT. [9]

En la hoja de características de un IGBT, es típico encontrarse con la curva de carga de puerta en función de la tensión de puerta aplicada ( $V_{GE}$ ). Sin embargo, en la hoja de características del módulo utilizado, no es facilitada esta gráfica. Se ha contactado con el fabricante a través de “Infineon chat support” y se le ha comentado la carencia de dicha gráfica en la hoja de características. Al hablarle de la necesidad de ese dato en el dimensionado del proyecto realizado, ha accedido enviar la gráfica por correo.



Gráfica 8.1: Carga de puerta [10]

En el módulo utilizado (BSM150GB60DLC), la carga de puerta nominal para una tensión de -15V a 15V es de:

$$Q_g = 0,75\mu\text{C} = 7,5 \cdot 10^{-7}\text{C}$$

Sin embargo, la mínima tensión que se va a aplicar en la puerta del IGBT es de -5V, por lo que la carga de puerta es:

$$Q_g = 7,5 \cdot 10^{-7} - 0,34 \cdot 7,5 \cdot 10^{-7} = 4,9 \cdot 10^{-7}\text{C}$$

Una vez calculada la carga de puerta requerida, se procede al cálculo de la capacidad del condensador Bootstrap:

$$Q_{\text{BOOT}} = C_{\text{BOOT}} \cdot V_{\text{BOOT}} = Q_g \cdot 20$$

$$C_{\text{BOOT}} = \frac{Q_g \cdot 20}{V_{\text{BOOT}}} = \frac{4,9 \cdot 10^{-7} \cdot 20}{15 - (-5)} = 4,9 \cdot 10^{-7} \text{ F} \approx 0,5 \mu\text{F}$$

### 8.1.1.2.2 Condensador de desacoplo

Debido a que la fuente con la que se va a alimentar el driver, es una fuente conmutada, ésta puede generar picos de corriente. Para evitar que dichos picos perjudiquen al driver, se conecta un condensador cerámico de desacoplo.

Un valor típicamente utilizado en estas aplicaciones es 100 nF. Para reducir la inductancia parásita, el condensador de desacoplo debe estar conectado lo más cerca posible de los pines de alimentación. [9]

## 8.2 MODULACIÓN PWM

La implementación de la modulación PWM se va a llevar a cabo mediante un comparador de dos entradas y una salida. A la entrada (+) del comparador, llega la tensión de control proporcionada por el PI. A la entrada (-) del comparador, llega una onda triangular que va de 0 a 10 V a una frecuencia de 22 kHz. Esto hace que cuando la tensión de control sea superior la onda triangular, el comparador de su valor alto de tensión.

Por el contrario si la tensión de control es menor a la onda triangular, la salida del comparador está en valor bajo. Nótese que la salida del comparador sólo tiene dos valores, alto y bajo.

## 8.2.1 COMPARADOR

Debido a la elevada frecuencia de conmutación, se necesita un comparador rápido. Se ha elegido el modelo LT1011 de la marca Linear Technology.

Conectado como se muestra a continuación, el comparador tiene una salida de 0 ó 5 voltios en función de las dos entradas. (ver hoja de características)

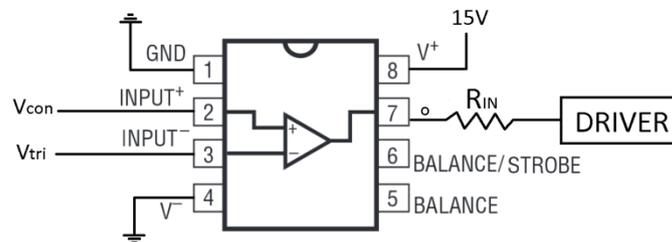


Figura 8.5: Modo de conexión del comparador

La corriente máxima del circuito de señal del driver, está limitada. Para no sobrepasar el límite, se coloca una resistencia ( $R_{IN}$ ) entre el comparador y el driver. Dicha resistencia viene determinada, según el fabricante del driver por:

$$R_{IN} = \frac{V_{CC1} - V_F - V_{OL}}{I_F}$$

$V_{CC1}$  es la máxima tensión a la salida del comparador (en este caso 5 V),  $V_F$  es la caída de tensión en el foto-diodo (el fabricante del driver afirma que el valor típico de  $V_F$  es 1,5 V),  $V_{OL}$  es un valor conservativo para  $I_{OLpeak}$  (en la hoja de características del driver, aparece que  $V_{OL} = 2V$ ).  $I_F$  es la corriente que debe circular por el foto-diodo (5mA para  $V_F = 1,5V$ ). (ver figura 16 de la hoja de características del driver)

Por lo que el valor de  $R_{IN}$  es:

$$R_{IN} = \frac{V_{CC1} - V_F - V_{OL}}{I_F} = \frac{5 - 1,5 - 2}{5 \cdot 10^{-3}} = 300 \Omega$$

## 8.2.2 GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR

### 8.2.2.1 OSCILADOR TRIANGULAR

La onda deseada debe ser una onda unipolar, que vaya de 0 a 10 V a una frecuencia de 22 kHz. El oscilador triangular utilizado es el siguiente: [11]

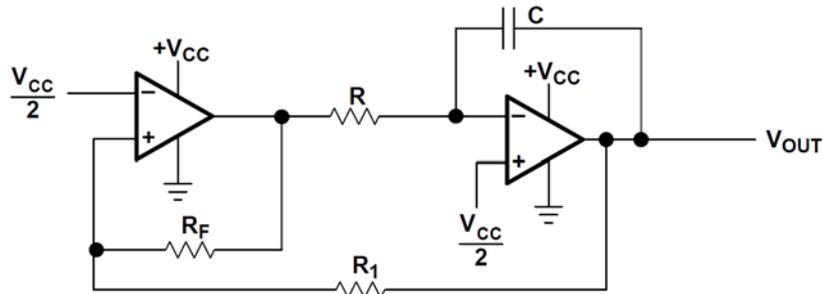


Figura 8.6: Oscilador triangular [11]

La amplitud del voltaje de salida y la frecuencia de oscilación, vienen determinadas por las siguientes ecuaciones:

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{CC}}}{2} \pm \frac{V_{\text{CC}} \cdot R_1}{2 \cdot R_F} \quad f = \frac{R_F}{4 \cdot C \cdot R \cdot R_1}$$

Se necesitan amplificadores operacionales rápidos (capaces de trabajar correctamente a la frecuencia de oscilación), precisos y que introduzcan el menor ruido posible. El modelo OP37 de la marca Analog Devices cumple todos los requisitos. Además, de todas las opciones analizadas con similares características, es la más económica.

Teóricamente, en un amplificador operacional, la tensión de salida puede alcanzar cualquier tensión comprendida entre la tensión de alimentación positiva y la negativa. Sin embargo, en la práctica, la máxima tensión de salida nunca será tan alta como la máxima tensión a la que se está alimentando al amplificador operacional, ni tan baja como la mínima tensión a la que se está alimentando. [11]

En este caso, la tensión  $V_{\text{CC}}$  va a ser 15 V. Según la ecuación de la tensión pico de salida, basta con que  $R_1$  sea igual a  $R_F$  para que la onda triangular pase por 0. Sin embargo, como se ha explicado, esto no va a suceder. Aun así, se le va a dar a  $R_1$  y a  $R_F$  el mismo valor, de tal forma que la onda pase tan cerca de 0 como se pueda. Se toma como valor de partida  $R_1 = R_F = 6 \text{ K}\Omega$ . Observando la misma ecuación, para  $R_1 = R_F$ , la tensión de salida máxima, es teóricamente  $V_{\text{CC}}$ . Sin embargo, en la práctica será un valor ligeramente inferior a  $V_{\text{CC}}$ .

Imponiendo todos los parámetros a excepción de  $R$ , se ajusta la frecuencia. De tal forma que de su ecuación, se extrae el valor de  $R$  para obtener la frecuencia deseada. Se va a tomar como punto de partida un condensador de capacidad 1 nF.

De este modo:

$$f = \frac{R_F}{4 \cdot C \cdot R \cdot R_1} \rightarrow R = \frac{1}{4 \cdot C \cdot f} = \frac{1}{4 \cdot 10^{-9} \cdot 22000} = 11365 \Omega$$

El oscilador triangular se ha simulado en el software LT Spice IV. Dicho software permite hacer simulaciones incluyendo elementos comerciales, consiguiéndose una simulación más cercana al comportamiento real.

El circuito introducido en el software es el siguiente:

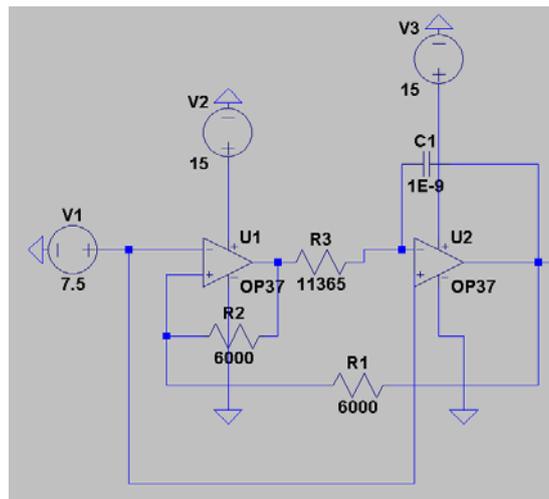


Figura 8.7: Oscilador triangular en LT Spice IV

La simulación del circuito da la siguiente onda triangular:

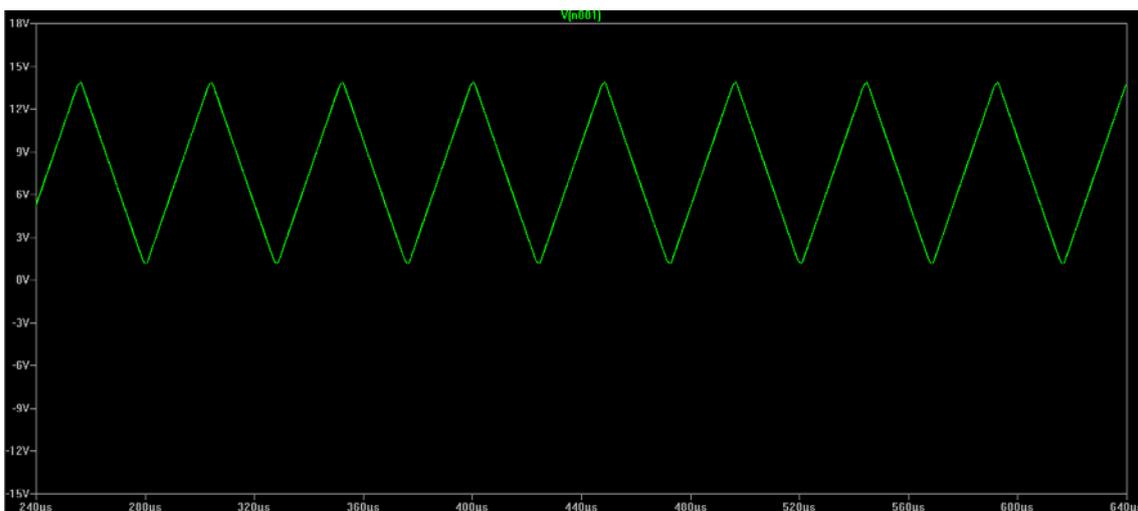


Figura 8.8: Simulación oscilador triangular en LT Spice IV

La onda obtenida tiene una tensión mínima de 1,3V y una tensión máxima de 13,7 V. Para obtener la forma de onda deseada, a la salida del oscilador triangular, se va a colocar un circuito restador que permita ajustar la ganancia.

Además, para evitar que el circuito restador sea una carga para el oscilador triangular, se va a colocar un buffer entre ambos circuitos. La frecuencia de la onda obtenida es algo inferior a 22 kHz. El ajuste óptimo de la frecuencia de oscilación, se ha de hacer de forma empírica, tomando como punto de partida los parámetros obtenidos y realizando las modificaciones necesarias sobre ellos.

El buffer utilizado, debe cumplir los mismos requisitos que el amplificador operacional. Así pues, se ha elegido el modelo LMH 6321 de la marca Texas Instruments. El buffer se va a alimentar entre -15V y 15V.

### 8.2.2.2 CIRCUITO RESTADOR

En cuanto al circuito restador, por un lado es necesario que desplace el valor mínimo de la onda triangular hasta 0V y, por otro, que ajuste la ganancia de la onda para que el valor máximo sea 10V. Al igual que el oscilador triangular, el circuito restador se va a hacer con el amplificador operacional OP 37. Pero esta vez, va a ser alimentado entre -15V y 15V, para que sea capaz de dar 0V a la salida.

El circuito restador y su ecuación se muestran a continuación:

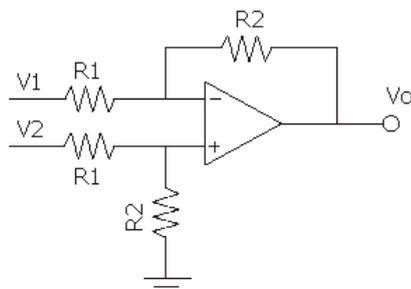


Figura 8.9: Circuito restador

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1)$$

Nótese que los valores de resistencias utilizados en el circuito restador no tienen nada que ver con los utilizados en el generador de onda triangular.

Según la simulación, para que la onda pase por cero, es necesario desplazarla 1,3V hacia abajo.

Por lo que:

$$V_1 = 1,3V$$

$V_2$  le llega la señal del buffer.

