

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Universidad de Burgos



**SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA
BASADO EN LA SUPERCONDUTIVIDAD PARA LA
ESTABILIZACIÓN DE UNA MICROGRID POR
CONEXIÓN Y DESCONEXIÓN DE CARGAS,
SISTEMA SMES**

ANEJO Nº 6: SELECCIÓN DE COMPONENTES

**GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA**

AUTOR:

RUBÉN ARCE DOMINGO

TUTOR:

CARMELO LOBO DE LA SERNA

JUNIO DE 2019



ANEJO 6: SELECCIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS	3
1. INTRODUCCIÓN	3
2. SELECCIÓN DE COMPONENTES DEL CONVERTIDOR CA/CC	3
2.1 IGBT's	3
2.2. Condensador de unión	6
3. SELECCIÓN DE COMPONENTES DEL CONVERTIDOR CC/CC.....	8
3.1 Bobina de material superconductor	8
3.2 Diodos	8
3.3 IGBT's	11
4. MEDIDA DE SEÑALES Y ACONDICIONAMIENTO	12
4.1. Medida de corrientes.....	12
4.1.1. Amplificadores Operacionales	17
4.2 Medida de tensiones.....	18
5. DSP	22
5.1 Conexionado del DSP	24
6. DRIVERS DE SALIDA A IGBT'S.....	25
7. FUENTES DE ALIMENTACIÓN AUXILIARES	29
7.1. Alimentación del DSP.....	29
7.2. Alimentación de los drivers de IGBT's	30
7.3. Alimentación de operacionales	31
7.4. Alimentación del sensor efecto hall	32

Índice de ilustraciones y tablas

Ilustración 1: Tensión y corriente por los IGBT's del rectificador.	3
Ilustración 2:IGBT's elegidos y sus parámetros característicos	4
Ilustración 3: Cálculo térmico del IGBT y diodo.....	4
Ilustración 4: Corrientes y tensiones por el condensador.....	6
Ilustración 5: Condensador de unión	7
Ilustración 7: Corriente durante el modo descarga de la bobina.	9
Ilustración 8: Diodo rectificador elegido	9
Ilustración 9: Fusible PSR033FL2000 seleccionado	10
Ilustración 10: IGBT del convertidor CC/CC	11
Ilustración 11: Corriente por los IGBT's del convertidor CC/CC.....	12
Ilustración 12:Corrientes y tensiones por la microgrid	13
Ilustración 13: Sensor efecto hall empleado	14
Ilustración 14: Acondicionamiento señal de efecto hall corriente de la microgrid....	15
Ilustración 15: Señal de sensor hall y de condicionamiento	16
Ilustración 16: Acondicionamiento señal de efecto hall de la bobina SMES.	16



Ilustración 17: Operacionales seleccionados de tecnología FET	18
Ilustración 18: Acondicionamiento de la medida de la tensión de la microgrid.....	19
Ilustración 19: Medida indirecta	20
Ilustración 20: Acondicionamiento medida indirecta de tensión por el condensador	21
Ilustración 21: dsPIC33FJ256GP506A	23
Ilustración 22: Pines del DSP seleccionado	25
Ilustración 23: Disparo IGBT`s 1, 2 y 3.....	26
Ilustración 24: Disparo IGBT`s 4, 5 y 6.....	26
Ilustración 25: Disparo IGBT`s del convertidor CC/CC.....	26
Ilustración 26: Driver de IGBT de salida del DSP.....	27
Ilustración 27: Salida del driver a la puerta del IGBT.	28
Ilustración 28: Influencia de la resistencia de puerta del IGBT	28
Ilustración 29: Circuito de fuente auxiliar con regulador de tensión lineal	29
Ilustración 30: Tipo de salida de un regulador lineal	30
Ilustración 31: Fuente de alimentación driver.....	30
Ilustración 32: Acondicionamiento fuentes auxiliares	31
Ilustración 33: Referencia de tensión negativa	31
Ilustración 34: Referencia de tensión positiva	31
Ilustración 35: Regulador lineal para sensor efecto hall	32
Tabla 1:Parámetros de los IGBT`s	4
Tabla 2:Parámetros del condensador de unión.....	6
Tabla 3: Parámetros de la bobina de filtro	8
Tabla 4: Parámetros del diodo	8
Tabla 5: Parámetros de selección de fusibles.....	10
Tabla 6: Parámetros a tener en cuenta en el acondicionamiento	14
Tabla 7: Resumen de las resistencias empleadas en el acondicionamiento de corrientes.	17
Tabla 8: Parámetros transformador buscados	18
Tabla 9: Transformador de medida de tensiones elegido.....	18
Tabla 10: Variaciones en la entrada y respuesta en la salida	19
Tabla 11: Resistencias empleadas en el acondicionamiento de las tensiones.....	22
Tabla 12: Necesidades de la unidad de control.....	23
Tabla 13: DSP seleccionado y sus especificaciones.	24
Tabla 14: Parámetros del optoacoplador.....	27
Tabla 15: Fuentes auxiliares necesarias	29
Tabla 16: Resumen de las fuentes de alimentación empleadas.....	32



ANEJO 6: Selección de componentes electrónicos

1. Introducción

En este anejo se seleccionarán los componentes eléctricos y electrónicos necesarios para implementar el sistema SMES.

En primer lugar, se dimensionará los elementos de potencia tanto del rectificador como del chopper y a continuación se añadirán las protecciones necesarias para dichos elementos así como los radiadores requeridos.

En segundo lugar, se seleccionará el DSP que implementará el algoritmo de control expuesto en el anejo V, además, se realizarán los circuitos de acondicionamiento de estas señales para actuar sobre los IGBT's.

Finalmente se seleccionarán las fuentes de alimentación para los drivers, el microprocesador y los circuitos de acondicionamiento de las señales de entrada.

2. SELECCIÓN DE COMPONENTES DEL CONVERTIDOR CA/CC

2.1 IGBT's

Para la selección de los 6 IGBT's del rectificador hemos de tener en cuenta los parámetros de la tabla 1. Estos parámetros se obtienen como resultado de la simulación llevada a cabo con el PSIM como se puede apreciar en la ilustración 1.

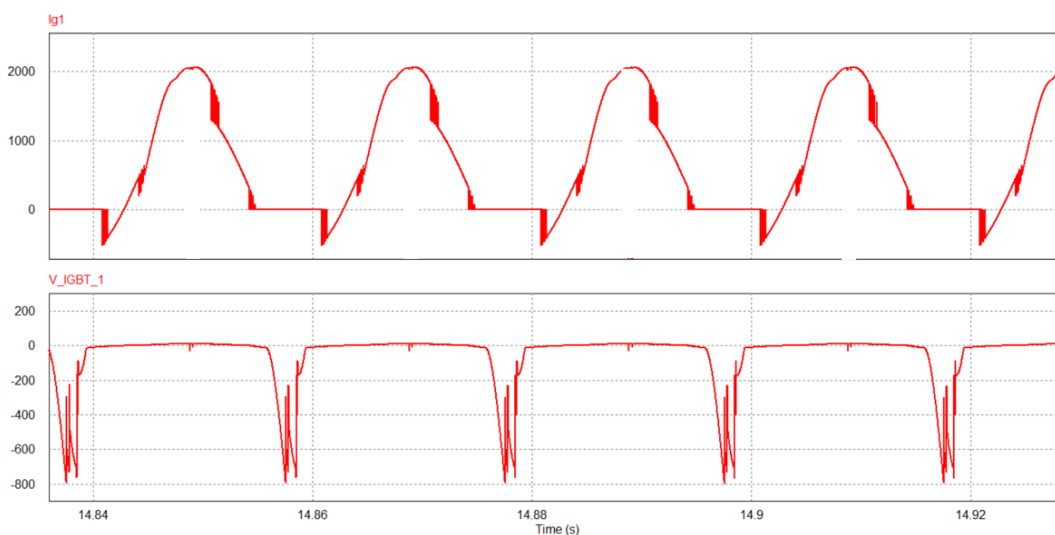


Ilustración 1: Tensión y corriente por los IGBT's del rectificador (Fuente PSIM)



Tabla 1: Parámetros de los IGBT's

Tensión V_{MAX}	800V
Corriente Media, I_M	650A
Corriente Máxima, I_{MAX}	2000A

Teniendo en cuenta que los parámetros de la tabla 1, se ha optado por colocar dos IGBT's iguales en paralelo. Se les coloca en paralelo para que la corriente tan elevada se reparta de forma uniforme. En la ilustración 2 vemos el elemento escogido en apariencia y sus parámetros representativos.

Absolute Maximum Ratings		Values	Unit
Symbol	Conditions		
IGBT			
V_{CES}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1200	V
I_C	$T_J = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$	1305	A
	$T_c = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$	1003	A
I_{Cnom}		900	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$	2700	A
V_{GES}		-20 ... 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 800\text{ V}$ $V_{GE} \leq 15\text{ V}$ $V_{CES} \leq 1200\text{ V}$	10	μs
	$T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$		
T_J		-40 ... 175	$^{\circ}\text{C}$

Ilustración 2: IGBT's elegidos y sus parámetros característicos (Semikron)

Será necesario realizar el cálculo de la necesidad o no de añadir en el módulo un radiador que permita disipar tanta potencia. Para ello, en primer lugar, se calcula la potencia del IGBT en nuestro circuito, se buscará directamente en la hoja de características del componente elegido sus valores de resistencias térmicas.

Se han de tener en cuenta las pérdidas en conducción de los IGBT's, las pérdidas de conmutación serán despreciadas debido a la relativamente baja frecuencia de conmutación, 5kHz. También se ha de contar con que el elemento elegido es un diodo y un IGBT, de tal forma que el circuito de cálculo térmico necesario es el de la ilustración 3.

