

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR  
UNIVERSIDAD DE BURGOS**



**DISEÑO DE UN CARGADOR DE BATERÍAS  
DE ALTA FRECUENCIA**

**INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL ELECTRÓNICA**

AUTOR:

**Guzmán Moreno Román**

TUTOR:

**Carmelo Lobo de la Serna**

**JUNIO DE 2013**



---

## ÍNDICE

1. Memoria.....	3
1.1. Memoria Descriptiva.....	4
Antecedentes y objetivo del proyecto .....	6
Descripción del entorno .....	7
Descripción y justificación de la solución adoptada.....	8
Presupuestos.....	22
Condiciones de ejecución.....	22
Bibliografía .....	22
1.2. Anejos a la Memoria.....	24
Anejo Estudio sobre el estado del arte .....	25
Anejo de cálculos .....	76
Anejo de diseño de la etapa de potencia .....	104
Anejo de diseño de la etapa de control.....	126
Anejo de justificación de precios .....	175
2. Planos.....	189
2.1. Plano 1 de 12: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante (esquemático) .....	191
2.2. Plano 2 de 12: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería (esquemático) .....	192
2.3. Plano 3 de 12: Circuito de control basado en dsp (esquemático) .....	193
2.4. Plano 4 de 12: fuente de alimentación para los circuitos de control (esquemático).....	194
2.5. Plano 5 de 12: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante (placa de circuito impreso).....	195
2.6. Plano 6 de 12: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante (situación de componentes).....	196
2.7. Plano 7 de 12: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería (placa de circuito impreso).....	197
2.8. Plano 8 de 12: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería (situación de componentes).....	198
2.9. Plano 9 de 12: Circuito de control basado en dsp (placa de circuito impreso).....	199
2.10. Plano 10 de 12: Circuito de control basado en dsp (situación de componentes).....	200
2.11. Plano 11 de 12: fuente de alimentación para los circuitos de control (placa de circuito impreso) .....	201
2.12. Plano 12 de 12: fuente de alimentación para los circuitos de control (situación de componentes) .....	202
3. Presupuesto .....	203
3.1. Introducción .....	205
3.2. Mediciones.....	205
3.3. Cuadro de Precios N° 1 .....	206
3.4. Cuadro de Precios N° 2 .....	207
3.5. Presupuesto de Ejecución Material .....	208



3.6. Presupuesto de Ejecución por Contrata.....	209
4. Pliego de condiciones .....	210
4.1. Pliego de prescripciones técnicas generales.....	212
Objetivo del pliego de condiciones .....	212
Descripción general del montaje .....	212
Condiciones económicas .....	213
4.2. Pliego de prescripciones técnicas particulares .....	216
Condiciones de los materiales y equipos .....	216
Condiciones en la ejecución.....	217
Descripción del proceso .....	218
Condiciones facultativas .....	222
5. Bibliografía .....	224



# 1. MEMORIA



## **1.1. MEMORIA DESCRIPTIVA**



## MEMORIA DESCRIPTIVA

Antecedentes y objetivo del proyecto .....	6
Encargo y contratación.....	6
Composición del Equipo Redactor .....	6
Objeto del proyecto .....	6
Descripción del entorno .....	7
Descripción y justificación de la solución adoptada .....	8
Presupuestos .....	22
Condiciones de ejecución.....	22
Bibliografía .....	22



## **Antecedentes y objetivo del proyecto**

### **Encargo y contratación**

El proyecto de título “Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia” tiene como finalidad la realización del Proyecto de Fin de Carrera que la legislación exige para conseguir el título de Ingeniero Técnico Industrial.

### **Composición del Equipo Redactor**

La realización del presente Proyecto de Fin de Carrera, así como todos los cálculos, planos y diseños que en él se incluyen, han sido elaborados por Guzmán Moreno Román.

### **Objeto del proyecto**

Los circuitos y equipos electrónicos incluyen, cada vez con mayor frecuencia, baterías para el almacenamiento de energía como componentes necesarios para la realización de sus funciones. A modo de ejemplo se pueden citar los siguientes equipos:

- Vehículos eléctricos autónomos
- Sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI)
- Acondicionadores de línea con funciones de suministro durante los cortes
- Fuentes de alimentación para ordenadores y otros instrumentos portátiles
- Centrales solares fotovoltaicas

La batería es un dispositivo que convierte la energía química contenida en los materiales activos en energía eléctrica por medio de reacciones electroquímicas de oxidación y reducción.

Las baterías pueden clasificarse atendiendo a muy distintos aspectos. Un aspecto muy importante es el de la posibilidad de recarga. Se denomina baterías primarias a las que no admiten recarga eléctrica y son desechadas cuando se agota su material activo. Se denomina baterías secundarias o acumuladores a las que sí admiten recarga eléctrica, gracias a que las reacciones electroquímicas que las fundamentan son reversibles. [1]

El objetivo de este proyecto es diseñar un cargador para la batería comercial “Evolion” de la marca “Saft” de tensión nominal 48V y 74Ah de capacidad que sea



respetuoso con la batería, esto es, que cargue la batería de la manera menos perjudicial para la misma.