Al restar 1,3V, teóricamente la onda va entre 0 y 12,4V ( $12,4 = 13,7 - 1,3$ ). Sin embargo, el sistema diseñado, requiere una onda entre 0 y 10 V. Para ello, se aplica una ganancia menor a la unidad. De tal modo que:

$$G = \frac{10}{12,4} = 0,81$$

Imponiendo  $R_1 = 5000 \Omega$ , se obtiene  $R_2 = 4050 \Omega$

### 8.2.2.3 CIRCUITO COMPLETO

En la siguiente imagen se muestra el circuito generador de onda triangular completo:

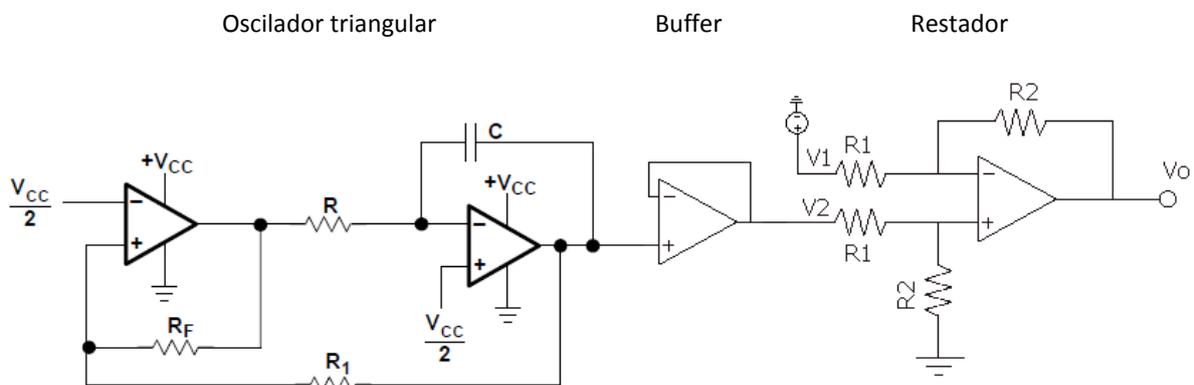


Figura 8.10: Circuito generador triangular completo

Una vez dimensionado el circuito completo, se procede a la simulación en LT Spice IV, obteniendo la siguiente forma de onda.

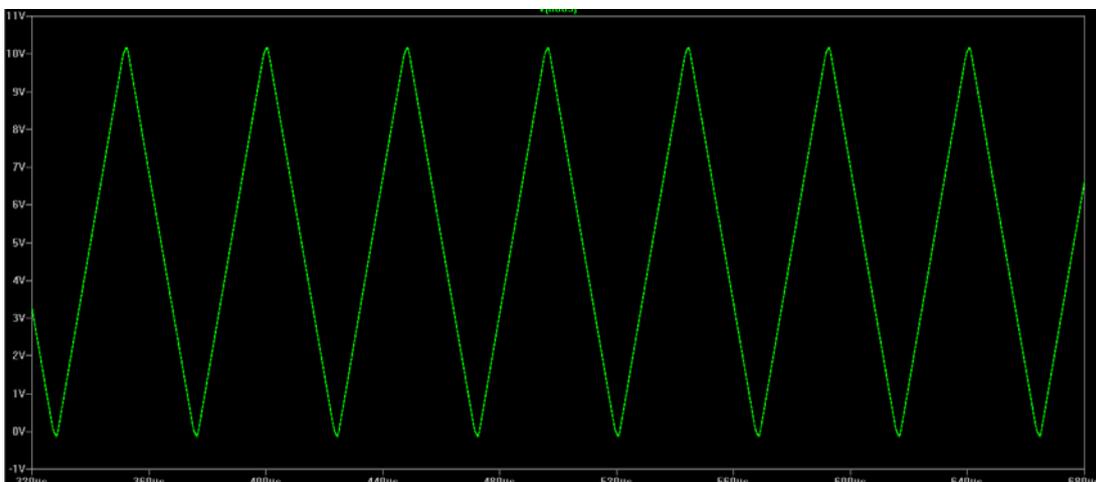


Figura 8.11: Simulación generador triangular en LT Spice IV

La forma de onda se encuentra comprendida entre -0.1 V y 10.1 V. La frecuencia de conmutación es algo inferior a 22 kHz. El resultado obtenido, es fruto de una simulación, por lo que el ajuste final de los parámetros del circuito, debe hacerse de forma empírica, tomando como punto de partida los parámetros obtenidos tras los cálculos.

## **8.3 SENSADO DE TENSION Y CORRIENTE**

La búsqueda de dispositivos para medir las variables de tensión a la entrada y a la salida del elevador, así como la corriente de la bobina, se ha hecho bajo los condicionantes de, tener aislamiento entre la parte de potencia y la de señal y, ser la opción más económica de entre las que se puedan ajustar a las características del elevador.

### **8.3.1 SENSOR DE CORRIENTE**

#### **8.3.1.1 CARACTERÍSTICAS**

El sensor utilizado es el modelo LA 55-P de la marca LEM. Puede medir corrientes entre -100 A y 100 A. La señal de salida del sensor es en corriente. (ver hoja de características)

Dicho sensor va a ser alimentado entre -15 y 15V. En la hoja de características aparece que el ratio de conversión es de  $K_N = 1:2000$ . Es decir, 1 A por el primario equivale a 0,5 mA por el secundario.

#### **8.3.1.2 CÁLCULO DE LA RESISTENCIA DE SALIDA**

Como se ha comentado, la señal de salida del sensor es una corriente, por lo que para obtener el valor deseado de tensión, se va a colocar una resistencia entre la salida del sensor y tierra.

El valor medio máximo de la corriente que se espera tener en la bobina del elevador, es de 60 A. Este valor de corriente por el primario equivale a 0,03 A en el secundario. Para ese valor de corriente, se desea obtener una señal de 10 V.

De este modo, la resistencia necesaria es:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{10}{0,03} = 333,33 \Omega$$

La resistencia que se puede poner a la salida del sensor, debe de estar dentro de un rango u otro en función de la corriente máxima a medir, de la temperatura ambiente y de la tensión de alimentación.

El rango de resistencia en función de dichos parámetros, viene recogido en la siguiente tabla: (ver hoja de características)

$R_M$	Measuring resistance	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$	
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	0	215	0	210
	@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0	35	0	30
with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	0	335	30	330
	@ $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0	95	30	90

**Tabla 8.1:** Resistencia de salida del sensor de corriente

Las condiciones bajo las que va a trabajar el sensor de corriente son, alimentación entre -15 V y 15V, corriente máxima a medir 60 A y temperatura ambiente máxima 40°C.

A partir de la tabla de resistencia de medida, se va a obtener el valor de resistencia máxima que se puede colocar a la salida del sensor de corriente bajo las condiciones en las que va a trabajar en el elevador.

En primer lugar, interpolando, se obtiene el valor de resistencia máxima para 60 A y 85°C.  $R_{\max} = 330,21 \Omega$

El valor de resistencia máxima permitida se incrementa un 1,52% al pasar de una temperatura ambiente de 85 a 70°C. Extrapolando, se obtiene que la resistencia máxima permitida se incrementa un 4,56% al pasar de 85 a 40°C. Por lo que el valor de resistencia máxima para 60 A y 40°C es de:

$$R_{\max} = 345 \Omega$$

El valor obtenido es superior al que se va a emplear a la salida del sensor. Sin embargo, no se ha encontrado documentación al respecto de este cálculo, por lo que no se sabe a ciencia cierta si el valor de resistencia máxima obtenido para las condiciones de trabajo reales, es el valor real máximo que puede alcanzar la resistencia bajo estas condiciones. Si en la medida de la corriente se obtienen datos incoherentes, se deberá utilizar una resistencia más pequeña junto con un amplificador operacional para elevar la tensión hasta el valor deseado.

### 8.3.1.3 FILTRO DE CORRIENTE Y BUFFER

Aprovechando la resistencia y a modo de filtro paso-bajo RC, se va a colocar un condensador en paralelo a la resistencia. La constante de tiempo del filtro debe ser  $\tau_{sc}=7,23 \cdot 10^{-5}$  s, por lo que para la resistencia obtenida, se obtiene un valor de condensador de 220 nF. (ver apartado 4.2.1)

A la salida del filtro, se va a colocar un buffer para asegurar la estabilidad de la señal. El buffer utilizado es el mismo que se ha utilizado para la generación de onda triangular (modelo LMH 6321 de la marca Texas Instruments). Va a ser alimentado entre -15V y 15V.

El circuito de sensado de corriente es el siguiente

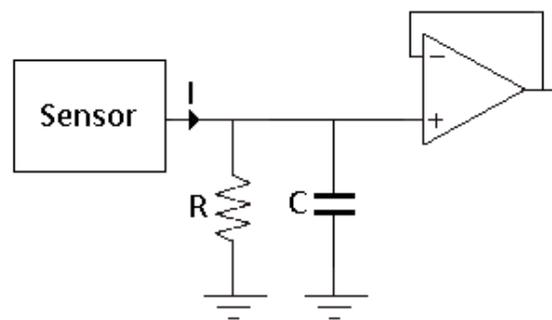


Figura 8.12: Circuito sensado de corriente

## 8.3.2 SENSOR DE TENSION

### 8.3.2.1 ESTUDIO DE MERCADO Y CARACTERÍSTICAS

Buscar un sensor de tensión como tal, con aislamiento entre la parte de potencia y la de señal y, que extraiga directamente el valor de la variable a medir, es una opción cara, por lo que se ha descartado.

Una opción barata y que consigue los mismos resultados, es la utilización de un divisor resistivo y de un amplificador operacional con aislamiento. El amplificador operacional utilizado es el modelo HCPL-7800 de la marca Avago. El fabricante recomienda que la tensión de entrada máxima sea 200 mV. La tensión de alimentación recomendada del HCPL-7800, es 5V tanto para la parte de señal, como para la de potencia. (ver hoja de características) Con esa tensión, la ganancia es de 8,029 V/V, (ver figura 6 de la hoja de características) por lo que la máxima tensión a la salida del sensor, es de 1,606 V. La medida de tensión se utilizará por protección, para controlar la potencia que pasa por el elevador y/o para realizar una compensación activa de la tensión de salida.

El ajuste de la tensión de salida del HCPL-7800, hasta la tensión de salida apropiada, se realiza mediante un amplificador operacional.

En la parte del trabajo de diseño y dimensionamiento del elevador, llevada a cabo en este Trabajo de Fin de Grado, no se le ha dado uso al conocimiento de la tensión de entrada y de salida a través de los sensores. Se deja como trabajo futuro, el cálculo de la ganancia del amplificador operacional, que ajuste el valor de tensión de la señal de medida, hasta el valor deseado. Debido al poco ruido que introduce el amplificador operacional OP37 (ver hoja de características), se escoge como el dispositivo encargado de ajustar la señal de tensión hasta el valor deseado.

### 8.3.2.2 FILTRO DE TENSIÓN

Al igual que para el caso del sensor de corriente, aprovechando la resistencia, se va a filtrar la señal medida con un filtro paso-bajo RC. La evolución de la tensión medida será lenta, por lo que la frecuencia de corte del filtro puede ser baja, sin que esto altere la medida de tensión. La frecuencia de corte va a ser 100 Hz, por lo que la constante de tiempo del filtro es:

$$\tau_{\text{SCFV}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{CFV}}} = RC = 1,59 \cdot 10^{-3} \text{s}$$

En la siguiente figura, se muestra la forma con la que se va a conectar el divisor resistivo y el amplificador operacional, junto con el condensador para el filtrado.

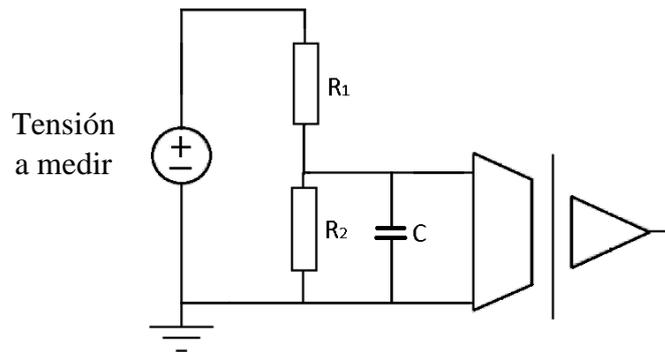


Figura 8.13: Circuito sentido de tensión

### 8.3.2.3 SENSOR DE TENSIÓN DE ENTRADA

#### 8.3.2.3.1 Dimensionado del divisor resistivo

En funcionamiento normal, las dos pilas de combustible en serie, dan una tensión comprendida entre 40 y 65,4 V. Para el dimensionado, se va a tomar una tensión comprendida entre 0 y 70 V, de tal forma que cuando la variable medida sea 0 V, al amplificador operacional le llegue 0 V, y cuando sea 70 V, le llegue 200 mV.

La potencia de las resistencias con las que se va a realizar el divisor resistivo, es de 0,5W. Por lo que la resistencia mínima que sumen  $R_1$  y  $R_2$  debe de ser:

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{70^2}{0,5} = 9800 \Omega$$

Fijando el valor de  $R_1$  a  $1000 \Omega$  se obtiene el valor de  $R_2$ :

$$0,2 = 70 \cdot \frac{R_2}{10000 + R_2} \rightarrow R_2 = 28,6 \Omega$$

Sin embargo, un valor tan pequeño para  $R_2$  exige que sea un valor muy preciso, por lo que se va a fijar el valor de  $R_1$  a  $2 \text{ M}\Omega$ , obteniéndose un valor para  $R_2 = 5731 \Omega$ .

#### 8.3.2.3.2 Filtro de tensión de entrada

Para obtener el valor del condensador del filtro, se necesita saber el valor de resistencia equivalente que forma parte del filtro. Para ello, se realiza el equivalente Thevenin de la parte del circuito que queda a la izquierda del condensador.