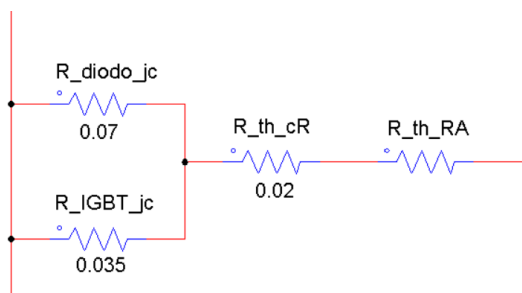
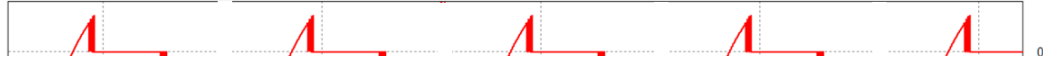


Ilustración 3: Cálculo térmico del IGBT y diodo (Fuente PSIM)

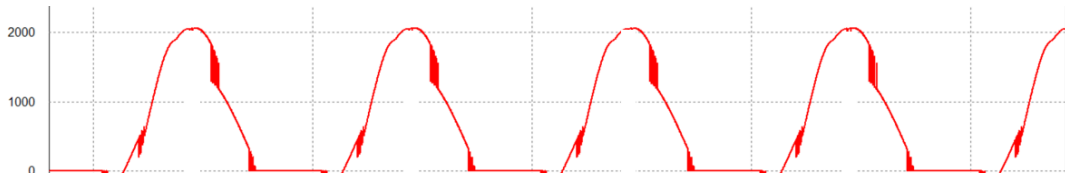
Potencia disipada en conducción:

La corriente que circula por el diodo tiene la siguiente forma, se ha de tener en cuenta que la corriente de la imagen se reparte entre dos debido a que atraviesa dos IGBT's en paralelo:



$$P_{Diodo} = u_o \cdot I_M + \rho_d \cdot I_{ef}^2 = 1,1V \cdot 60A + 1,1m\Omega \cdot (87,5 A)^2 = 74,4W$$

Mientras que la que circula por el IGBT es:



$$P_{IGBT} = r_{CE} \cdot I_{ef}^2 = 1,14m\Omega \cdot (537 A)^2 = 328,7W$$

A continuación, obtenemos el valor del radiador necesario (R_{thR-A}). Para ello debemos obtener el radiador para la rama del diodo y luego para la rama del IGBT, se ha de escoger aquel que tenga una resistencia menor para garantizar que se cumple en ambos casos.

$$T_j - T_{amb} = P_{IGBT} \cdot R_{IGBT_{thj-c}} + (P_{IGBT} + P_{Diodo}) \cdot (R_{thc-R} + R_{thR-A})$$

$$175 - 35 K = 328,7W \cdot 0,035\Omega + (328,71 + 74,4) \cdot \left(0,02 \frac{K}{W} + R_{thR-A1}\right)$$

$$R_{thR-A1} = 0,29 \frac{W}{K}$$

$$T_j - T_{amb} = P_{Diodo} \cdot R_{Diodo_{thj-c}} + (P_{IGBT} + P_{Diodo}) \cdot (R_{thc-R} + R_{thR-A})$$

$$175 - 35 K = 74,4W \cdot 0,07\Omega + (328,7 + 74,4) \cdot \left(0,02 \frac{K}{W} + R_{thR-A2}\right)$$

$$R_{thR-A2} = 0,31 \frac{W}{K}$$

Escogeremos la resistencia más pequeña para garantizar la integridad de los componentes. Es decir, entraremos a buscar radiadores con valores de resistencia térmica menores de $0,29 \frac{W}{K}$.

Se ha seleccionado el radiador 177AB2000B cuya resistencia térmica es $0,25 \frac{W}{K}$.



2.2. Condensador de unión

Para el condensador de unión entre los convertidores CA/CC y CC/CC se han de tener en cuenta los parámetros de la tabla 2. Una vez obtenidos a través del simulador se ha accedido a una base de datos de componentes electrónicos y se ha seleccionado el más adecuado.

Tabla 2: Parámetros del condensador de unión

Tensión Máxima	900V
Tensión V_{DC}	250V
Corriente Eficaz	70A
Capacidad, C	0,1mF

Se ha elegido un condensador de polipropileno, de alta densidad de energía que supera las especificaciones de la tabla 2 holgadamente. En la ilustración 4 se pueden apreciar los valores de las tensiones y corrientes que por él circulan.

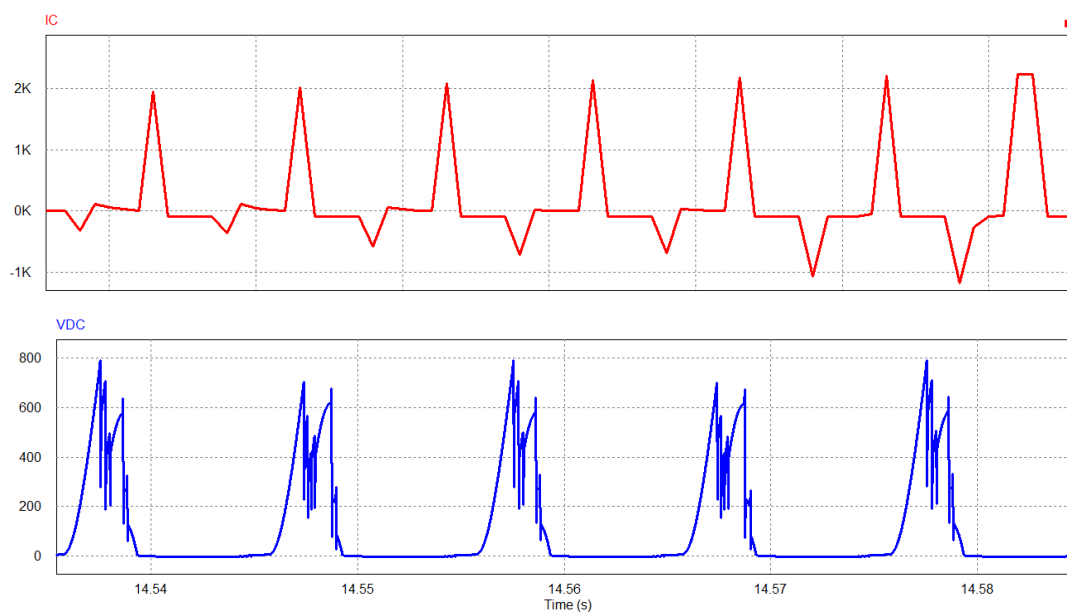


Ilustración 4: Corrientes y tensiones por el condensador (Fuente PSIM)

Vemos que la corriente es muy elevada, esto nos obliga a no poder disponer de solo un condensador, por ello se han de conectar varios en paralelo para que se divida la corriente. De esta forma conseguimos que los condensadores comerciales admitan sin problema los picos de intensidad.



También podemos ver en la ilustración 4 que la carga y descarga del condensador no son iguales, esto es debido a que este no llega a alcanzar el régimen permanente en este momento de la simulación.

En la ilustración 5 vemos las especificaciones y el aspecto del condensador elegido.

Capacitance Range	130 to 1500 μF
Capacitance Tolerance	$\pm 10\%$ standard
Rated Voltage	900 to 1300 Vdc
Operating Temperature Range	-45 °C to 85 °C (ambient)
Maximum rms Current	see data tables
Maximum rms Voltage	230 Vac
Test Voltage between Terminals @ 25 °C	150% rated DC voltage for 10 s
Test Voltage between Terminals and Case @ 25°C	4 kVac @ 50/60 Hz for 10 s
Life Test	7000 h @ 85 °C, rated voltage
Life Expectancy	350,000 h @ 60 °C Core, rated voltage
RoHS Compliant	



Ilustración 5: Condensador de unión (Texas Instruments)

Puesto que se necesitan 100 μF se asociarán en paralelo dos condensadores de 50 μF de tal forma que, por un lado, sumamos la capacidad de los mismos y por el otro dividimos entre dos la resistencia asociada a cada uno de ellos.

Por motivos de seguridad se ha de poder descargar el condensador, para ello se colocará una resistencia en paralelo con él cuya constante de tiempo, τ , se igual a un minuto:

$$\tau = 5 \cdot R \cdot C = 5 \cdot R \cdot 0,1\text{mF} = 60 \text{ segundos}$$

$$R = 120\text{k}\Omega$$

Para la selección de esta resistencia se han de tener en cuenta dos parámetros, en primer lugar, el valor óhmico necesario para garantizar dicha constante de tiempo, y en segundo lugar la potencia que esta ha de disipar.

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{800^2}{120.000} = 5,4\text{W}$$

Se han buscado en RS en base a estos dos parámetros, y se ha seleccionado una resistencia de hilo bobinado de 150k Ω , tolerancia $\pm 1\%$ y que permite disipar hasta 10W de potencia. Se ha aumentado ligeramente el valor de la resistencia previamente calculada debido a dos razones, la primera es que no se encontraba en la base de datos



una resistencia exactamente con las cualidades buscadas, y la segunda es que el valor de la constante de tiempo de un minuto no requiere una elevada precisión.

2.3. Bobinas del convertidor CA/CC:

Las 3 bobinas que sirven de filtro pasa bajo para las corrientes se han buscado teniendo en cuenta la corriente que son capaces de soportar en las condiciones más extremas del circuito.

Tabla 3: Parámetros de la bobina de filtro

Corriente Eficaz	1700A
Inductancia, L	1mH

3. SELECCIÓN DE COMPONENTES DEL CONVERTIDOR CC/CC

3.1 Bobina de material superconductor

La selección tanto del valor de la inductancia necesaria, 0,5H, como el diseño de la bobina a partir de un material superconductor se ha llevado a cabo en el anejo III.

Esta bobina, debido a sus características, no se adquirirá de la misma forma que el resto de los componentes, sino que será encargada y diseñada a medida para la ocasión.

3.2 Diodos

Para la selección de los diodos se ha de tener en cuenta las características de la tabla 4. Es importante recalcar de nuevo que los valores se han tomado en las peores circunstancias, es decir cuando se ha producido una caída de tensión en la microgrid y toda la corriente de la bobina se ha descargado a través de los diodos.

Tabla 4: Parámetros del diodo

Tensión Inversa V_{INV_MAX}	1900V
Corriente Media, I_M	2000A
Corriente Máxima, I_{MAX}	2500A

En la ilustración 6 podemos apreciar como toda la corriente de la bobina es atravesada por el diodo. Se ha elegido el momento en el que el diodo se encuentra descargando la



bobina debido a que se ha producido una caída de tensión en la microgrid. Durante estos momentos de desequilibrios por los diodos circulan 1790A de valor eficaz.

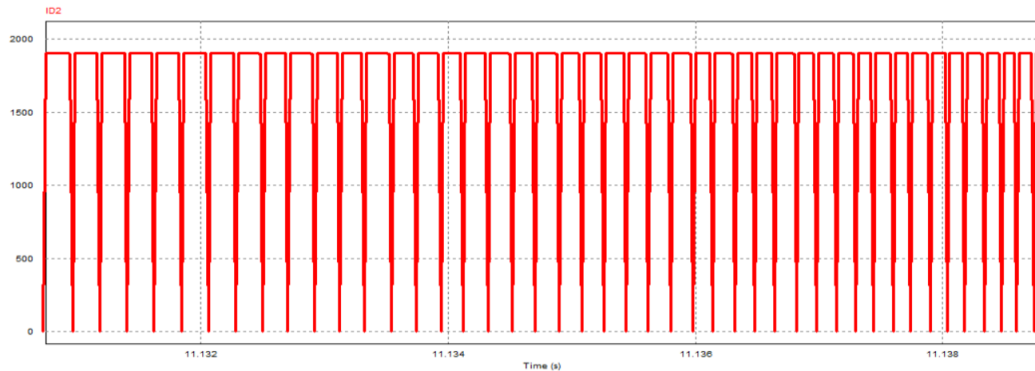



Ilustración 6: Corriente durante el modo descarga de la bobina. (Fuente PSIM)

El diodo elegido se buscará en RS sobredimensionado con un coeficiente de seguridad, en la ilustración 7 vemos el elegido, el semiconductor VS-SD2500C.25K.



DO-200AC (K-PUK)


PRODUCT SUMMARY	
$I_F(AV)$	3000 A
Package	DO-200AC (K-PUK)
Circuit configuration	Single diode

FEATURES

- Wide current range
- High voltage ratings up to 2500 V
- High surge current capabilities
- Diffused junction
- Hockey PUK version
- Case style DO-200AC (K-PUK)
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

TYPICAL APPLICATIONS

- Converters
- Power supplies
- Machine tool controls
- High power drives
- Medium traction applications



RoHS
COMPLIANT

Ilustración 7: Diodo rectificador elegido (RS Componentes)

Se procede a realizar el análisis de las pérdidas de potencia por efecto Joule y en consecuencia podremos determinar la necesidad de un radiador:

$$P_D = u_o \cdot I_M + \rho_d \cdot I_{ef}^2 = 0,97V \cdot 1680A + 0,13m\Omega \cdot 1790^2A = 2046W$$

$$T_j - T_{amb} = P_D \cdot (R_{th_{j-c}} + R_{th_{c-R}} + R_{th_{R-A}})$$

$$180 - 25 = 2046W \cdot \left(0,02 \frac{K}{W} + 0,009 \frac{K}{W} + R_{th_{R-A}} \right)$$

$$R_{th_{R-A}} = 0,047 \frac{W}{K}$$



El valor de resistencia térmica deberá ser 0,047 o menor, se ha encontrado uno que cumple tanto en dimensiones como en parámetros con una resistencia de $0,038 \frac{W}{K}$.

Disipador Semikron P16/300B CMT

También se han de tener en cuenta los parámetros necesarios para seleccionar un fusible en serie con este componente:

Tabla 5: Parámetros de selección de fusibles

$I_{nominal}$	2000A
I^2t	4810 kA^2s
$I^2\sqrt{t}$	48100 $kA^2\sqrt{s}$

Estos parámetros definen la capacidad de soportar un exceso de corriente durante un tiempo inferior a medio semiperiodo, por lo que permitirán dimensionar las protecciones contra sobrecorrientes y cortocircuitos.

El I^2t considera que el proceso es adiabático, es decir, no hay transferencia de calor al exterior, mientras que el $I^2\sqrt{t}$ lo considera no adiabático. Ambos parámetros son dados por los fabricantes en las hojas de características de los componentes.

Para proteger a nuestros diodos, y tomando como referencia los datos de la tabla 5 se ha elegido el fusible extrarrápido PSR033FL2000, el aspecto de dicho componente se puede apreciar en la ilustración 8.

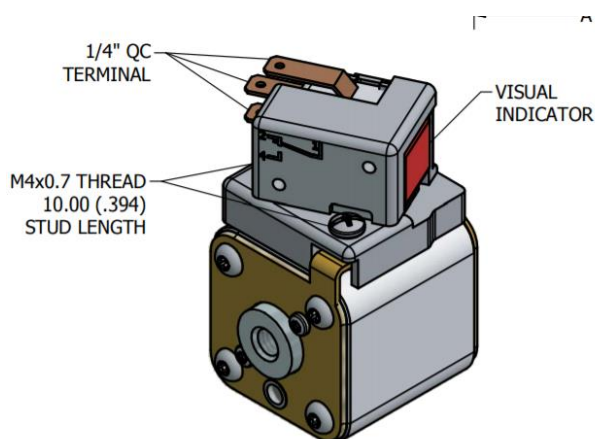


Ilustración 8: Fusible PSR033FL2000 seleccionado (Semikron)

Dicho fusible se coloca en serie con el elemento a proteger, soporta los 2000 A y tiene un I^2t de 3755 kA^2s . Este valor se sitúa por debajo del I^2t del diodo (recogido en la tabla 5) para que, ante una sobrecorriente (un pico de 2500A por ejemplo), se destruya antes el fusible que el diodo e interrumpa la corriente.



3.3 IGBT's

Para estos IGBT's que tan solo trabajan en tensión y corriente continua se ha buscado entrando en las bases de datos con los mismos parámetros que en el caso de los IGBT's del rectificador, recogidos en la tabla 1. El modelo elegido es el FZ1600R17KE3NOSA1 y lo podemos ver en la ilustración 10.

Se ha de hacer especial atención a que este módulo incluye dos IGBT's en serie, además de la existencia de una NTC, es decir, una resistencia que disminuye a medida que aumenta la corriente en el semiconductor. Esta es empleada para limitar la intensidad de arranque de estos.

Información del producto

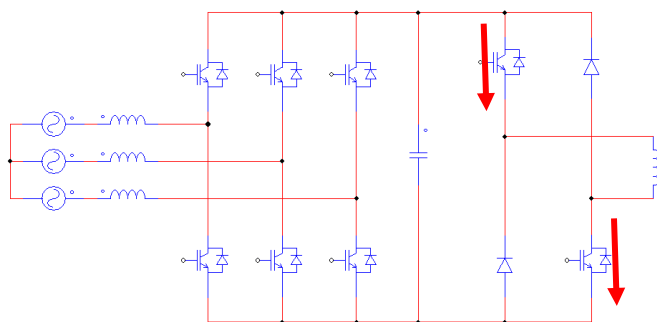
<input type="checkbox"/> Polaridad de Transistor:	Canal N	<input type="checkbox"/> Encapsulado del Transistor:	Module
<input type="checkbox"/> Corriente de Colector DC:	2.3kA	<input type="checkbox"/> Número de Pines:	-
<input type="checkbox"/> Tensión de Saturación Colector-Emisor Vce(on):	2V	<input type="checkbox"/> Temperatura de Funcionamiento Máx.:	125°C
<input type="checkbox"/> Disipación de Potencia Pd:	8.95kW	<input type="checkbox"/> Rango de Producto:	IHM 130 Series
<input type="checkbox"/> Tensión de Colector a Emisor V(br)ceo:	1.7kV		



Ilustración 9: IGBT del convertidor CC/CC (Semikron)

A diferencia de caso del convertidor CA/CC, se optará por colocar un módulo de IGBT's en lugar de dos en paralelo, esto es debido a que sí que ha sido posible encontrar un elemento que soporte dicho rango de tensiones y corrientes.

A diferencia de los IGBT's del rectificador, en estos dos del convertidor CA/CC no participan los diodos en antiparalelo que el módulo integra, es decir, la corriente solo circula en un sentido como se indica en la figura con flechas rojas.





Por lo tanto, las pérdidas de conducción de los IGBT's no incluirán la conducción del diodo, en la ilustración 10 vemos la forma de la corriente por estos semiconductores.

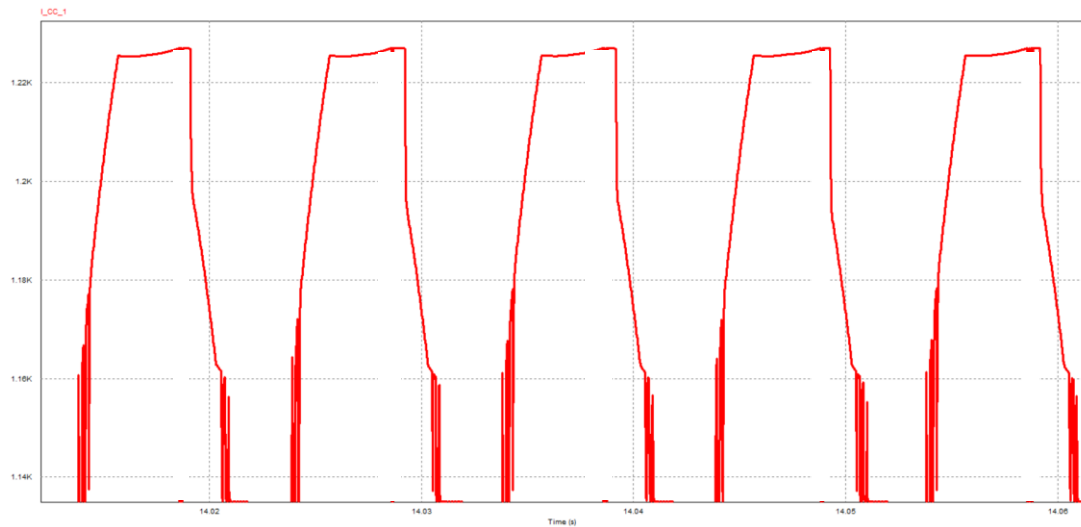


Ilustración 10: Corriente por los IGBT's del convertidor CC/CC (Fuente PSIM)

El cálculo de la necesidad de un radiador es el siguiente:

$$P_{IGBT} = r_{CE} \cdot I_{ef}^2 = 1,1m\Omega \cdot (1176 A)^2 = 1521,3W$$

$$T_j - T_{amb} = P_D \cdot (R_{thj-c} + R_{thc-R} + R_{thR-A})$$

$$180 - 25 = 1521,3W \cdot \left(0,014 \frac{K}{W} + 0,009 \frac{K}{W} + R_{thR-A} \right)$$

$$R_{thR-A} = 0,079 \frac{W}{K}$$

Se buscará un radiador con una resistencia térmica igual o menor, se ha optado por el 177AB2000B con $R_{thR-A} = 0,07 \frac{W}{K}$.