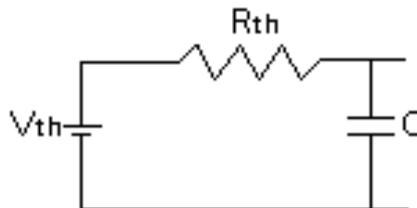


Figura 8.14: Circuito equivalente Thevenin

Donde:

$$V_{th} = V_{medida} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot 5731}{2 \cdot 10^6 + 5731} = 5715 \Omega$$

Por lo que el valor del condensador es:

$$C = \frac{\tau_{SCFV}}{R} = \frac{1,59 \cdot 10^{-3}}{5715} = 2,8 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 280 \text{ nF}$$

### 8.3.2.4 SENSOR DE TENSIÓN DE SALIDA

#### 8.3.2.4.1 Dimensionado del divisor resistivo

En funcionamiento normal, la tensión de salida va a ser 210 V. Para el dimensionado, se va a tomar una tensión comprendida entre 0 y 250V, de tal forma que cuando la variable medida sea 0 V, al amplificador operacional le llegue 0 V, y cuando sea 250 V, le llegue 200 mV.

La potencia de las resistencias con las que se va a realizar el divisor resistivo, es de 0,5W. Por lo que la resistencia mínima que sumen  $R_1$  y  $R_2$  debe de ser:

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{250^2}{0,5} = 125000 \Omega$$

Fijando el valor de  $R_1$  a 125000  $\Omega$  se obtiene el valor de  $R_2$ :

$$0,2 = 250 \cdot \frac{R_2}{125000 + R_2} \rightarrow R_2 = 100 \Omega$$

Sin embargo, un valor tan pequeño para  $R_2$  exige que sea un valor muy preciso, por lo que al igual que en el sensor de la tensión de entrada, se va a fijar el valor de  $R_1$  a 2 M $\Omega$ , obteniéndose un valor para  $R_2 = 1601 \Omega$ .

#### 8.3.2.4.2 Filtro de tensión de salida

Al igual que en el caso del sensor de la tensión de entrada, para obtener el valor del condensador del filtro, se necesita saber el valor de resistencia equivalente que forma parte del filtro. Para ello, se realiza el equivalente Thevenin de la parte del circuito que queda a la izquierda del condensador.

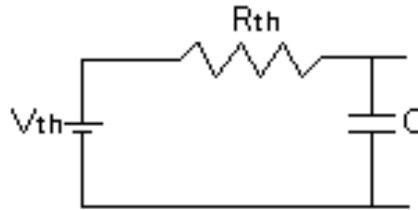


Figura 8.15: Circuito equivalente Thevenin

Donde:

$$V_{th} = V_{medida} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot 1601}{2 \cdot 10^6 + 1601} = 1600 \Omega$$

Por lo que el valor del condensador es:

$$C = \frac{\tau_{SCFV}}{R} = \frac{1,59 \cdot 10^{-3}}{1600} = 10 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 1 \mu\text{F}$$

## 8.4 ALIMENTACIÓN DE LOS COMPONENTES DEL ELEVADOR

### 8.4.1 INTRODUCCIÓN

La tensión de alimentación más elevada con la que se trabaja, es la del ventilador, el cual es alimentado a 24 V, por lo que todo el circuito de alimentación va a partir de una fuente de 24 V. La alimentación final de todos los elementos del elevador, se va a realizar a partir de las pilas de combustible, utilizando una fuente con asilamiento, por ejemplo, una Flyback. De modo que a partir de la tensión de entrada variable de las pilas, la fuente proporcione una tensión fija de 24 V. El dimensionado, diseño ó selección de dicha fuente se deja como trabajo futuro. Por el momento, el circuito de control y el resto de componentes del elevador, van a ser alimentados a partir de una fuente de laboratorio.

### 8.4.2 VENTILADOR DEL RADIADOR

El ventilador utilizado tiene un consumo de 7,44 W (ver hoja de características) y su alimentación (24V), vendrá directamente de la fuente de alimentación.

### 8.4.3 DRIVER

Según indica el fabricante en la hoja de características, la potencia consumida por el driver, viene determinada por:

$$P_D = I_{CC} \cdot (V_{CC} - V_{EE}) + Q_g \cdot (V_{GON} - V_{GOFF}) \cdot F_{comm}$$

$$P_D = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (15 - (-5)) + 4,9 \cdot 10^{-7} \cdot (15 - (-5)) \cdot 22000 = 0,266 \text{ W}$$

El driver va a ser alimentado entre 15 y -5 V.

Se necesita pasar de una tensión de 24 V, a una tensión de 15 y de -5 V. La fuente MGJ2D241505SC de la marca Murata, es la encargada de hacerlo. Tiene una potencia máxima de 2 W, muy superior a la necesaria. Sin embargo, la oferta de fuentes que pasen de 24 V a 15 y -5V y que además, tengan aislamiento, es baja.

### 8.4.4 MODULACIÓN PWM

En primer lugar, la tensión de 24 V se baja a 15 V a través del regulador de tensión UA7815CKCSE3 de la marca Texas Instruments.

#### 8.4.4.1 COMPARADOR

El comparador tiene un consumo de corriente (ver hoja de características) de 3 mA y se va a conectar directamente a la tensión de 15 V proporcionada por el regulador de tensión. A través del valor de tensión y corriente, se obtiene que el comparador consume una potencia de 0,045 W.

#### 8.4.4.2 CIRCUITO GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR

##### 8.4.4.2.1 Oscilador triangular

El oscilador triangular está formado por dos amplificadores operacionales OP37, alimentados directamente a la tensión de 15 V proporcionada por el regulador de tensión. La corriente consumida por cada uno de ellos es de 10 mA (ver hoja de características), por lo que la potencia consumida por cada operacional es 0,15 W.

#### 8.4.4.2.2 Buffer

El buffer LMH 6321 se alimenta entre -15 y 15 V. En la hoja de características, el fabricante indica que para una alimentación de  $\pm 15$  V, el consumo del buffer es de 12 mA (0,36 W). La tensión necesaria para la alimentación del buffer es proporcionada por la fuente de tensión NMK1515SC de la marca Murata. Dicha fuente, a partir de 15 V, obtiene 15 y -15 V. Su potencia es de 2 W.

#### 8.4.4.2.3 Restador

El circuito restador está formado por el amplificador operacional OP37 alimentado entre -15 y 15 V. En la hoja de características, el fabricante indica, que para una alimentación de  $\pm 15$  V, el consumo del OP37 es de 5 mA (0,15 W).

Se va a alimentar desde la misma fuente utilizada para alimentar el buffer.

### 8.4.5 SENSADO DE CORRIENTE

#### 8.4.5.1 SENSOR DE CORRIENTE

El sensor de corriente se va a alimentar con una tensión de  $\pm 15$  V. El fabricante indica en la hoja de características, que la corriente máxima consumida por el sensor, es la corriente máxima que va a circular por el secundario más 10 mA. Así pues, la corriente máxima que va a consumir el sensor es de 40 mA. (1,2 W). (ver apartado 8.3.1)

Para su alimentación, se va a utilizar la fuente NMK1515SC de la marca Murata (mismo modelo que el empleado para alimentar el buffer y el restador del circuito generador de onda triangular).

#### 8.4.5.2 BUFFER

El buffer utilizado, modelo LMH 6321, es alimentado a partir de la misma fuente que alimenta al sensor de corriente (entre -15 y 15V). En la hoja de características, el fabricante indica que para una alimentación de  $\pm 15$  V, el consumo del buffer es de 12 mA (0,36 W).

## 8.4.6 SENSADO DE TENSIÓN

### 8.4.6.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON AISLAMIENTO

La tensión de alimentación del amplificador operacional con aislamiento (HCPL-7800) recomendada por el fabricante en la hoja de características, es de 5V, tanto en el primario, como en el secundario.

La tensión se va a bajar de 15 a 5 V a través del regulador de tensión UA7805CKCS de la marca Texas Instruments.

La corriente máxima consumida tanto en el primario como en el secundario es de 16 mA. Por lo que la potencia máxima consumida en cada amplificador operacional es de 0,16 W. El primario del amplificador (parte de potencia), va a ser conectado directamente a la tensión de 5 V proporcionada por el regulador de tensión. La parte de señal del amplificador, va a ser alimentada por la fuente MEV1S0505SC de la marca Murata. La función de dicha fuente, es exclusivamente proporcionar aislamiento, ya que la tensión de entrada y la de salida, son la misma (5 V).

La forma de alimentar el amplificador operacional optoacoplado, para la medida de la tensión de entrada y, para la de salida, es la misma.

### 8.4.6.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL OP37

El amplificador operacional OP37 utilizado en los circuitos de medida de tensión, va a ser alimentado entre -15 y 15 V.

En la hoja de características, el fabricante indica, que para una alimentación de  $\pm 15$  V, el consumo del OP37 es de 5 mA (0,15 W).

La forma de alimentar el amplificador operacional OP37 para la medida de la tensión de entrada y para la de salida, es la misma. La alimentación se va a realizar a partir de la fuente NMK1515SC utilizada para alimentar el buffer y el restador del circuito generador de onda triangular.

# CAPÍTULO 9

## OTROS SISTEMAS DE PROTECCIÓN DEL IGBT

### 9.1 DIODOS ZENER

Para proteger al IGBT, se va a limitar la tensión de puerta a 20 V y -10V. Esto se va a hacer con dos diodos Zener como muestra la siguiente imagen:

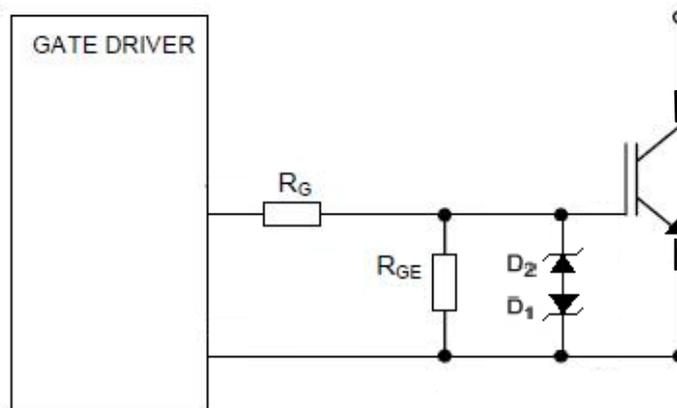


Figura 9.1: Otros sistemas de protección del IGBT

La tensión Zener de los respectivos diodos es,  $V_{ZD2}=20V$  y  $V_{ZD1}=10V$ .

La misión de los diodos Zener, es proteger el óxido (aislante) que hay entre la puerta y el emisor. De este modo, en caso de sobretensión, los Zener limitan la tensión  $V_{GE}$  para que no se supere la tensión de ruptura del dieléctrico.

## 9.2 RESISTENCIA ENTRE PUERTA Y EMISOR

Además de los diodos Zener, se va a poner una resistencia entre la puerta y el emisor para descargar la capacidad de puerta ( $C_{GE} = 5,9 \text{ nF}$ ) ante posibles cargas parásitas. (ver figura 9.1)

La razón de estas cargas parásitas, es la corriente de fugas que circula por el IGBT cuando éste está en corte. El valor de esta corriente se puede encontrar en la hoja de características del IGBT ( $I_{LK} = 0,4 \mu\text{A}$ ). De acuerdo con este valor y el valor de la capacidad  $C_{GE}$  se dimensiona la  $R_{GE}$  para que descargue la capacidad con una constante de tiempo inferior a la de carga parásita. A su vez, este valor de resistencia, debe ser lo suficientemente grande para que no influya en el funcionamiento del driver en el encendido. La mínima tensión umbral de puerta es  $V_{GEth \text{ mín}} = 4,5 \text{ V}$ .

La tensión en un condensador es:

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c(t) \cdot dt$$

Se hace la suposición de que la corriente de fugas es constante cuando el IGBT está en corte, por lo que:

$$V_{GEth \text{ mín}} = \frac{1}{5,9 \cdot 10^{-9}} \cdot 0,4 \cdot 10^{-6} \cdot t$$

t es el tiempo que tarda la capacidad de puerta, en alcanzar la tensión umbral mínima del IGBT, al cargarse a través de la corriente de fugas.

$$t = \frac{4,5 \cdot 5,9 \cdot 10^{-9}}{0,4 \cdot 10^{-6}} = 0,066 \text{ s}$$

La constante de tiempo  $\tau$ , equivale al tiempo necesario para que la capacidad de puerta alcance el 63,2 % de su carga total.

Por lo que la constante de tiempo de carga parásita de la capacidad es:

$$\tau_{\text{carga}} = t \cdot 0,632 = 0,066 \cdot 0,632 = 0,042 \text{ s}$$

Como se ha comentado, la constante de tiempo de descarga, ha de ser inferior a la de carga parásita. Teniendo en cuenta que la constante de tiempo en un circuito RC es  $\tau = R \cdot C$ , la resistencia  $R_{GE}$  es:

$$R_{GE} < \frac{\tau_{\text{carga}}}{C_{GE}} = \frac{0,042}{5,9 \cdot 10^{-9}} \approx 7 \text{ M}\Omega$$

La comprobación empírica del valor mínimo que puede tener esta resistencia para que no perjudique el encendido del IGBT se deja como trabajo futuro.

# CAPÍTULO 10

## DISEÑO Y DIMENSIONADO DE EMBARRADOS

### 10.1 INTRODUCCIÓN

En el diseño de embarrados, se han despreciado las caídas de tensión, debido a la poca longitud de los conductores.

El dimensionado de conductores se ha simplificado agrupando a los mismos en 3 bloques diferentes:

- Conductor común. El borne negativo de la entrada y de la salida del elevador, del bus de entrada y del bus de salida, así como el emisor del IGBT, están conectados por un mismo conductor, denominado conductor común.
- Conductor de los condensadores de salida.
- Conductor de la bobina.