4. MEDIDA DE SEÑALES Y ACONDICIONAMIENTO

4.1. Medida de corrientes

Las corrientes que necesitamos medir para poder llevar a cabo el algoritmo de control en el DSP son:

- Corriente de entrada: I_1 , I_2 e I_3 .
- Corriente por la bobina SMES.



En ambos casos emplearemos sensores efecto Hall, los cuales nos permiten medir grandes corrientes de una forma sencilla aprovechando el campo magnético generado en torno al conductor eléctrico.

Corriente por las fases de la microgrid.

En primer lugar, se elegirá el sensor efecto hall más adecuado, para ello entraremos a buscar en las bases de datos de fabricantes.

En la medida de las corrientes de las tres fases alternas se ha obtenen los valores del simulador PSIM representados en la ilustración 11.

I_{ef}	1510 A
----------------------------	--------

Con estos datos se selecciona el detector efecto hall más apropiado, en nuestro caso:

Transductor de corriente: HAT 500

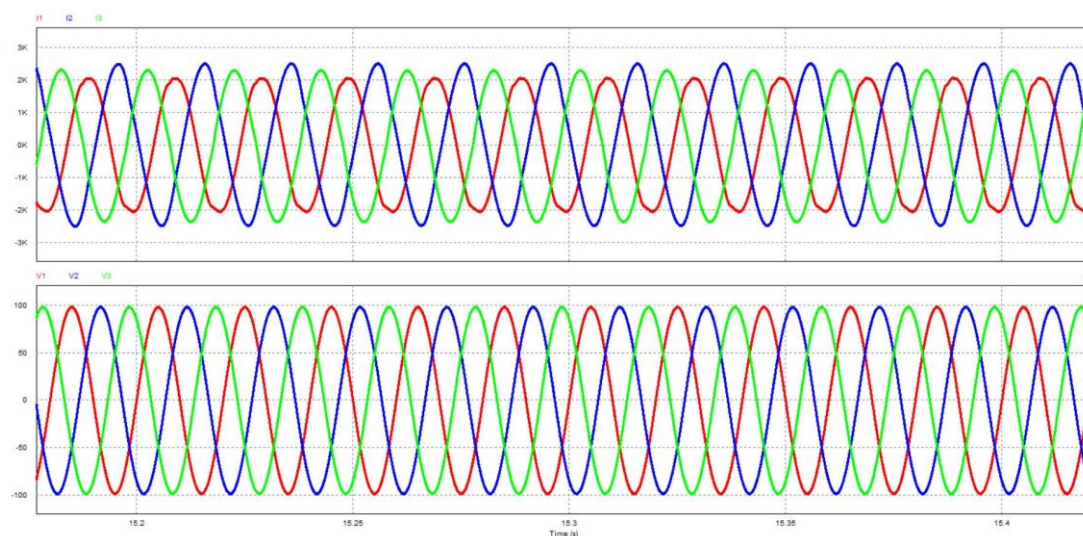


Ilustración 11: Corrientes y tensiones por la microgrid (Fuente PSIM)

Se ha escogido este debido a que permite medir corrientes de ± 2400 A de valor efectivo, lo que supera el valor de medida, con esto aseguraremos la integridad del sensor. En la ilustración 12 podemos ver una imagen real del elemento explicado.

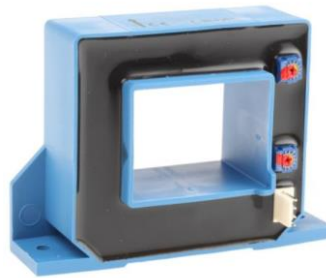


Ilustración 12: Sensor efecto hall empleado (RS Componentes)

La salida que nos aporta el sensor es en tensión de forma analógica, esta varía desde los 4 voltios positivos hasta los 4 negativos. Es decir, tendremos una senoidal proporcional a la medida por la red, pero de un valor de pico a pico de 8 voltios.

Gracias a este sensor de medida de corriente introduciremos aislamiento galvánico entre el circuito de potencia y el de control, al separarlos físicamente evitamos que un incidente en uno de los circuitos afecte al otro.

Corriente por la bobina SMES

Para la medida de la corriente continua por la bobina SMES se empleará otro sensor efecto hall del mismo fabricante pero que admita de 0 hasta 2000A.

Transductor de corriente: HAL 1500-S

Se ha elegido este sensor debido a que permite medir hasta 2500A y además aporta una salida en tensión que va desde los 0 hasta los 4V.

Acondicionamiento

Para llevar a cabo el acondicionamiento de estas señales de entrada se han tenido en cuenta la tabla 6.

Tabla 6: Parámetros a tener en cuenta en el acondicionamiento

Parámetro	Corriente senoidal de la microgrid	Corriente continua de la bobina SMES
Rango de la señal de salida del sensor efecto Hall	De -4 a +4V	De 0 a 4V
Rango de entrada del convertidor A/D del DSP	De -0.3 hasta VDD+0.3 [1]	

[1]: La alimentación será de $V_{DD} = 3,3V$, luego el rango es de: -0,3 hasta 3,6V



El circuito para el acondicionamiento del sensor hall de la corriente de cada una de las fases de la microgrid es el de la ilustración 13. En él podemos ver un operacional en configuración de amplificador inversor y otro en configuración sumador.

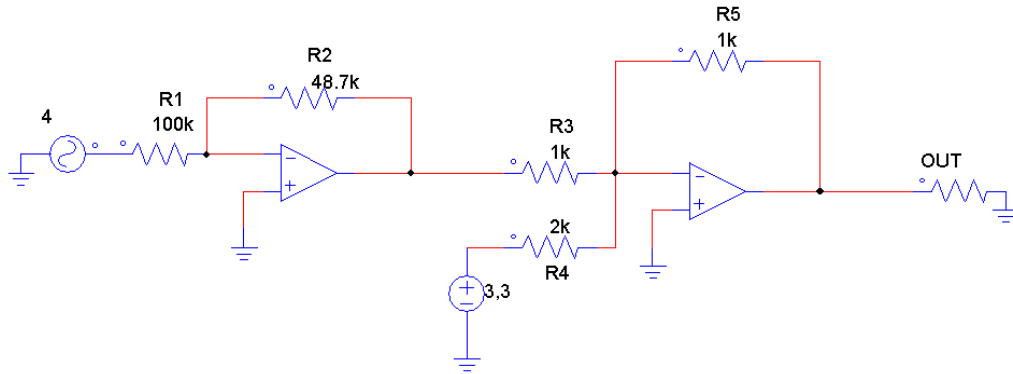


Ilustración 13: Acondicionamiento señal de efecto hall corriente de la microgrid (Fuente PSIM)

Lo que se pretende con el circuito es, reducir la tensión de entrada que tiene +4V hasta los +-1,95. Una vez en ese valor se pretende añadir un offset a esta senoidal con el que adaptaremos la señal del efecto hall a la del convertidor analógico digital de microprocesador, en la tabla 6 vemos los rangos admisibles, y con las fórmulas siguientes podemos realizar los sencillos cálculos:

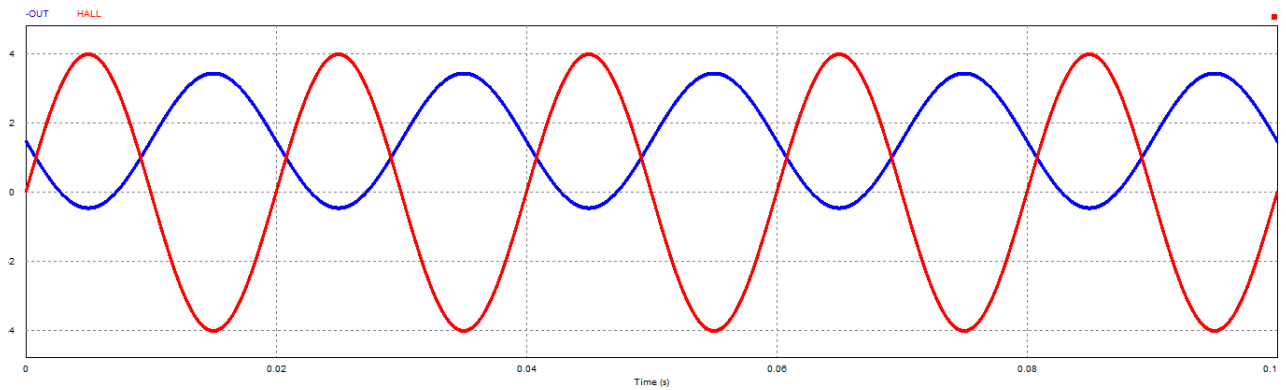
$$V_B = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{in}$$

$$V_C = -\left(V_B \cdot \frac{R_5}{R_3} + V_{ref} \cdot \frac{R_5}{R_4}\right)$$

Por lo tanto, fijando los valores $R_1=100\text{k}\Omega$, $R_3=R_4=R_5=10\text{k}\Omega$ Y $V_{REF}= 3,3\text{V}$ obtendremos los siguientes valores de $R_2=48,7\text{ k}\Omega$ y $R_4=2,07\text{ k}\Omega$.

Se ha optado por establecer la referencia de tensión en V_{REF} debido a que ya se disponía de una fuente que daba ese valor para alimentar al DSP.

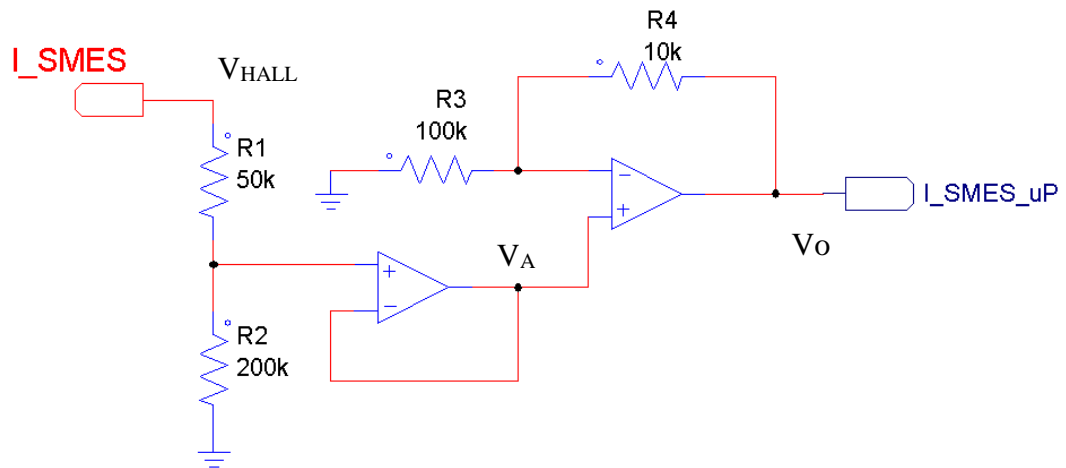
Con estos valores podemos ver en la ilustración 14 como hemos reducido y añadido un offset a la señal del sensor efecto hall, la onda azul de la ilustración es la señal que va al convertidor analógico digital y la roja es la señal de salida del sensor hall sin acondicionar.

*Ilustración 14: Señal de sensor hall y de condicionamiento*

Para el acondicionamiento de la señal que el otro sensor de efecto hall nos aporta se ha de tener en cuenta de nuevo la tabla 6. Partimos de una señal de 0 a 4V y se ha de acondicionar hasta los 3,6 que admite el convertidor A/D.

En la ilustración 15 podemos ver como se ha optado por, en primer lugar, un divisor de tensiones y a continuación una configuración de operacional no inversor.

A continuación de la imagen se han escrito las fórmulas que regulan el comportamiento del circuito.

*Ilustración 15: Acondicionamiento señal de efecto hall de la bobina SMES. (Fuente PSIM)*

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_A \quad \text{siendo} \quad V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{HALL}$$



Si fijamos R1 y R2 a 50 y 200k Ω conseguiremos una tensión V_A de 3,27 V. Esta tensión a su vez será ampliada con el operacional no inversor, para lo cual se fija la resistencia R3 = 100k Ω y se despeja R4, cuyo valor será de 10k Ω .

Podemos ver también que se ha añadido un operacional en configuración buffer para evitar el error por carga en la medida, con esto conseguiremos aumentar la impedancia de nuestro circuito de acondicionamiento y con ello reduciremos la influencia de este.

En la tabla 7 se recogen los valores de las resistencias empleados, así como el nombre comercial que se va a adquirir.

Tabla 7: Resumen de las resistencias empleadas en el acondicionamiento de corrientes.

Denominación del componente industrial	Tipo de acondicionamiento	Denominación del componente industrial y valor resistivo.
R1	Sensor Hall Acondicionamiento de corriente de la microgrid, I1, I2 e I3.	100 k Ω
R2		48,7 k Ω
R3		1 k Ω
R4		2 k Ω
R5		1 k Ω
R1	Sensor Hall Acondicionamiento de la corriente por la bobina SMES	50 k Ω
R2		200 k Ω
R3		100 k Ω
R4		10 k Ω

Para la selección de las resistencias se ha optado por emplear tecnología SMD (Surface Mount Device) debido a que de esta forma conseguiremos PCBs de menor tamaño, más eficientes y baratas.

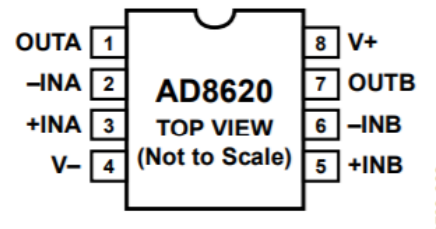
Se ha decidido que las resistencias tengan una tolerancia igual o inferior al 0,1% para obtener una gran precisión en las medidas que ha de procesar el DSP. La potencia que estas han de soportar será inferior a 0,5W.

4.1.1. Amplificadores Operacionales

Los amplificadores operacionales para el acondicionamiento se han buscado en RS y se han elegido el AD8620 de tecnología JFET con una pequeña corriente de polarización (Input Bias Current). En la ilustración 16 se puede ver que cada circuito integrado dispone de dos operacionales en su interior.

**FEATURES**

Low noise: 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Low offset voltage: 100 μV maximum
Low input bias current: 10 pA maximum
Fast settling: 600 ns to 0.01%
Low distortion
Unity gain stable
No phase reversal
Dual-supply operation: $\pm 5\text{ V}$ to $\pm 13\text{ V}$

*Ilustración 16: Operacionales seleccionados de tecnología FET*

4.2 Medida de tensiones

Las tensiones que se necesitan medir para la implementación del algoritmo de control son las siguientes:

- Tensiones de entrada de la microgrid V_1 , V_2 y V_3 .
- Tensión en el condensador de unión.

En este caso se emplearán dos métodos:

1. Para la medida de las tensiones de la microgrid se emplearán transformadores de medida, los cuales permiten medir una tensión alterna mucho menor a la del circuito de potencia y además introducen aislamiento galvánico.

Buscando en bases de datos de fabricantes y teniendo en cuenta los siguientes parámetros buscados:

Tabla 8: Parámetros transformador buscados

Relación de Transformación, R_t = elevada
Tensión Primaria = 1200 V_{ef}

En Digi-Key encontramos tres transformadores que nos permitan reducir la tensión de la microgrid a un valor fácilmente medible:

Tabla 9: Transformador de medida de tensiones elegido

Trafo de Medida	
Relación de Transformación, R_t	48
Tensión Primaria eficaz	1200
Tensión Secundaria eficaz	25

El circuito que se implementará es el de la ilustración 17.

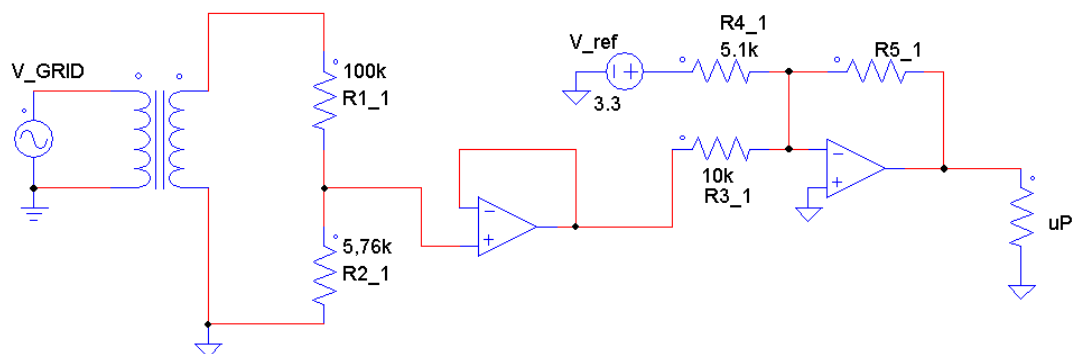


Ilustración 17: Acondicionamiento de la medida de la tensión de la microgrid (Fuente PSIM)

Como se ha explicado antes, el acondicionamiento consta de dos partes, por un lado, la tensión secundaria es pasada por un divisor de tensiones. A continuación, es atravesada por un operacional en configuración sumador para conseguir que el rango de la tensión de salida del transformador se adapte al rango de entrada del convertidor analógico-digital, de -0,3 hasta 3,6V, añadiendo un offset.

El offset de nuevo se ha establecido en 3,3V debido a que así aprovechamos la alimentación del DSP.

Para comprobar la sensibilidad del sensor se han estudiado los cambios ante caídas de tensión en la microgrid y se han recogido en la tabla 10.

Tabla 10: Variaciones en la entrada y respuesta en la salida

Alteración de las condiciones iniciales	Tensión Eficaz de la microgrid	Tensión en el convertidor A/D del DSP
Condiciones normales	1200	3,6V
Caída de 100 Vef	1100	3,4V
Caída de 400 Vef	800	2,9V
Caída de 600 Vef	600	2,6V

2. Para la medida de la tensión por el condensador se empleará una medida indirecta, esto es debido a que los picos que debe soportar llegan hasta los 1000 voltios.



Por ello se ha empleado un sensor efecto hall con una resistencia en serie, y todo ello en paralelo con el condensador cuya tensión queremos medir. En la ilustración 18 vemos como queda distribuido el circuito.

Debemos colocar una resistencia de un valor pequeño y conocido para poder obtener una medida de corriente real y proporcional a la tensión del condensador.

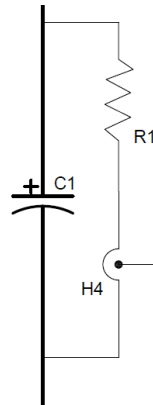


Ilustración 18: Medida indirecta (Fuente Propia)

El problema con la resistencia elegida es el siguiente:

- Por un lado, esta resistencia ha de ser pequeña para disponer de la máxima resolución posible en la medida.
- Por el otro debe ser de un valor elevado para evitar disipar mucha potencia en ella.

Con una resistencia de $R1 = 10k\Omega$ la corriente por el sensor hall será 80mA, esto es debido a que la tensión máxima por el condensador de unión es de 800V. Por lo tanto, podremos fijar el rango del sensor hall. La potencia que esta disipará es de 64W.

Se ha buscado el siguiente transductor de corriente que permite medir mínimo hasta 100mA y de una salida en corriente de 4 a 20mA.

Transductor de corriente: MCR- CSL10

Teniendo en cuenta de nuevo la tensión y la corriente que se va a medir se realiza el circuito de acondicionamiento de la ilustración 19. El rango de corriente que permite medir es el sensor es de 0 a 500mA.