### 10.2 CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO Y DIMENSIONADO

El dimensionado se ha realizado teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:

#### 10.2.1 EFECTOS DE ALTA FRECUENCIA

##### 10.2.1.1 EFECTOS DE PROXIMIDAD

Se desprecian debido a que no hay conductores cercanos que induzcan campos en el conductor a dimensionar.

### 10.2.1.2 EFECTO PELICULAR

Debido a la alta frecuencia con la que se trabaja, el efecto pelicular tiene gran importancia en el dimensionado geométrico de los conductores del elevador.

La frecuencia, hace que la densidad de corriente de un conductor, decrezca exponencialmente desde la periferia, hasta el centro del conductor. A una profundidad  $\delta$ , la densidad de corriente es todavía  $1/e = 0,367$ . A esta profundidad se le denomina profundidad pelicular. A efectos de cálculo, se supone que la totalidad de la corriente circula por una cáscara periférica o vaina, de espesor  $\delta$ , considerando la densidad de corriente en ella uniforme y nula en el interior. Por lo que el máximo espesor que se tomará para el dimensionado eléctrico de los conductores, será del doble de la profundidad pelicular. La densidad de corriente en la cáscara periférica, tiene un valor medio de  $(\frac{1}{\sqrt{2}})$ . [12]

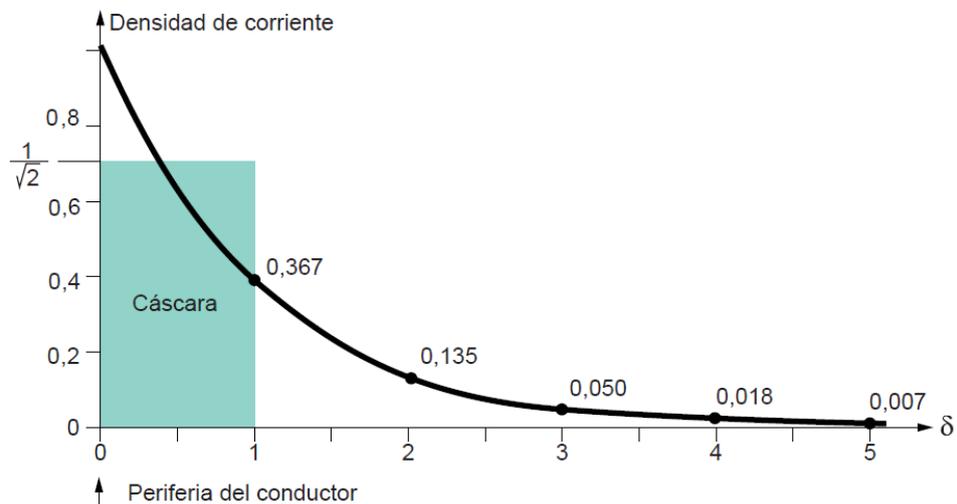


Figura 10.1: Disminución de la densidad de corriente en el interior de un conductor [12]

La profundidad pelicular viene dada por: [13]

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}}$$

La desviación en esta fórmula respecto a la situación real se debe a que el campo generado por la propia corriente, no va a tener una única componente. Esto lleva a que, como se ha comentado, se intensifica la densidad de corriente en los bordes de la sección transversal del conductor y las pérdidas sean mayores a las estimadas. No obstante, en los cálculos, este efecto se va a despreciar y se introducirán coeficientes de seguridad en la máxima temperatura permitida. [13]

Para el cobre, la profundidad pelicular se puede aproximar a: [14]

$$\delta = \frac{66,04}{\sqrt{f}} \quad (\text{mm})$$

Para una frecuencia de 22000 Hz:

$$\delta = \frac{66,04}{\sqrt{22000}} = 0,44 \text{ mm}$$

Por lo que en los conductores que se vean afectados por este efecto, se va a tomar un espesor máximo de 0,88 mm para su dimensionado. Esto va a llevar a la utilización de pletinas (busbar) para alcanzar la sección necesaria sin requerir un espesor elevado. Sin embargo, las pletinas disponibles en el laboratorio, tienen un espesor máximo de 0,4 mm. En los casos en los que el efecto pelicular deba ser considerado, los conductores tendrán una sección máxima de 0,8 mm. Esta sección se consigue utilizando dos pletinas de 0,4 mm.

## 10.2.2 INDUCTANCIAS PARÁSITAS

Las inductancias parásitas en los conductores, son directamente proporcionales a la longitud de los conductores e inversamente proporcionales a la anchura de los mismos. [12] De este modo, la distribución de conductores en el elevador, se va a hacer con el hándicap de que su longitud ha de ser la mínima posible. La necesidad de utilizar conductores anchos para mitigar las inductancias parásitas, ya viene impuesta al utilizar busbar para tener la sección efectiva deseada.

Además, en cuanto a los condensadores de salida, debido a que son necesarias 5 unidades y que tienen cierto tamaño, su ubicación va a estar un tanto alejada del resto de componentes. Para minimizar la inductancia, el conductor de ida y el de vuelta van a ir uno encima del otro, lo más pegados posibles. Entre ambos conductores, a modo de aislante, se va a colocar una pletina de metacrilato de pequeño espesor.

## 10.2.3 CÁLCULO TÉRMICO

Los busbars van a ir sobre planchas de nylon (ver capítulo de montaje), cuya temperatura de fusión es 255 °C [15], de modo que la temperatura de trabajo del cobre se va a limitar a 70 °C por seguridad.

Para realizar el cálculo térmico, se van a realizar los siguientes pasos:

- Se parte de una relación de  $4,5 \text{ A} / \text{mm}^2$ . [14]
- Se va a calcular la resistencia al paso de la corriente continua que tiene el conductor.
- Una vez obtenida la resistencia al paso de la corriente continua, se va a calcular la resistencia al paso de la corriente que circule por el conductor (alterna o continua troceada).
- Cálculo de la potencia térmica generada en el conductor por efecto Joule.
- Cálculo de la cantidad de potencia que por convección natural, puede evacuar la superficie del conductor para una temperatura del cobre de  $70 \text{ }^\circ\text{C}$  y una temperatura ambiente de  $40^\circ\text{C}$ .
- En caso de que la potencia que pueda evacuarse por convección sea mayor que la generada por efecto Joule, el cálculo se da por válido. En caso contrario, se deberá aumentar la sección del conductor y volver a realizar el cálculo.

La resistencia al paso de la corriente continua es: [14]

$$R_{DC} = \frac{l \cdot \rho}{S}$$

La resistividad del cobre a  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  es de  $\rho_{\text{Cu } 20^\circ\text{C}} = 0,017 \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$  [14]

Para obtener el valor de la resistividad a la temperatura deseada: [14]

$$\rho_{\text{Cu } T} = \rho_{\text{Cu } 20^\circ\text{C}} \cdot (1 + 0,00393(T - 20))$$

Por lo que a  $70 \text{ }^\circ\text{C}$  la resistividad del cobre es de:

$$\rho_{\text{Cu } 70^\circ\text{C}} = 0,02 \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$$

Las pérdidas en una pletina con un espesor  $t$  despreciable con respecto a su anchura  $w$  debidas a la conducción de una corriente senoidal alterna de valor eficaz  $I_{\text{rms}}$ , cuando se supone un campo magnético externo generado por dicha corriente con una única componente en la dirección de la dimensión mayor de la pletina, se pueden calcular como: [13]

$$P_{AC} = R_{AC} \cdot I_{\text{rms}}^2 = R_{DC} \cdot F_{AC} \cdot I_{\text{rms}}^2$$

Donde el factor de alterna  $F_{AC}$  tiene la siguiente expresión: [13]

$$F_{AC} = \frac{t}{\delta} \cdot \frac{\sinh\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2 \cdot t}{\delta}\right)}$$

Cuando  $t > 2\delta$ ,  $R_{AC}$  se puede aproximar a: [14]

$$R_{AC} = \frac{2 \cdot l \cdot \rho}{\delta \cdot t}$$

### 10.3 CONDUCTOR COMÚN

El conductor común tiene cuatro formas de onda diferentes dependiendo del tramo analizado. Su longitud total es de 120 mm:

- La corriente de entrada desde el borne de conexión negativa, hasta el borne negativo del condensador de entrada, es una corriente continua de valor máximo 60 A.
- Por el tramo entre el borne negativo de la entrada del elevador y el emisor del IGBT, circula la misma corriente que por la bobina, cuyo valor máximo es 60 A, con un rizado máximo pico-pico de 4,77 A.
- Por el tramo entre el emisor del IGBT y el borne negativo de la agrupación de condensadores de salida, circula la misma corriente que por el diodo. Corriente continua conmutada a una frecuencia de 22 kHz, de valor medio máximo 11,4A.
- Por el tramo entre el borne negativo de la agrupación de condensadores de salida y el borne negativo del conexionado de salida del elevador, circula una corriente continua de valor máximo 11,4 A.

Debido a que se va a utilizar un solo conductor que atraviesa los cuatro tramos, por simplificar el dimensionado, se va a considerar que por todo el conductor circula una corriente continua de 60 A.

Considerando que se necesita una sección de  $1 \text{ mm}^2$  por cada 4,5 amperios, la sección de partida para el dimensionado de este conductor, es de  $13,3 \text{ mm}^2$ .

Para un espesor de 0,8 mm, se obtiene una anchura de 17 mm.

Por lo que las dimensiones de partida del conductor son:

- Longitud  $l = 120 \text{ mm}$ .
- Anchura  $w = 17 \text{ mm}$ .
- Espesor  $t = 0,8 \text{ mm}$ .

Una vez se tienen las dimensiones de partida, se realiza el cálculo térmico:

La resistencia del conductor es:

$$R_{DC} = \frac{l \cdot \rho}{S} = \frac{0,12 \cdot 0,02}{17 \cdot 0,8} = 1,76 \cdot 10^{-4} \Omega$$

La potencia generada por efecto Joule y que hay que evacuar es:

$$P_{evacuar} = 1,76 \cdot 10^{-4} \cdot 60^2 = 0,64 \text{ W}$$

Una vez obtenida la potencia que hay que evacuar, se comprueba la cantidad de potencia que se puede evacuar por convección. [16]

El área convectiva es:

$$A_s = 0,017 \cdot 0,12 = 2,04 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

La longitud característica:

$$L_c = \frac{A_s}{\text{perímetro}} = \frac{2,04 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot (0,017 + 0,12)} = 7,44 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

La temperatura de película es:

$$T_f = \frac{T_{\text{superficie}} + T_{\text{ambiente}}}{2} = \frac{70 + 40}{2} = 55 \text{ }^\circ\text{C}$$

El número de Rayleigh y la conductividad del aire para una temperatura de película de 55°C son:

$$Ra = 850 \quad K_{\text{aire}} = 0,02808 \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{ }^\circ\text{C}}$$

Por lo que el número de Nusselt es:

$$Nu = 0,54 \cdot Ra^{0,25} = 0,54 \cdot 850^{0,25} = 2,91$$

Una vez obtenido el número de Nusselt, se calcula el coeficiente convectivo:

$$h = \frac{Nu \cdot K_{\text{aire}}}{L_c} = \frac{2,91 \cdot 0,02808}{7,44 \cdot 10^{-3}} = 11 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{ }^\circ\text{C}}$$

Por lo que la potencia evacuada por convección es:

$$P_{\text{conv}} = h \cdot A_s \cdot (T_{\text{superficie}} - T_{\text{ambiente}}) = 11 \cdot 2,04 \cdot 10^{-3} \cdot (75 - 40) = 0,79 \text{ W}$$

La potencia que se puede evacuar es superior a la generada, por lo que el cálculo se da por bueno.

## 10.4 CONDENSADOR DE SALIDA

La corriente que circula por el bus de condensadores de salida es alterna.

$$\text{En } T_{\text{on}} \rightarrow I_{\text{csal}} = -I_{\text{sal}}$$

$$\text{En } T_{\text{off}} \rightarrow I_{\text{csal}} = I_L - I_{\text{sal}}$$

El valor eficaz de la corriente del bus de salida es:

$$I_{\text{rms\_Csal}} = 22,5 \text{ A}$$

Sin embargo, al irse introduciendo la corriente por los condensadores, va disminuyendo en el conductor. Para simplificar, se considera que por todo el conductor circula la corriente máxima. El espesor de partida va a ser 0,4 en vez de 0,8 para minimizar la inductancia parásita.

Las dimensiones de partida del conductor son:

- Longitud  $l = 500 \text{ mm}$ .
- Anchura  $w = 15 \text{ mm}$ .
- Espesor  $t = 0,4 \text{ mm}$ .

Una vez se tienen las dimensiones de partida, se realiza el cálculo térmico:

La resistencia del conductor al paso de la corriente continua es:

$$R_{\text{DC}} = \frac{l \cdot \rho}{S} = \frac{0,5 \cdot 0,02}{15 \cdot 0,4} = 0,0017 \Omega$$

El factor de alterna es:

$$F_{\text{AC}} = 1,274$$

Por lo que la potencia generada por efecto Joule que hay que evacuar es:

$$P_{\text{evacuar}} = R_{\text{DC}} \cdot F_{\text{AC}} \cdot I_{\text{rms}}^2 = 0,0017 \cdot 1,274 \cdot 22,5^2 = 1,1 \text{ W}$$

En cuanto al tramo que une la agrupación de condensadores al módulo, debido a que una pletina va encima de otra, el área de la pletina que va por debajo no se tiene en cuenta para el cálculo del área convectiva. Quedando  $A_s = 2,9 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$

La longitud característica es  $6,9 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ .

Aplicando el método de cálculo empleado para el conductor común, se obtiene un coeficiente convectivo de:

$$h = 12,3 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$$

Por lo que la potencia evacuada por convección es:

$$P_{\text{conv}} = h \cdot A_s \cdot (T_{\text{superficie}} - T_{\text{ambiente}}) = 12,3 \cdot 2,9 \cdot 10^{-3} \cdot (75 - 40) = 1,25 \text{ W}$$

La potencia que se puede evacuar es superior a la generada, por lo que el cálculo se da por bueno.

## 10.5 BOBINA

La corriente que circula por la bobina tiene un valor medio máximo de 60 A y un rizado máximo de 4,77 A. Se va a aproximar a una corriente continua de 60 A y se va a despreciar el efecto pelicular. Al despreciar dicho efecto, a priori, no hay límite en el espesor del conductor, por lo que se puede utilizar un cable conductor con aislamiento que aguante esta corriente. Sin embargo, en la práctica, las dimensiones del conductor están limitadas por las de la cavidad del sensor de corriente. El cable disponible en el laboratorio tiene una intensidad máxima admisible de 116 A, una sección de cobre de  $25 \text{ mm}^2$  y un diámetro exterior de 11,1 mm. La cavidad del sensor por la que se introduce el conductor para medir su intensidad, tiene dimensiones de 12,7mm x 7mm. De modo que es demasiado pequeña para ese diámetro de cable. Para solventar este problema, la parte del conductor en la que se va a colocar el sensor, va a estar formada por busbar.

Se realiza el cálculo térmico al busbar en el que se va a colocar el sensor.

Las dimensiones de partida del conductor son:

- Longitud  $l = 80 \text{ mm}$ .
- Anchura  $w = 12 \text{ mm}$ .
- Espesor  $t = 1,2 \text{ mm}$ . (3 pletinas de 0,4 mm)

La resistencia del conductor al paso de la corriente continua es:

$$R_{DC} = \frac{l \cdot \rho}{S} = \frac{0,08 \cdot 0,02}{12 \cdot 1,2} = 1,1 \cdot 10^{-4} \Omega$$

La potencia generada por efecto Joule y que hay que evacuar es:

$$P_{\text{evacuar}} = 1,1 \cdot 10^{-4} \cdot 60^2 = 0,4 \text{ W}$$

El área convectiva es:

$$A_s = 12 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^{-3} = 9,6 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

La longitud característica es  $5,52 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ .

Aplicando el método de cálculo empleado para el conductor común, se obtiene un coeficiente convectivo de:

$$h = 12,1 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$$

Por lo que la potencia evacuada por convección es:

$$P_{\text{conv}} = h \cdot A_s \cdot (T_{\text{superficie}} - T_{\text{ambiente}}) = 12,1 \cdot 9,6 \cdot 10^{-4} \cdot (75 - 40) = 0,41 \text{ W}$$

La potencia que se puede evacuar es superior a la generada. Sin embargo, ambas son muy parecidas. Como se ha comentado antes, la limitación en cuanto a sección en este conductor, viene por la cavidad del sensor. Debido a que la cavidad del sensor lo permite, se van a colocar un total de 4 pletinas en este tramo del conductor, sumando un espesor de 1,6 mm.

# CAPÍTULO 11

## CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

### 11.1 INTRODUCCIÓN

Debido a la limitación de tiempo, el del Trabajo de Fin de Grado llevado a cabo, tiene una componente fundamentalmente teórica, habiéndose limitado la construcción del prototipo a:

- Fijación del módulo al radiador.
- Construcción de soportes para los busbars.
- Fijación de dichos soportes al radiador.
- Construcción del soporte para el bus de condensadores de salida.

### 11.2 FIJACIÓN DEL MÓDULO AL RADIADOR

En primer lugar, se ha fijado el módulo en el radiador. Entre el módulo y el radiador, se ha colocado pasta térmica CMP-COOLPAST 10, para maximizar la transferencia de calor. La fijación del módulo al radiador se ha hecho a través de dos tornillos de diámetro 5 mm. Las tuercas de dichos tornillos, van sobre los raíles superiores del radiador.

### 11.3 CONSTRUCCIÓN DE SOPORTES PARA LOS BUSBARS

Se han elaborado los soportes sobre los que van a ir los busbars, así como el soporte que une el busbar sobre el que se coloca el sensor y el cable conductor que va hasta la bobina. Dichos soportes, deben estar hechos de un material aislante para evitar cortocircuitos. Debido a la disponibilidad de metacrilato en el laboratorio, se empezó a

trabajar con él. Sin embargo, la fragilidad de este material es elevada y, al intentar mecanizarlo, se agrietaba. Este hecho hizo descartar al metacrilato como material para la realización de los soportes, utilizándose nylon, el cual se ha mecanizado sin mayores problemas.

## 11.4 FIJACIÓN DE LOS SOPORTES AL RADIADOR

La fijación de los soportes al radiador, se ha hecho de la misma forma que el módulo, a través de tornillos de diámetro 5 mm, cuya tuerca es sujeta en los raíles superiores del radiador.

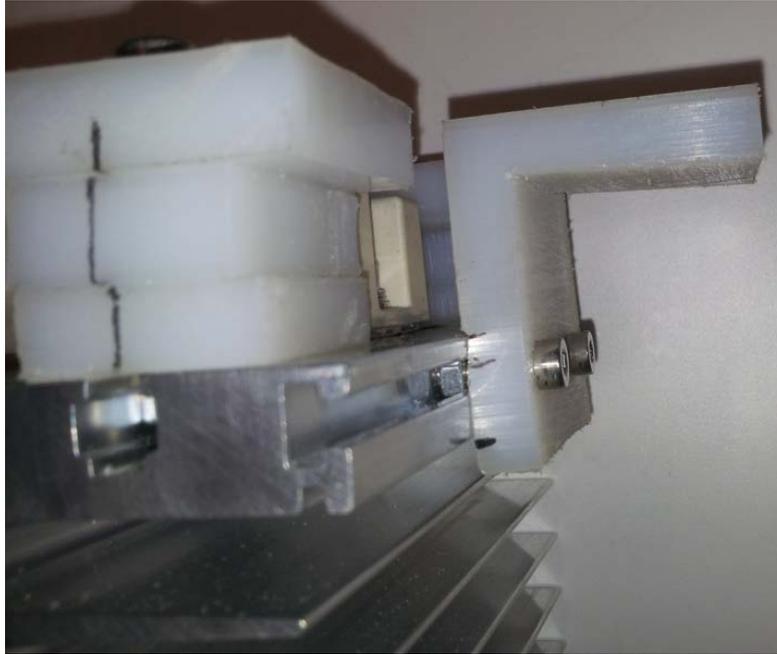
El soporte que sirve de punto de unión entre el busbar sobre el que va el sensor y el cable, es fijado al radiador a través de dos tornillos de diámetro 4 mm. Las tuercas de dichos tornillos van sobre un raíl lateral del radiador.

En la siguiente imagen se muestran los soportes y el módulo ya fijados al radiador:



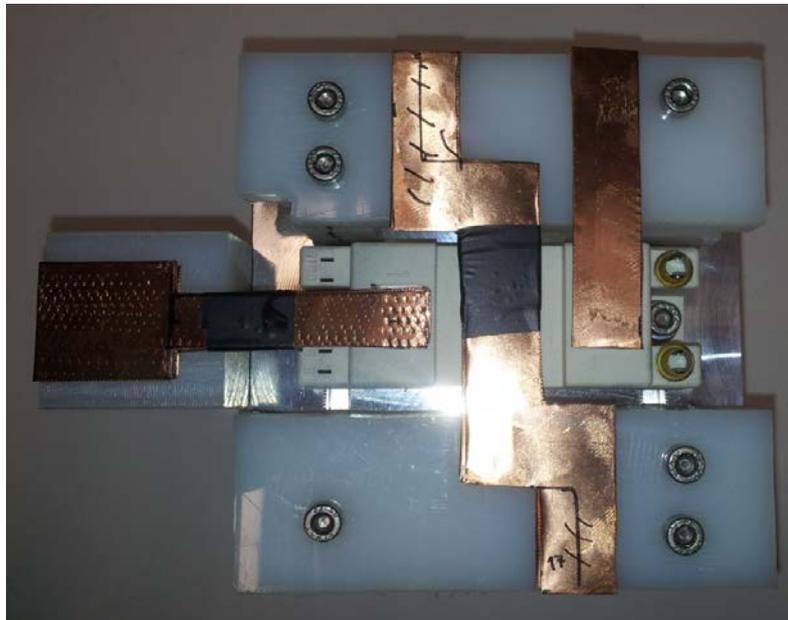
**Figura 11.1:** Fijación de soportes y módulo al radiador

En la siguiente imagen se muestra el soporte sobre el que se hará la unión del busbar al cable de la bobina.



**Figura 11.2:** Soporte de unión entre el busbar y el cable de la bobina

En la siguiente imagen se muestran los busbars encima de los soportes:



**Figura 11.3:** Busbars encima de los soportes

En las siguientes dos imágenes se muestra como queda el sensor de corriente en el busbar:

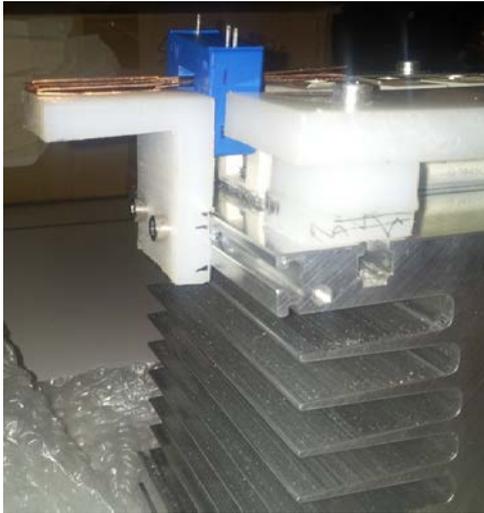


Figura 11.4: Sensor en busbar 1



Figura 11.5: Sensor en busbar 2

## 11.5 CONSTRUCCIÓN DEL SOPORTE PARA LOS CONDENSADORES

La agrupación de condensadores de salida va sobre una pletina de acero galvanizado de 1,5 mm de espesor, dicha pletina, va sujeta al radiador con tornillos de diámetro 4 mm, cuya tuerca va sobre el raíl lateral que aparece en la siguiente imagen:

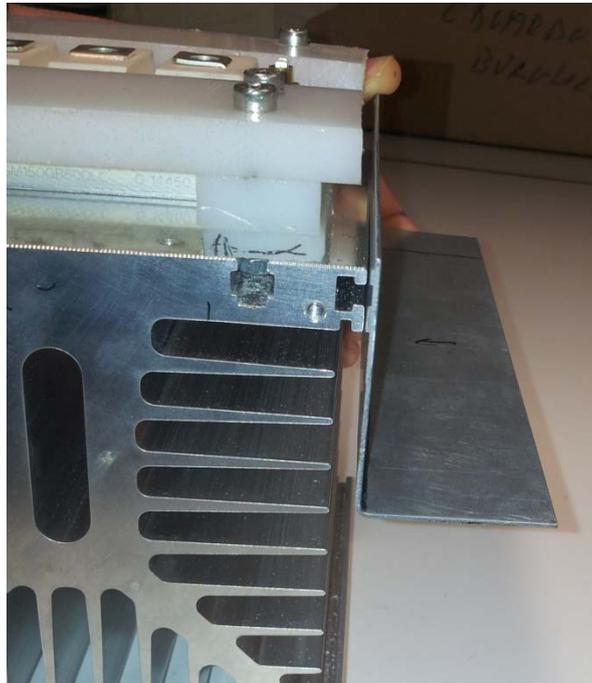


Figura 11.6: Soporte bus de condensadores de salida

La construcción completa del elevador se deja como trabajo futuro.

# CAPÍTULO 12

## CONCLUSIÓN Y LÍNEAS FUTURAS

### 12.1 CONCLUSIÓN

Como suele decirse, la clave del éxito está en los pequeños detalles. La puesta en práctica de esa expresión, encaja perfectamente en el desarrollo de este proyecto. Esto es debido a que ha habido temas sobre los cuales se pensaba que no había mayor complicación en sus cálculos y luego, han resultado ser en los que más tiempo se ha empleado y más quebraderos de cabeza han causado. Un buen ejemplo, es el dimensionado de condensadores. Antes de comenzar con su dimensionado, el único problema que se veía a este tema, era el de encontrar un condensador con una capacidad igual o superior a la capacidad obtenida en los cálculos y, que tuviera un voltaje máximo de trabajo, de aproximadamente el doble con el que va a trabajar. Sin embargo, al ir profundizando sobre ese tema, han ido apareciendo problemas de pérdidas y de sobrecalentamiento en los condensadores. Además, una vez obtenida una solución a este problema conectando condensadores de menos capacidad en paralelo, ha aparecido el problema de que por falta de stock, el plazo de entrega de esos condensadores era demasiado largo, por lo que ha habido que buscar una nueva alternativa.

Así mismo, encontrar un circuito generador de onda triangular que se adaptase a las necesidades requeridas, ha sido un tanto costoso, puesto que la mayoría de circuitos propuestos que se encontraban, generaban ondas bipolares y el sistema diseñado requería de una onda unipolar.

Por el contrario, el dimensionado y selección de semiconductores, que a priori parece ser la parte en la que más tiempo se va a emplear, ha sido una de las partes más llevaderas y se ha realizado sin mayor complicación.

La potencia máxima que va a extraer el elevador es de 2500 W. Las pérdidas originadas en los semiconductores son 201,7 W. A falta de incluir el resto de pérdidas, el rendimiento del elevador es del 92 %. Un valor bastante bueno teniendo en cuenta la elevada corriente y la elevada frecuencia de conmutación a las que va a trabajar el elevador.