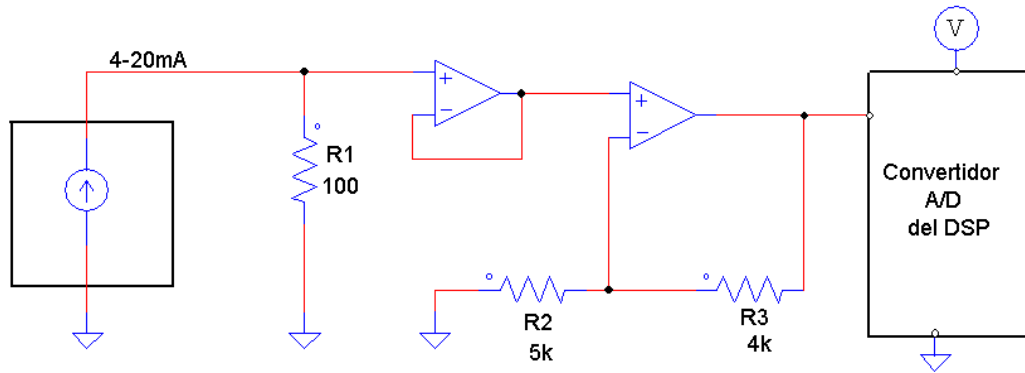


Ilustración 19: Acondicionamiento medida indirecta de tensión por el condensador (Fuente PSIM)

El procedimiento empleado es el de:

1. En primer lugar, pasamos la medida del sensor en corriente a tensión a través de una resistencia.
2. Añadimos un operacional en configuración buffer para evitar el error por carga.
3. Una vez tengamos la señal en tensión podremos acondicionarlo a la señal de entrada del convertidos analógico-digital.

Para ello se empleará un operacional en configuración amplificador no inversor cuya expresión es a siguiente:

$$V_{\text{Convertidor A/D}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_R$$

Siendo V_R la tensión por la resistencia, la cual será:

$$V_{R_{\max}} = 20\text{mA} * 100\Omega = 2V$$

$$V_{R_{\min}} = 4\text{mA} * 100\Omega = 0,4V$$

Teniendo en cuenta que el rango de tensión de entrada del convertidor será de +3,6 a -0,3 V adaptaremos las resistencias para ello $R_2=5\text{k}\Omega$ y $R_3=4\text{k}\Omega$.

Los rangos de tensión de entrada en el convertidor que hemos obtenido serán de:

$$V_{A/D \max} = \left(1 + \frac{4\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega}\right) \cdot 2V = 3,6V$$

$$V_{A/D \min} = \left(1 + \frac{4\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega}\right) \cdot 0,4V = 0,72V$$

Por lo tanto, la resolución del convertidor analógico-digital teniendo en cuenta que es de 12 bits será de:

$$1\text{LSB} = \frac{\text{Rango Entrada}}{2^{n\text{bits}}} = \frac{(V_{DD} + 0,3 - (-0,3))V}{2^{12\text{bits}}} = \frac{3,9V}{4096} = 952,158 \frac{\mu V}{\text{bit}}$$



$$Sensibilidad_{sensor} = \frac{Rango_{Entrada}}{Magnitud_{a\ medir}} = \frac{3,6 - 0,72V}{0,5 - 0\ A} = 5,76 \frac{V}{A}$$

Dividiendo un LSB del convertidor entre la sensibilidad previamente calculada obtendremos la resolución real de nuestro convertidor debida a que no aprovechamos el rango al 100% del convertidor.

$$Resolución = \frac{1LSB}{S_{sensor}} = \frac{952,158 \frac{\mu V}{bit}}{5,76 \frac{V}{A}} = 1,65 \frac{mA}{bit}$$

$$Resolución = 1,65 \frac{mA}{bit} \cdot 100k\Omega = 16,5 \frac{V}{bit}$$

Teniendo en cuenta que la magnitud a medir es del orden de 800V y que somos capaces de leer variaciones de 16,5V vemos que nuestra imprecisión es tan solo del 2%.

En la siguiente tabla se recogen las resistencias empleadas en el acondicionamiento de los transductores de tensión de las tres fases de la microgrid y de la tensión del condensador.

Tabla 11: Resistencias empleadas en el acondicionamiento de las tensiones

Denominación del componente	Tipo de acondicionamiento	Denominación del componente industrial y valor resistivo.
R del circuito de potencia	Sensor Hall Acondicionamiento de tensión indirecta con resistencia en paralelo y sensor hall.	10k Ω y potencia de 100W
R1		100 Ω
R2		5 k Ω
R3		4 k Ω
R1	Medida de las tensiones de la microgrid	100 k Ω y potencia de 50W
R2		5,76 k Ω y potencia de 50W
R3		10 k Ω
R4		5,1 k Ω
R5		10 k Ω

5. DSP

Para la selección del DSP se ha de tener en cuenta, en primer lugar, que va a ser el elemento que más carga de trabajo va a llevar a cabo, esto lo sitúa en una posición de prioridad.



Se han barajado varios fabricantes distintos de DSP y microprocesadores, pero finalmente se ha optado por uno del fabricante *Microchip* debido a la gran variedad que este ofrece.

Se han buscado en función de los siguientes parámetros:

Tabla 12: Necesidades de la unidad de control

Parámetros:	Necesidades:
Salidas PWM mínimas	8
Número de pines de entrada y salida mínimos	16
Convertidores analógicos/digitales (A/D) mínimos	8 ^[1]
Memoria	10 kB ^[2]

[1]: Se ha optado por no usar multiplexores debido a que esto ralentizaría en gran medida la velocidad de procesamiento del DSP.

[2]: Este valor es estimativo y se ha sobredimensionado, igualmente es un número más que razonable tras consultar proyectos similares.

Se ha seleccionado un modelo que cumpliera dichas características con creces, debido a que será un elemento que trabaje constantemente necesitamos unas prestaciones elevadas. El modelo elegido está representado físicamente en la ilustración 20.

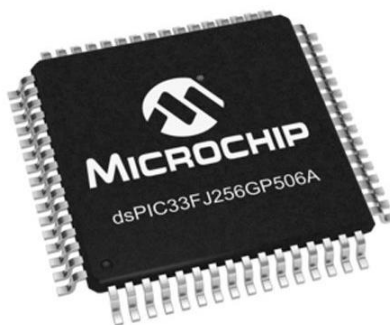


Ilustración 20: dsPIC33FJ256GP506A (Microchip Enterprise)

Una vez elegido buscaremos en su datasheet los parámetros más importantes de cara a integrarlo con el resto de los componentes que intervienen, en la tabla 13 se recogen sus parámetros más representativos.



Tabla 13: DSP seleccionado y sus especificaciones.

ds PIC33FJ256GP506A	
Alimentación con fuente auxiliar	3 → 3,6 V
Número de pines	64 pines
Convertidores analógicos/digitales (A/D)	18 convertidores de 12bits ^[1]
Pines PWM	8
Interrupciones	9
Velocidad de procesamiento	40 MIPS ^[2]
Nº de bits del procesador	16 bits
Tipo de arquitectura	RISC ^[3]
SPI, I2C y RTC, Bus Can	Si
Memoria del programa	256kB
Memoria RAM	16kB

[1]: Esto supone que la resolución del procesador calculado como 1LSB (Less Significant Bit) será:

$$1LSB = \frac{\text{Rango Entrada}}{2^{n^{\text{bits}}}} = \frac{(V_{DD} + 0,3 - (-0,3))V}{2^{12\text{bits}}} = \frac{3,9V}{4096} = 952,158 \frac{\mu V}{\text{bit}}$$

[2]: Millions of Instructions Per Second, son las líneas de código que es capaz de procesar por segundo el DSP.

[3]: RISC (Reduced instruction set computing), o lo que es lo mismo, juego de instrucciones reducido, a diferencia del CISC (Complex Instruction Set Computer) que tiene el ordenador que tenemos delante basado en un procesador x86 y que permite operaciones más complejas entre operandos dentro de la memoria o registros internos.

5.1 Conexionado del DSP

Una vez estudiada la datasheet aportada por el fabricante podemos apreciar cómo sería el circuito que acompaña al DSP y los componentes necesarios. En la ilustración 21 podemos apreciar los distintos pines y algunas características de los mismos:

- La corriente que aporta cada pin de salida es de 12mA
- La alimentación típica de $V_{DD} = 3.3V$.



- La tensión que permite cada pin del convertidor analógico/digital es de -0.3 hasta $V_{DD}+0.3$.
- Muestra a una velocidad de 500kps (Kilo Samples Per Second) con lo que se cumple sin problema el teorema de Nyquist ya que la señal que nos interesa medir varía con una frecuencia de 50Hz.

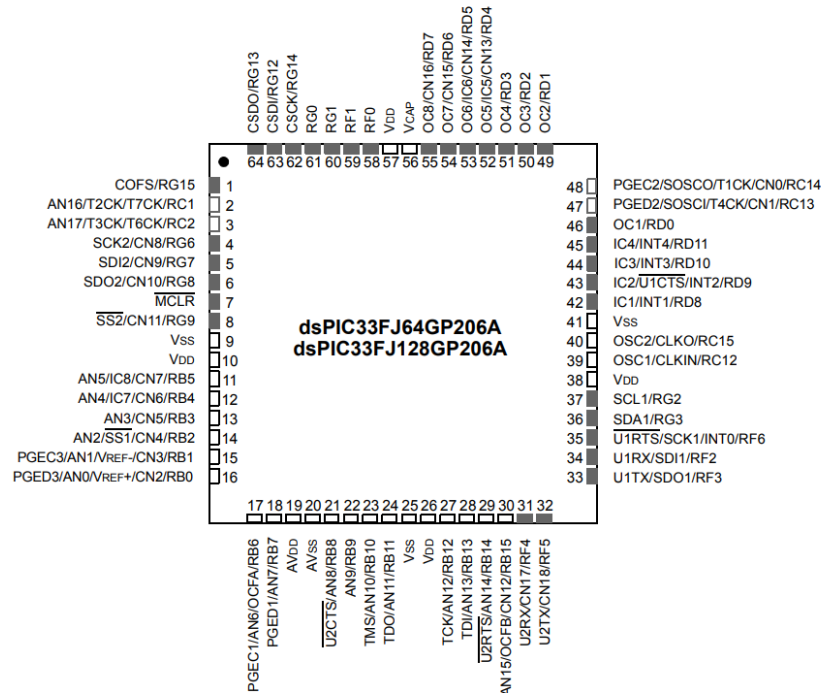


Ilustración 21: Pines del DSP seleccionado (Microchip Enterprise)

Por lo tanto, con este último parámetro podremos ya diseñar los circuitos de acondicionamiento de las señales de entrada para que puedan ser procesados por el DSP y ejecute el algoritmo de control en consecuencia.

6. DRIVERS DE SALIDA A IGBT'S

Para seleccionar el driver de salida del DSP a los terminales de puerta de los IGBT's se ha de tener en cuenta:

En primer lugar, la tensión o corriente que puede aportar cada pin de la unidad de control. En nuestro caso, cada salida de PWM del DSP aporta una corriente de hasta 12mA.



En segundo lugar, se ha de tener en cuenta que el disparo de los semiconductores se realiza siempre entre puerta y cátodo. Debido a esta última razón vemos lo siguiente en los IGBT's de las ilustraciones 22, 23 y 24.

- Los IGBTs 1, 2, 3 tienen distinto cátodo sobre el que aplicar el disparo, esto tendrá repercusión en los circuitos de disparo o drivers.

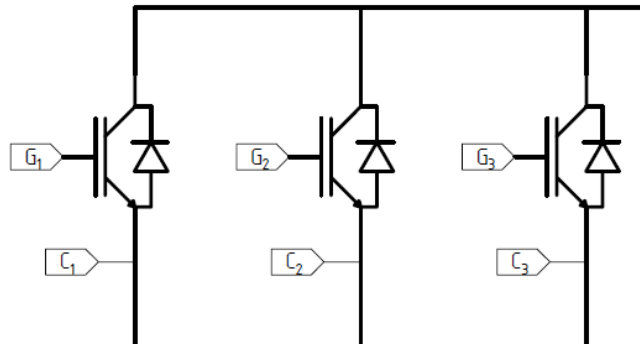


Ilustración 22: Disparo IGBT's 1, 2 y 3 (Fuente Propia)

- Los IGBTs 4, 5 y 6 tienen el mismo cátodo, lo cual facilitará en gran medida tanto la inclusión de drivers como el diseño de las fuentes auxiliares.

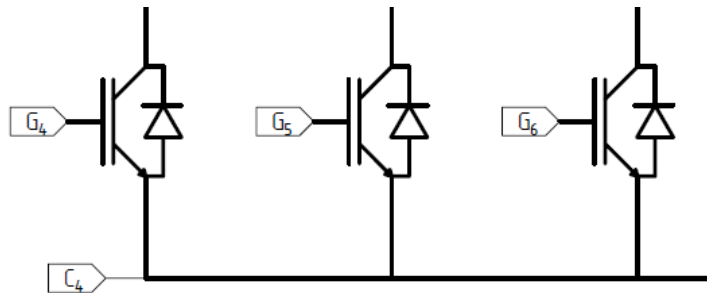


Ilustración 23: Disparo IGBT's 4, 5 y 6. (Fuente Propia)

- Los IGBTs del convertidor CC/CC tienen, el superior un cátodo nuevo de disparo, y el inferior el mismo cátodo que los IGBTs 4, 5 y 6, el C4.

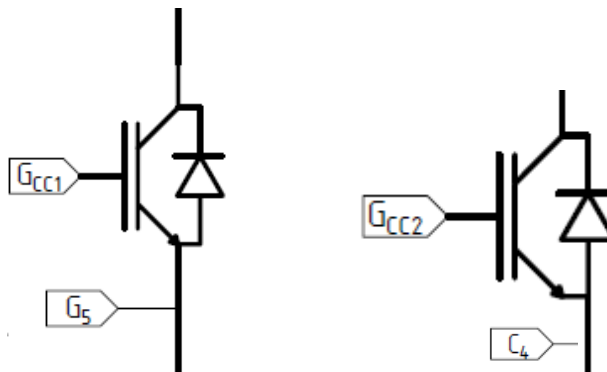


Ilustración 24: Disparo IGBT's del convertidor CC/CC (Fuente Propia)



Buscando en bases de datos de componentes electrónicos se ha encontrado un circuito integrado que cumple las características anteriores. En la ilustración 25 se puede apreciar que es un circuito integrado que permite el control específico de un IGBT añadiendo retardos para evitar ramas en cortocircuito.

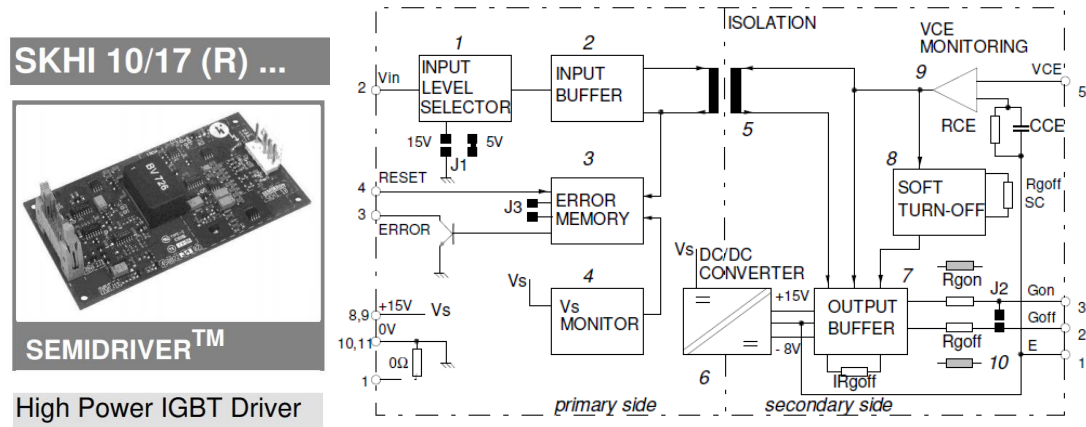


Ilustración 25: Driver de IGBT de salida del DSP (Semikron)

Se ha buscado en su hoja de características técnicas y se demuestra que cumple las características buscadas recogidas en la tabla 14.

Tabla 14: Parámetros del optoacoplador

Parámetros	DSP	Driver SKHI 10/17
Parámetros entrada	Drena hasta 12mA	Permite hasta 20V de entrada

Parámetros	Driver SKHI 10/17	Puerta del IGBT
Tensión de salida	Hasta 8A y 15 V de salida	V_{GE} de +-15V

El driver se ha de alimentar con una fuente de 15V y una corriente máxima de 300mA. Sus valores de tensión de entrada para dar una salida alta son mínimo 12,5V y para dar una salida baja son máximo 3,6V.

Cuando aplica una salida alta (uno binario) al IGBT este percibe +15V como V_{GE} y ante una salida baja (un cero lógico) la tensión cae a -8V en la puerta del IGBT. En la ilustración 26 se puede apreciar como son las corrientes de salida del drive y las tensiones que aplica a la puerta del IGBT.

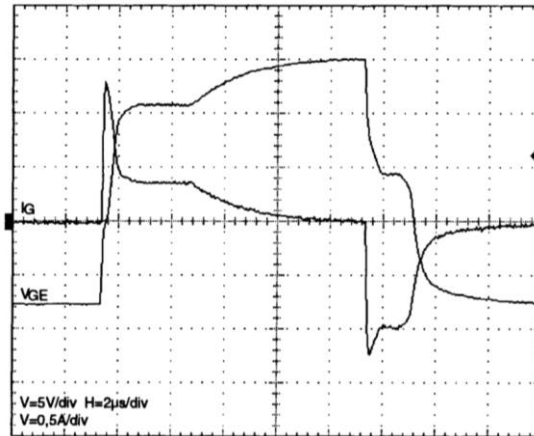


Ilustración 26: Salida del driver a la puerta del IGBT. (Semikron)

Para saber que resistencia debemos colocar a la salida del driver debemos de fijarnos en:

1. El esquema eléctrico de nuestro driver de salida elegido.
2. Las gráficas del datasheet del IGBT seleccionado anteriormente.

En la ilustración 27 vemos la influencia de la resistencia de puerta del IGBT, esta variación tan acusada se debe a que el semiconductor lleva asociada unas capacidades parásitas que ante un cambio brusco de tensión en la puerta se oponen a esta variación.

Se ha de garantizar una constante de tiempo, τ , pequeña que permita una carga y descarga rápida de dichas capacidades parásitas, con esto conseguiremos que el comportamiento ante frecuencias elevadas sea el adecuado.

Teniendo en cuenta que nuestra frecuencia de conmutación es de 5000Hz, es decir 200µs, entrando en la tabla de la ilustración 27 con este valor en nanosegundos vemos que podremos poner una resistencia de más de 10Ω sin problemas.

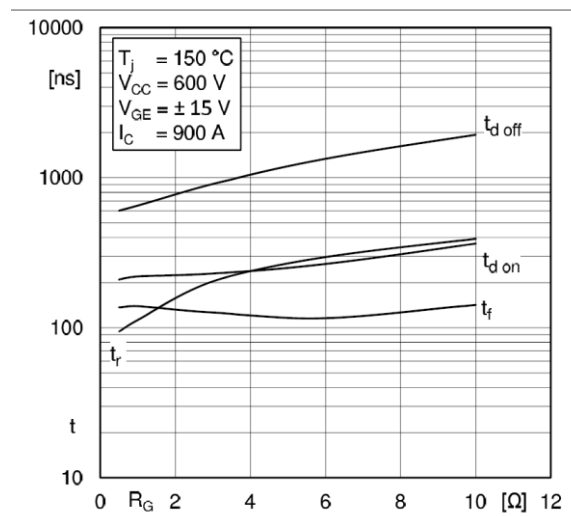


Ilustración 27: Influencia de la resistencia de puerta del IGBT(Semikron)



7. FUENTES DE ALIMENTACIÓN AUXILIARES

Como hemos visto tanto en el apartado de selección del DSP y en el de los circuitos de acondicionamiento, serán necesarias una serie de fuentes de alimentación con aislamiento, estas quedan recogidas en la tabla 15.