## 12.2 LÍNEAS FUTURAS

El paso inmediato después de este Trabajo de Fin de Grado, es el montaje de los elementos dimensionados y seleccionados para realizar pruebas en lazo abierto.

Una vez superadas dichas pruebas, se procederá a cerrar el lazo de control de corriente. La implementación de dicho lazo, puede hacerse tanto de forma analógica a través de amplificadores operacionales, como de forma digital a través de un micro controlador.

El sistema completo consta de un lazo doble en cascada, cuyo lazo externo es un lazo de potencia. El dimensionado e implementación del lazo de externo que reciba la consigna de potencia de la microrred y entregue la corriente de referencia al lazo interno, será un trabajo a realizar en la siguiente etapa de diseño del elevador.

Una vez se termine el diseño y construcción del elevador y se haya comprobado que funciona correctamente, será conectado a las pilas de combustible. El conjunto pasará a ser una de las formas de generación eléctrica en la microrred de la Universidad.

Al haber cuatro pilas, se construirá una réplica del elevador de tal forma que dos pilas en serie alimenten a cada elevador.

Otra alternativa, es el diseño de una segunda etapa de elevación a la salida de la etapa diseñada, de forma, que a la salida de cada pila de combustible, se coloquen dos elevadores para conseguir la tensión requerida en el inversor. Esta configuración permite más libertad a la hora de realizar experimentos.

# BIBLIOGRAFÍA

- [1] Convertidor Electrónico Resonante Para Pilas de Combustible: Análisis Diseño y Simulación. Trabajo de Fin de Grado de Maite Alonso Lasa.
- [2] Apuntes de la asignatura Convertidores Electrónicos de Potencia. Tema 4.
- [3] Modelling of PEM Fuel Cell Performance: Steady-State and Dynamic Experimental Validation. *San Martín, I.; Ursúa, A.; Sanchis, P.*
- [4] Application note “Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide” de la marca de condensadores Corneil Dubilier.
- [5] Application note “RIFA electrolytic appguide” de la marca de condensadores RIFA.
- [6] Application note “Electrolytic Capacitor Lifetime Estimation” de la marca Jianghai Europe.
- [7] Apuntes de la asignatura Transmisión de Calor. Radiación.
- [8] Application note “Mitigation methods for parasitic Turn-on Effect due to Miller Capacitor” de la marca Avago.
- [9] Application note “Full Bridge MOSFET Driver A4957” de la marca Allegro.
- [10] Gráfica proporcionada a través de Infineon chat support.
- [11] Libro “Op Amps For Everyone” de Texas Instruments.
- [12] Cuaderno Técnico nº 083 “Pérdidas suplementarias en los conductores de grandes intensidades por los efectos pelicular y de proximidad”.
- [13] Modelado y Metodología Analítica de Diseño de Transformadores de Potencia y Alta Frecuencia. Tesis del Dr. Ernesto L. Barrios Rípodas.
- [14] [www.busbar.com/ design guide formulas](http://www.busbar.com/design_guide_formulas).
- [15] <http://www.textoscientificos.com/polimeros/nylon/nylon66>
- [16] Apuntes de la asignatura Transmisión de Calor. Convección.

## ANEXOS

## ANEXO 1: DIMENSIONADO DE ELEMENTOS PASIVOS

Tensión salida	Ciclo trabajo	Inductancia	Fconm	$\Delta V_c$ in	Imax sal	$\Delta V_c$ out	Ciclo trabajo maximo
210	0,5	0,00055	20000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,6	0,0006	25000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,6	0,0006	30000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,7	0,0006	30000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,6	0,0008	30000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,5	0,0009	30000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,5	0,00055	16000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,5	0,00055	18000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,5	0,00055	20000	0,4	11,91	2	0,81
210	0,5	0,0005	22000	0,4	11,91	2	0,81

$\Delta iL$	C in (Faradios)	Cin ( $\mu$ Faradios)	Cout(Faradios)	Cout ( $\mu$ Faradios)
4,77272727	7,45739E-05	74,57386364	0,000241178	241,1775
3,36	0,000042	42	0,000192942	192,942
2,8	2,91667E-05	29,16666667	0,000160785	160,785
2,45	2,55208E-05	25,52083333	0,000160785	160,785
2,1	0,000021875	21,875	0,000160785	160,785
1,944444444	2,02546E-05	20,25462963	0,000160785	160,785
5,96590909	0,000116522	116,5216619	0,000301472	301,471875
5,3030303	9,20665E-05	92,06649832	0,000267975	267,975
4,77272727	7,45739E-05	74,57386364	0,000241178	241,1775
4,77272727	6,77944E-05	67,79442149	0,000219252	219,2522727

**ANEXO 2: DIMENSIONADO DEL CONTROL**

$\tau_{sc}$	Frec corte lazo (Hz)	$\omega_{ci}$	Vpt	L	Vsal	Ksc	Tn	Kp	Kp con comp
0,000106103	5	31,416	1	0,0035	210	1	0,038040867	0,000401566	0,084328898
7,2343E-05	200	1256,64	1	0,0005	210	1	0,001020712	0,002369358	0,49756522
5,30515E-05	5	31,416	1	0,0009	210	1	0,037987815	0,0001032	0,021672014
7,2343E-05	5	31,416	1	0,0005	210	1	0,038007107	5,73454E-05	0,012042543

### ANEXO 3: PÉRDIDAS EN SEMICONDUCTORES

	Ciclo trabajo maximo		DIODO										
	F conmm		idiodo max	v diodo max	i didod conducc	v diodo cond (grafic)	Eoff (Err) Fig 3.	Vr	Vr ref	P cond diodo	P conmm diodo	P tot diodo	
Semikron SK75GARL065E	30000	0,81	62,5	210	60	1,5	2,00E-03	210	300	17,1	48,44066253	65,54066253	
Infineon BSM150GB60DLC	22000	0,81	62,5	210	60	1,5	2,00E-03	210	300	17,1	35,52315252	52,62315252	
	16000	0,81	62,5	210	60	0,9	3,50E-03	210	300	10,26	45,21128503	55,47128503	
Infineon BSM100GB60DLC	18000	0,81	62,5	210	60	0,9	3,50E-03	210	300	10,26	50,86269565	61,12269565	
	20000	0,81	62,5	210	60	0,9	3,50E-03	210	300	10,26	56,51410628	66,77410628	
Infineon FF300R07ME4_B11	22000	0,81	62,5	210	60	0,9	3,50E-03	210	300	10,26	62,16551691	72,42551691	
	16000	0,81	62,5	210	60	1	2,30E-03	210	300	11,4	29,71027302	41,11027302	
Semikron SEMIX151GAL12Vs	18000	0,81	62,5	210	60	1	2,30E-03	210	300	11,4	33,42405714	44,82405714	
	20000	0,81	62,5	210	60	1	2,30E-03	210	300	11,4	37,13784127	48,53784127	
Infineon	22000	0,81	62,5	210	60	1	2,30E-03	210	300	11,4	40,8516254	52,2516254	
	16000	0,81	62,5	210	60	0,95	2,50E-03	210	300	10,83	32,29377502	43,12377502	
Semikron	18000	0,81	62,5	210	60	0,95	2,50E-03	210	300	10,83	36,3304969	47,1604969	
	20000	0,81	62,5	210	60	0,95	2,50E-03	210	300	10,83	40,36721877	51,19721877	
Infineon	22000	0,81	62,5	210	60	0,95	2,50E-03	210	300	10,83	44,40394065	55,23394065	
	16000	0,81	62,5	210	60	1,4	8,00E-03	210	600	15,96	68,17902657	84,13902657	
Semikron	18000	0,81	62,5	210	60	1,4	8,00E-03	210	600	15,96	76,70140489	92,66140489	
	20000	0,81	62,5	210	60	1,4	8,00E-03	210	600	15,96	85,22378321	101,18378321	
Infineon	22000	0,81	62,5	210	60	1,4	8,00E-03	210	600	15,96	93,74616153	109,70616153	

IGBT					P TOTALES diodo + IGBT	F conm	
Eon (Ws)	Eoff (Ws)	P cond IGBT	Pconm IGBT	P tot IGBT			
0,001117243	0,001367318	87,48	74,53683734	162,0168373	227,5575	30000	Semikron
0,001117243	0,001367318	87,48	54,66034739	142,1403474	194,7635	22000	SK75GARL065E
0,002096555	0,000687932	68,04	44,55178732	112,5917873	168,063072	16000	Infineon
0,002096555	0,000687932	68,04	50,12076074	118,1607607	179,283456	18000	BSM150GB60DLC
0,002096555	0,000687932	68,04	55,68973415	123,7297342	190,50384	20000	
0,002096555	0,000687932	68,04	61,25870757	129,2987076	201,724224	22000	
0,001100691	0,001257933	82,62	37,73798456	120,3579846	161,468258	16000	Infineon
0,001100691	0,001257933	82,62	42,45523262	125,0752326	169,89929	18000	BSM100GB60DLC
0,001100691	0,001257933	82,62	47,17248069	129,7924807	178,330322	20000	
0,001100691	0,001257933	82,62	51,88972876	134,5097288	186,761354	22000	
0,005786491	0,004744204	41,31	168,4911158	209,8011158	252,924891	16000	Infineon
0,005786491	0,004744204	41,31	189,5525053	230,8625053	278,023002	18000	FF300R07ME4_B11
0,005786491	0,004744204	41,31	210,6138948	251,9238948	303,121114	20000	
0,005786491	0,004744204	41,31	231,6752842	272,9852842	328,219225	22000	
0,009195831	0,003831596	72,9	208,438825	281,338825	365,477852	16000	Semikron
0,009195831	0,003831596	72,9	234,4936782	307,3936782	400,055083	18000	SEMIX151GAL12Vs
0,009195831	0,003831596	72,9	260,5485313	333,4485313	434,632315	20000	
0,009195831	0,003831596	72,9	286,6033844	359,5033844	469,209546	22000	

## ANEXO 4: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL BSM 150 GB 60 DLC

Technische Information / Technical Information

IGBT-Module  
IGBT-Modules

BSM 150 GB 60 DLC

eupec



### Höchstzulässige Werte / Maximum rated values

#### Elektrische Eigenschaften / Electrical properties

Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage		$V_{CES}$	600	V
Kollektor-Dauergleichstrom DC-collector current	$T_c = 60^\circ\text{C}$	$I_{C,nom.}$	150	A
	$T_c = 25^\circ\text{C}$	$I_C$	180	A
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_p = 1\text{ms}, T_c = 60^\circ\text{C}$	$I_{CRM}$	300	A
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_c = 25^\circ\text{C}, \text{Transistor}$	$P_{tot}$	595	W
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		$V_{GES}$	+/- 20V	V
Dauergleichstrom DC forward current		$I_F$	150	A
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forw. current	$t_p = 1\text{ms}$	$I_{FRM}$	300	A
Grenzlastintegral der Diode $\int t - \text{value, Diode}$	$V_R = 0\text{V}, t_p = 10\text{ms}, T_v = 125^\circ\text{C}$	$\int t$	2.300	A <sup>2</sup> s
Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f= 50Hz, t= 1min.	$V_{ISOL}$	2,5	kV

### Charakteristische Werte / Characteristic values

#### Transistor / Transistor

			min.	typ.	max.	
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 150\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}, T_v = 25^\circ\text{C}$	$V_{CE sat}$	-	1,95	2,45	V
	$I_C = 150\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}, T_v = 125^\circ\text{C}$		-	2,20	-	V
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 3,0\text{mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_v = 25^\circ\text{C}$	$V_{GE(th)}$	4,5	5,5	6,5	V
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{MHz}, T_v = 25^\circ\text{C}, V_{CE} = 25\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}$	$C_{ies}$	-	6,5	-	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{MHz}, T_v = 25^\circ\text{C}, V_{CE} = 25\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}$	$C_{res}$	-	0,6	-	nF
Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 600\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}, T_v = 25^\circ\text{C}$	$I_{CES}$	-	1	500	$\mu\text{A}$
	$V_{CE} = 600\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}, T_v = 125^\circ\text{C}$		-	1	-	mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{V}, V_{GE} = 20\text{V}, T_v = 25^\circ\text{C}$	$I_{GES}$	-	-	400	nA

prepared by: Andreas Vetter	date of publication: 2000-04-26
approved by: Michael Hornkamp	revision: 1

## Technische Information / Technical Information

IGBT-Module  
IGBT-Modules

## BSM 150 GB 60 DLC

eupec



## Charakteristische Werte / Characteristic values

Transistor / Transistor		min.	typ.	max.		
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn on delay time (inductive load)	$I_C = 150A, V_{CC} = 300V$ $V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$	$t_{d,on}$	-	115	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$		-	125	-	ns
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 150A, V_{CC} = 300V$ $V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$	$t_r$	-	28	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$		-	30	-	ns
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn off delay time (inductive load)	$I_C = 150A, V_{CC} = 300V$ $V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$	$t_{d,off}$	-	200	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$		-	225	-	ns
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 150A, V_{CC} = 300V$ $V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$	$t_f$	-	25	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$		-	35	-	ns
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 150A, V_{CC} = 300V, V_{GE} = 15V$ $R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C, L_o = 15nH$	$E_{on}$	-	2,3	-	mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 150A, V_{CC} = 300V, V_{GE} = 15V$ $R_G = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C, L_o = 15nH$	$E_{off}$	-	4,6	-	mJ
Kurzschlußverhalten SC Data	$t_p \leq 10\mu sec, V_{GE} \leq 15V$ $T_{vj} \leq 125^\circ C, V_{CC} = 360V, V_{CEmax} = V_{CES} - L_{oCE} \cdot di/dt$	$I_{sc}$	-	675	-	A
Modulinduktivität stray inductance module		$L_{oCE}$	-	40	-	nH
Modul-Leitungswiderstand, Anschlüsse - Chip lead resistance, terminals - chip	$T_c = 25^\circ C$	$R_{CC+EE}$	-	1,0	-	mΩ