Tabla 15: Fuentes auxiliares necesarias

Función	Rango de tensiones
Los operacionales del condicionamiento de las señales de entrada	+10 y -10V
Sensor Efecto Hall	+12V
Alimentación del microprocesador	+3,3V
Drivers de salida a IGBT	+15V

Para obtener estos valores en tensión se puede optar por reducir la tensión de la microgrid a través de un transformador, rectificarla con un rectificador de doble onda y por último emplear un regulador lineal de tensión para estabilizarla al valor de la tensión necesario para alimentar a cada dispositivo recogido en la tabla 15.

7.1. Alimentación del DSP

En el caso de la alimentación del DSP se ha propuesto el circuito de la figura 28. El regulador de tensión permite obtener los 3,3V requeridos por el DSP sin apenas rizado debido a los condensadores situados antes y después del mismo.

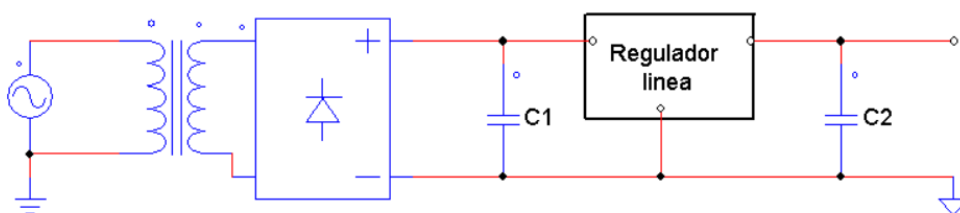
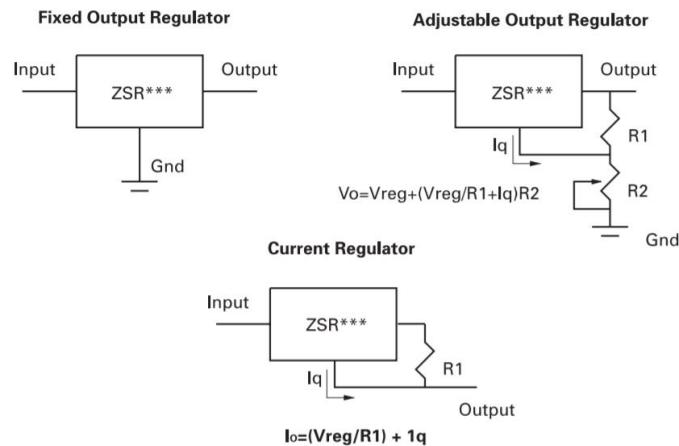


Ilustración 28: Circuito de fuente auxiliar con regulador de tensión lineal (Fuente PSIM)

Se ha optado por este tipo de reguladores lineales debido a que tienen la ventaja de que permiten variar la tensión de salida, fijarla o incluso convertirlos en fuente de corriente constante como podemos ver en la ilustración 29. En esa imagen vemos el regulador de tensión de 3,3 elegido para alimentar al DSP, el ZSR033.

**Applications***Ilustración 29: Tipo de salida de un regulador lineal (RS Componentes)*

En el caso del ZSR033 no será necesario insertar ninguna resistencia puesto que este de por si ofrece 3,3V estabilizados y una salida de hasta 1A, corriente suficiente para alimentar todos los pines del microprocesador.

Siguiendo el mismo procedimiento se han elegido el resto de fuente de alimentación.

7.2. Alimentación de los drivers de IGBT's

Las necesidades de tensión son 15V y las de corriente de 300mA por driver, lo que hace un total de 2,4 A que demandarán en total todos los drivers.

Es por ello que se ha buscado una fuente que permita suministrar estos valores o superiores en corriente. En la ilustración 30 podemos ver sus especificaciones técnicas, así como su aspecto real en formato SMD.

**Features**

- Low cost versions of MIC29300 family
- Fast transient response
- 3A current over full temperature range
- 600mV dropout voltage at full load
- Low ground current
- Accurate 1% guaranteed tolerance
- "Zero" current shutdown mode (MIC29312)
- Fixed voltage and adjustable versions

Ilustración 30: Fuente de alimentación driver (RS Componentes)

También se ha de tener en cuenta que para suministrar esa corriente que los drivers necesitan serán necesarios un conjunto de componentes auxiliares. En la ilustración 31 se muestra un esquema con los elementos pasivos necesarios.

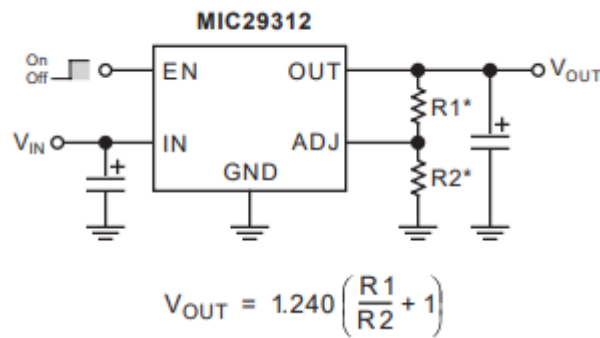


Ilustración 31: Acondicionamiento fuentes auxiliares (RS Componentes)

Haciendo los cálculos para poder obtener una tensión estabilizada a la salida de 15V se han de colocar condensadores de 0,1uF, $R1 = 110k$ y $R2=10k$. Se han fijado estos valores atendiendo a que la suma de los valores óhmicos de $R1$ y $R2$ sea menor a 10mA para evitar pérdidas por efecto Joule.

7.3. Alimentación de operacionales

Para la fuente de los operacionales necesitaremos +10 y -10V, para conseguirlo se realizará el circuito de la ilustración 33 a partir del regulador lineal LM337T/NOPB que permite obtener una tensión negativa y drenar una corriente de hasta 1,5A.

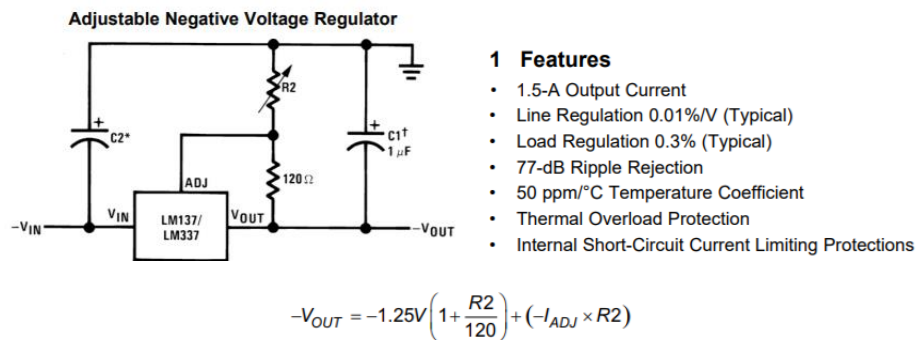


Ilustración 32: Referencia de tensión negativa (RS Componentes)

Para la tensión positivas se empleará el LM317T/NOPB, un circuito integrado similar al anterior pero que permite obtener tensiones positivas. Al igual que su hermano el LM337T permite drenar hasta amperio y medio.

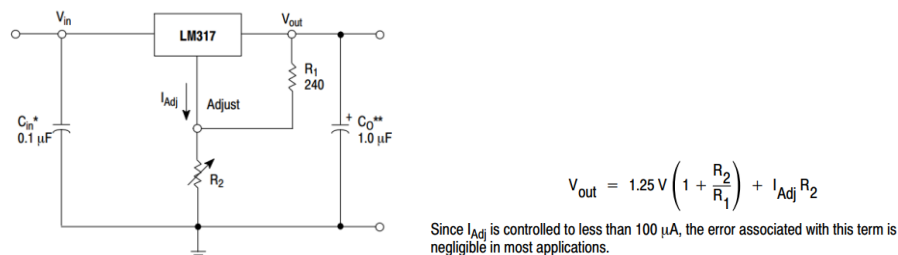


Ilustración 33: Referencia de tensión positiva (RS Componentes)



Haciendo el cálculo y despejando R_2 será igual a 1883Ω para obtener en la salida un valor de 10V estabilizados y R_2 será igual a 950Ω para obtener los -10V.

7.4. Alimentación del sensor efecto hall

Se ha optado por emplear de nuevo un regulador lineal de tensión que ofrezca 12V y un mínimo de 100mA. El L78L12 es un regulador lineal que cumple esas características y podemos ver su esquema eléctrico en la ilustración 34.

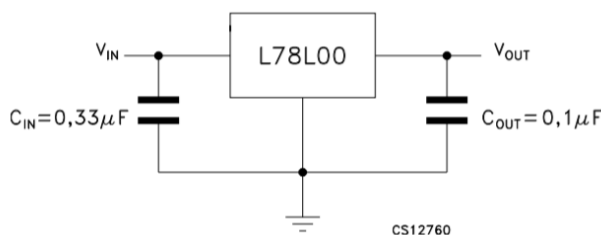


Ilustración 34: Regulador lineal para sensor efecto hall (RS Componentes)

A continuación, se procede a completar la tabla 16 que resumen las fuentes de alimentación que se van a necesitar en el circuito de control, se ha de mencionar que en los circuitos descritos solo existen dos masas distintas, la de potencia y la de control.

Por lo tanto, todas las fuentes de alimentación tendrán la misma referencia de masa.

Tabla 16: Resumen de las fuentes de alimentación empleadas

Función	Rango de tensiones	Necesidades de corriente	Regulador lineal
Operacionales	+10 y -10V	5mA/opam 25mA en total	LM337T/NOPB
Sensor Efecto Hall	+12V	5mA	L87L12
Microprocesador	+3,3V	Muy bajo consumo, menos de 5mA en total en las 6 entradas	ZSR033
Drivers de salida a IGBT	+15V	300mA/driver 2,4A en total	BD9301E

Una vez determinados todos y cada uno de los componentes que intervienen tanto en los circuitos de control como de potencia se procede a llevar a cabo las PCB's de ambos circuitos.