## Charakteristische Werte / Characteristic values

Diode / Diode		min.	typ.	max.		
Durchlaßspannung forward voltage	$I_F = 150A, V_{GE} = 0V, T_{vj} = 25^\circ C$	$V_F$	-	1,25	1,6	V
	$I_F = 150A, V_{GE} = 0V, T_{vj} = 125^\circ C$		-	1,20	-	V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = 150A, -di_F/dt = 5600A/\mu sec$ $V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 25^\circ C$	$I_{RM}$	-	180	-	A
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 125^\circ C$		-	215	-	A
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = 150A, -di_F/dt = 5600A/\mu sec$ $V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 25^\circ C$	$Q_r$	-	11	-	μC
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 125^\circ C$		-	19	-	μC
Abschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = 150A, -di_F/dt = 5600A/\mu sec$ $V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 25^\circ C$	$E_{rec}$	-	-	-	mJ
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 125^\circ C$		-	4,7	-	mJ

## Technische Information / Technical Information

IGBT-Module  
IGBT-Modules

## BSM 150 GB 60 DLC

eupec



## Thermische Eigenschaften / Thermal properties

			min.	typ.	max.	
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	Transistor / transistor, DC Diode / diode, DC	$R_{thJC}$	-	-	0,21	K/W
			-	-	0,40	K/W
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Modul / per module $\lambda_{paste} = 1W/m^2K$ / $\lambda_{grease} = 1W/m^2K$	$R_{thCK}$	-	0,02	-	K/W
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature		$T_{vj}$	-	-	150	°C
Betriebstemperatur operation temperature		$T_{op}$	-40	-	125	°C
Lagertemperatur storage temperature		$T_{stg}$	-40	-	125	°C

## Mechanische Eigenschaften / Mechanical properties

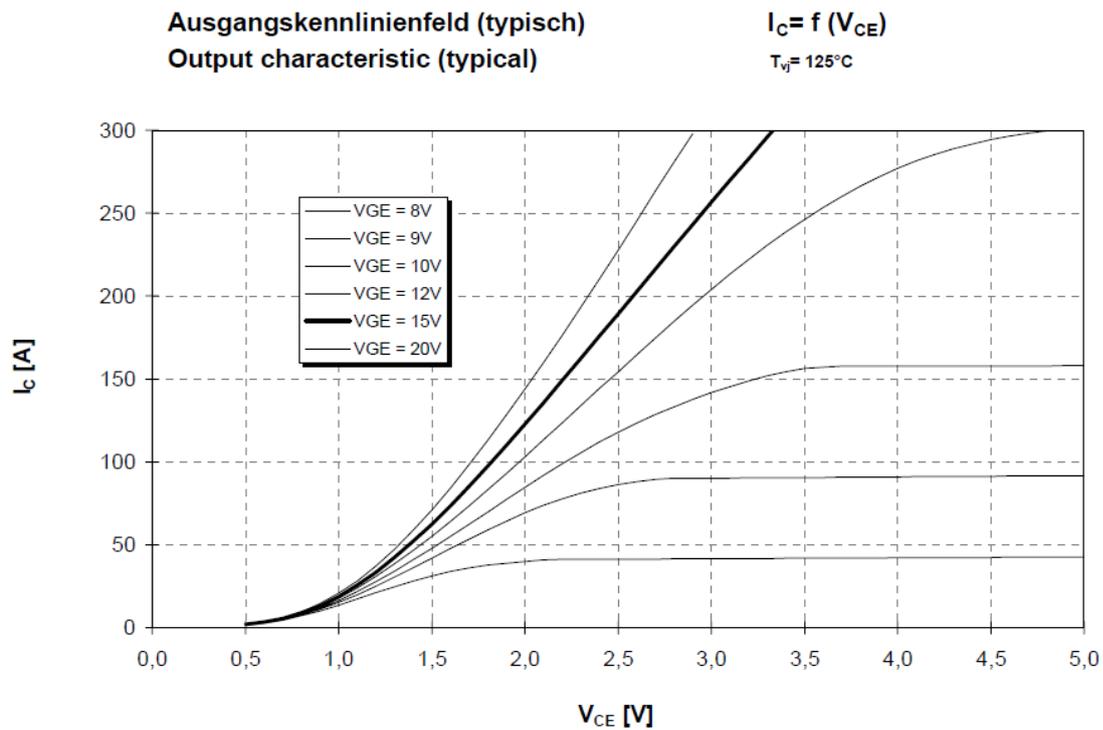
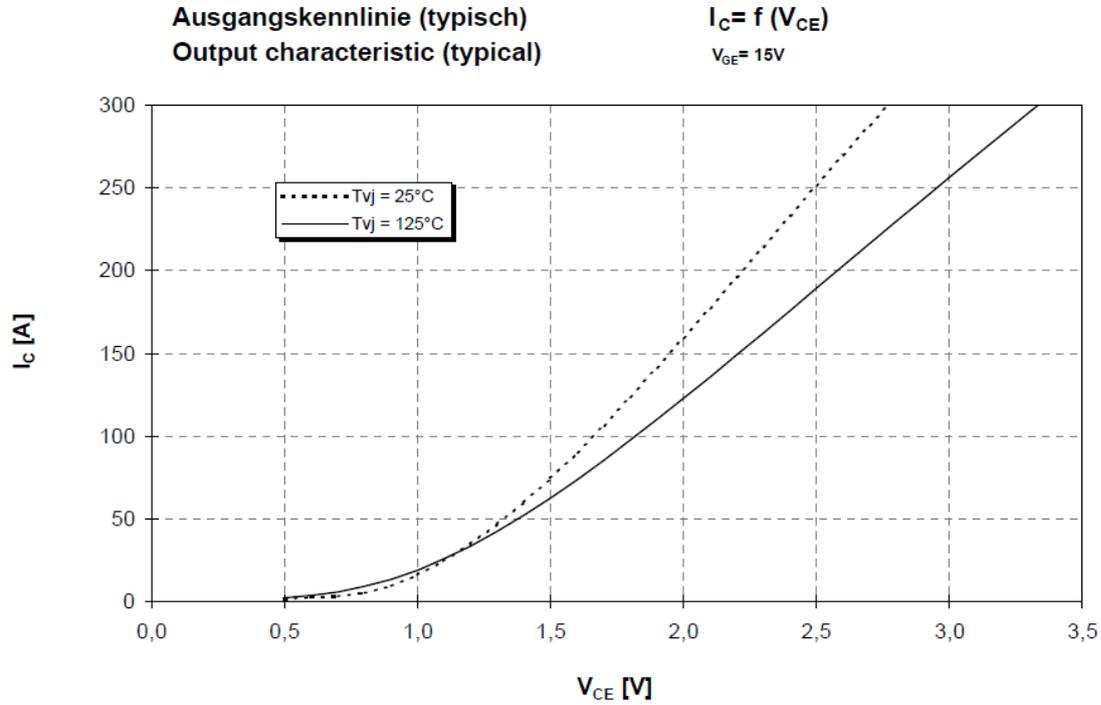
Gehäuse, siehe Anlage case, see appendix					
Innere Isolation internal insulation				$Al_2O_3$	
Kriechstrecke creepage insulation				15	mm
Luftstrecke clearance				8,5	mm
CTI comperative tracking index				275	
Anzugsdrehmoment für mech. Befestigung mounting torque	Schraube M6 screw M6	M1	-15	5	Nm %
Gewicht weight		G		180	g

Mit dieser technischen Information werden Halbleiterbauelemente spezifiziert, jedoch keine Eigenschaften zugesichert. Sie gilt in Verbindung mit den zugehörigen Technischen Erläuterungen.

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. It is valid in combination with the belonging technical notes.

Technische Information / Technical Information  
 IGBT-Module  
 IGBT-Modules  
**BSM 150 GB 60 DLC**

eupec



Technische Information / Technical Information

IGBT-Module  
IGBT-Modules

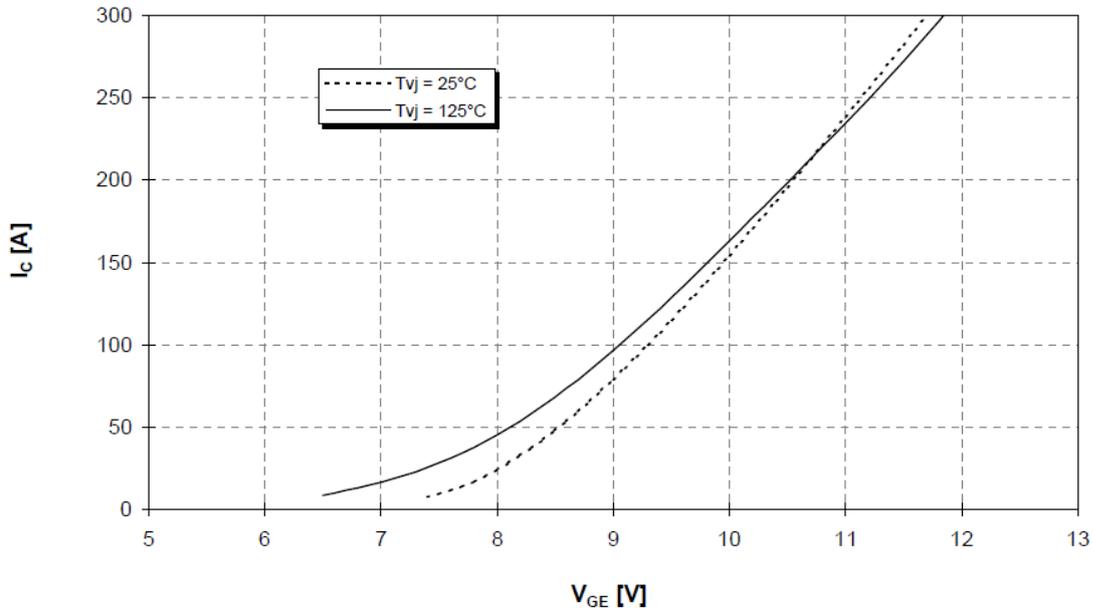
BSM 150 GB 60 DLC

eupec



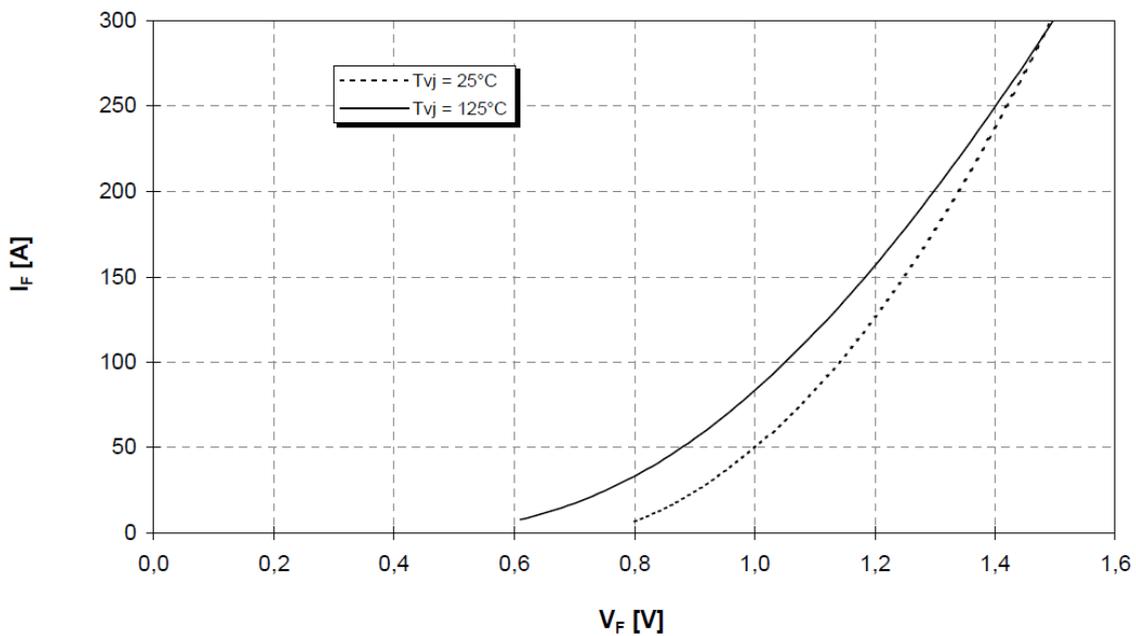
Übertragungscharakteristik (typisch)  
Transfer characteristic (typical)

$I_C = f(V_{GE})$   
 $V_{CE} = 20V$



Durchlaßkennlinie der Inversdiode (typisch)  
Forward characteristic of inverse diode (typical)

$I_F = f(V_F)$



Technische Information / Technical Information

IGBT-Module  
IGBT-Modules

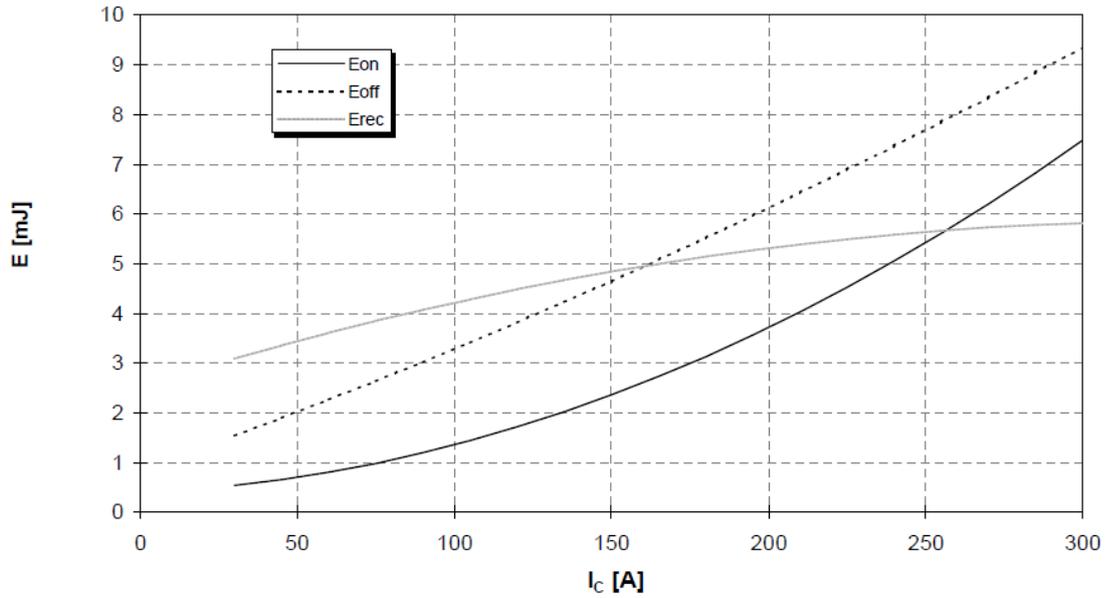
BSM 150 GB 60 DLC

eupec



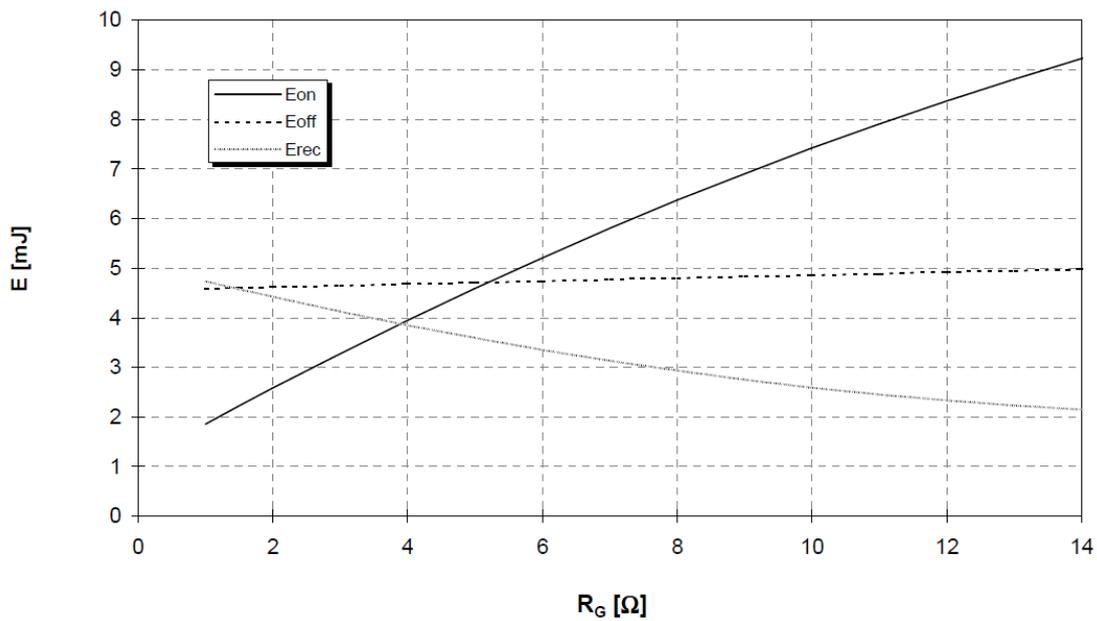
Schaltverluste (typisch)  
Switching losses (typical)

$E_{on} = f(I_c), E_{off} = f(I_c), E_{rec} = f(I_c)$   
 $R_{G,on} = 1,5\Omega, R_{G,off} = 1,5\Omega, V_{CC} = 300V, T_{vj} = 125^\circ C$



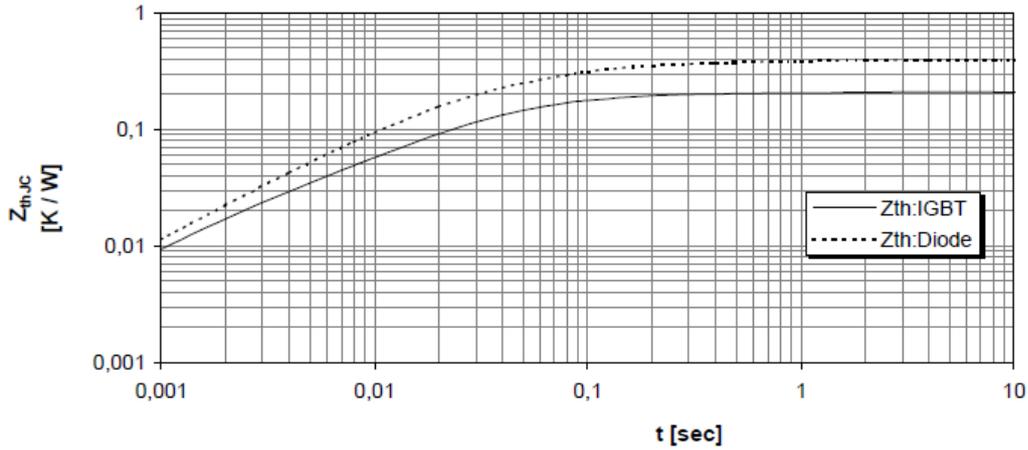
Schaltverluste (typisch)  
Switching losses (typical)

$E_{on} = f(R_G), E_{off} = f(R_G), E_{rec} = f(R_G)$   
 $I_c = 150A, V_{CC} = 300V, T_{vj} = 125^\circ C$



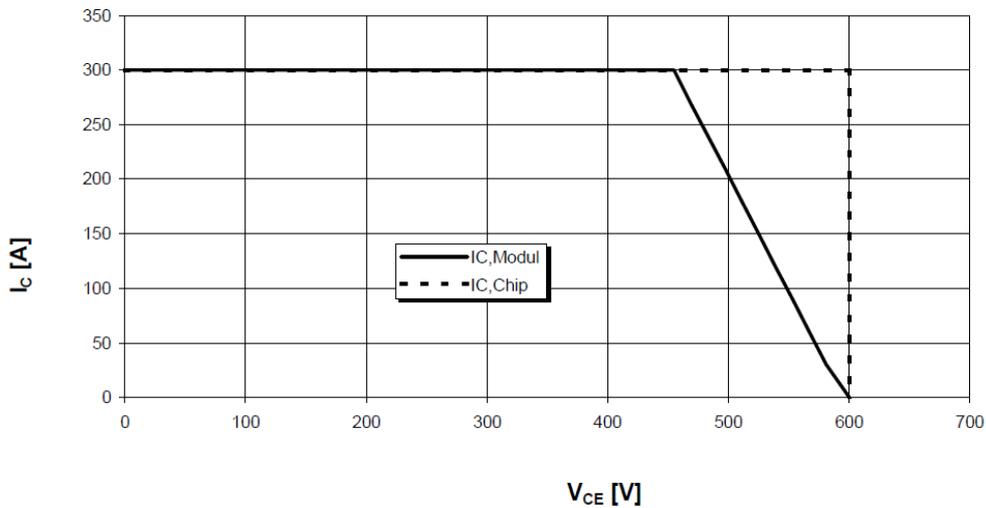


**Transienter Wärmewiderstand**       $Z_{thJC} = f(t)$   
**Transient thermal impedance**



i	1	2	3	4
$r_i$ [K/kW] : IGBT	8,9	110,0	74,0	17,0
$\tau_i$ [sec] : IGBT	0,0018	0,0240	0,0651	0,6626
$r_i$ [K/kW] : Diode	141,0	135,2	84,9	38,9
$\tau_i$ [sec] : Diode	0,0487	0,0169	0,1069	0,9115

**Sicherer Arbeitsbereich (RBSOA)**  
**Reverse bias safe operation area (RBSOA)**       $V_{GE} = +15V, R_{G,off} = 1,5\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$



Technische Information / Technical Information

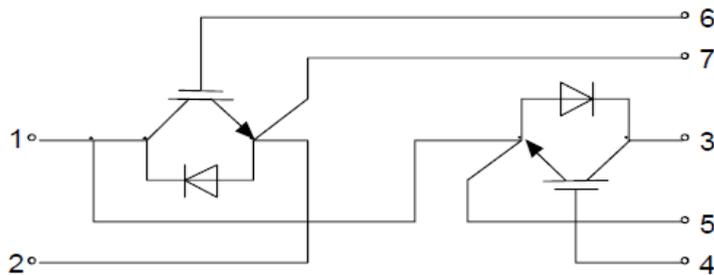
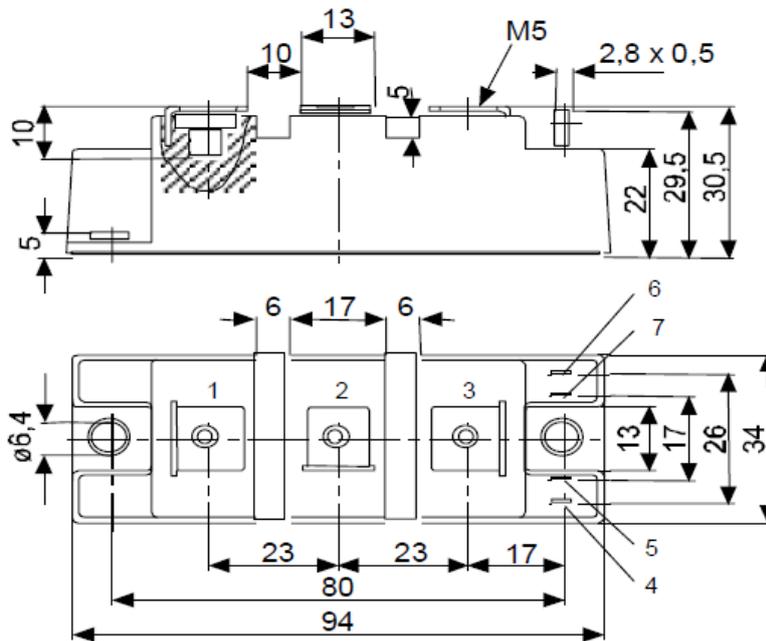
IGBT-Module  
IGBT-Modules

**BSM 150 GB 60 DLC**

eupec



Gehäusemaße / Schaltbild  
Package outline / Circuit diagram



## ANEXO 5: ESTUDIO DE MERCADO Y COMPARATIVA DE LOS MODULOS

	F conm (kHz)	P totales diodo (W)	P totales IGBT (W)	P totales (W)	Resistencia térmica Diodo-encapsulado (°C/W)	Resistencia térmica IGBT-encapsulado (°C/W)	Tc (°C)	Precio (€)	Tienda
Semikron SK75GARL065E	22	52,6	142,1	194,7	0,6	0,6	39,74	54,9	mouser electronics
Semikron SEMIX151GAL12Vs	22	109,7	359,5	469,2	0,31	0,19	56,7	55,94	mouser electronics
Infineon BSM150GB60DLC	22	76,4	129,3	201,7	0,4	0,21	96,6	87,7	mouser electronics
Infineon BSM100GB60DLC	22	52,3	134,5	187,8	0,5	0,28	86,64	76,5	mouser electronics
Infineon FF300R07ME4_B11	22	55,2	273	328,2	0,215	0,138	87,3	130,6	mouser electronics

**ANEXO 6: LISTA DE MATERIALES**

Producto	Fabricante	Modelo	Distribuidor	Precio (unidad)	Cantidad	Precio total
módulo IGBTs	INFINEON	BSM150GB60DLC	RS	89,43 €	1	89,43 €
radiador	SEMIKRON	P3/120	Farnell	63,97 €	1	63,97 €
ventilador	NMB TECHNOLOGIES	4715KL-05W-B30-P00	Farnell	22,17 €	1	22,17 €
sensor corriente	LEM	LA 55-P/SP1	Farnell	20,05 €	1	20,05 €
sensor tensión	Avago	HCPL-7800A-500E	Farnell	10,78 €	2	21,55 €
driver IGBT	Avago	HCPL-3120-000E	Farnell	2,82 €	1	2,82 €
núcleo ferrita U N27	EPCOS	B67345B001X27	RS	29,49 €	5	147,45 €
núcleo ferrita I N27	EPCOS	B67345B002X27	RS	18,56 €	5	92,80 €
Amp. Op.	AnalogDevices	OP37	Mouser	2,55 €	5	12,75 €
Comparador	LinearTechnology	LT1011	Mouser	3,15 €	1	3,15 €
Buffer	TexasInstruments	BUF634	Farnell	8,05 €	2	16,10 €
Convertidor Driver	muRataPs	MGJ2D241505SC	Farnell	6,49 €	1	6,49 €
Convertidor +- 15 Aislado	muRataPs	NMK1515SC	RS	11,58 €	2	23,16 €
Convertidor 5V	muRataPs	MEV1S0505SC	Farnell	5,38 €	2	10,76 €
Regulador 24V	TexasInstruments	UA7824CKCS	Mouser	0,76 €	2	1,52 €
Regulador 15V	TexasInstruments	UA7815CKCSE3	Mouser	0,76 €	2	1,52 €
Regulador 5V	TexasInstruments	UA7805CKCS	Mouser	0,72 €	2	1,45 €
Condensador Salida	CornellDubilier	CG101T350R2C	Mouser	16,55 €	5	82,75 €
Placa de Tiras	kelan	147899	Farnell	9,43 €	2	18,86 €
						638,75 €