### **Descripción del entorno**

El presente proyecto está destinado a desarrollar una solución a la carga de una batería comercial de ion litio de manera que el proceso de carga de la batería degrade lo menos posible a la misma, prolongando al máximo la vida útil de la batería.

Un cargador de baterías es, en general, un convertidor de energía que toma la misma con unas propiedades determinadas (en el caso del presente proyecto se parte de una red eléctrica de corriente alterna de 230 V eficaces y una frecuencia de 50 Hz) y adecúa las propiedades de esa energía tomada a las características necesarias para cargar la batería.

Para desarrollar un convertidor de energía eléctrica deben tenerse en cuenta principalmente 3 aspectos:

1. Qué se quiere obtener a la salida.

- ↳ En el caso del presente proyecto, se trata de determinar cómo se quiere que sea la corriente a la salida, pues la forma de la corriente de salida del convertidor (la corriente que carga la batería) es el parámetro más influyente en el proceso de carga.

2. Características del suministro de energía eléctrica.

- ↳ En el caso del presente proyecto se parte de una red eléctrica de corriente alterna monofásica de 230 V eficaces y una frecuencia de 50 Hz.

- ↳ Debe tenerse en cuenta que lo más habitual es que a la misma red estén conectados más receptores, con los que podrá interferir, así como con otros aparatos o elementos del entorno, por lo que el convertidor que se diseña debe cumplir las normas de compatibilidad electromagnética:

- ↳ El cargador debe estar preparado para no causar interferencias en el buen funcionamiento de otros aparatos conectados a la misma red o de su entorno.





- ↳ El cargador debe estar preparado para recibir ciertos niveles de interferencias provenientes de otros receptores conectados a la misma red o de su entorno.

### 3. Rendimiento:

- ↳ Maximizar la eficiencia del proceso para cargar la batería con el menor consumo energético posible.

### **Descripción y justificación de la solución adoptada**

Si se tienen en cuenta los aspectos que se han indicado en el apartado Descripción del entorno, se parte de una red de suministro eléctrico de 230 V eficaces a una frecuencia de 50 Hz, mientras que la corriente necesaria para cargar la batería no tiene las mismas características que la que puede suministrar la red por sí misma, así que surge la necesidad de utilizar un convertidor de energía eléctrica.

Una vez se conoce la necesidad de utilizar un convertidor de energía eléctrica se debe determinar cómo debe ser la corriente que se busca a su salida, pues de acuerdo con [2], la carga de la batería es el aspecto más importante en los sistemas de gestión de baterías; por lo que debe elegirse el modo de carga más adecuado.

Para maximizar el rendimiento de una batería recargable el régimen de carga debiera colaborar con el proceso electroquímico para asegurar una alta y uniforme concentración de iones en el electrodo que está consumiendo iones. Hay varias técnicas utilizadas en las propuestas convencionales para cargar baterías.



Atendiendo a los distintos sistemas de control, se pueden diferenciar varios modos de carga, que se evalúan comparativamente en el Anejo Estudio sobre el estado del arte, pudiendo quedarse como resumen de dicho anejo la Tabla 1-1.

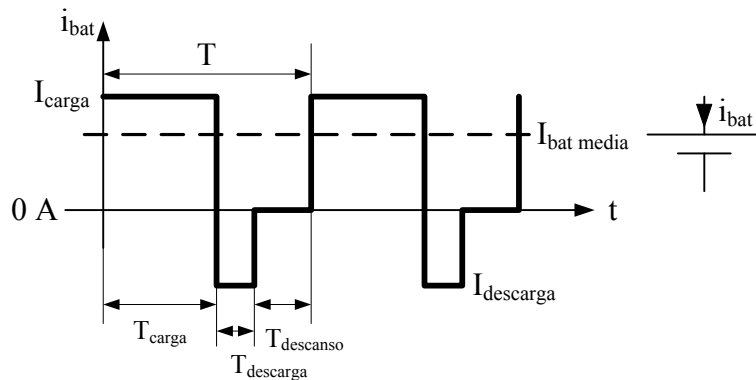
Tabla 1-1 Comparativa de los distintos modos de carga

Modo de carga	Forma de $i(t)$	Respeto a la batería	Tiempo de carga
Corriente constante		Ninguno [3]	Alto [3]
Tensión constante		Ninguno [3]	Medio [3]
Corriente constante / tensión constante		Poco [3]	Medio [3]
Carga a pulsos con un único pulso de descarga intercalado en el tiempo de descanso		Medio [3]	Bajo [3]
Carga a pulsos con varios pulsos de descarga intercalados en el tiempo de descanso		Bueno [3]	Bajo [3]



Modo de carga	Forma de $i(t)$	Respeto a la batería	Tiempo de carga
Carga a pulsos con un único pulso de descarga sin tiempo de descanso		Malo [4]	Bajo
Carga a pulsos con un único pulso de descarga intercalado en el pulso de carga con tiempo de descanso		Bueno [5]	Bajo [5]

Como se justificará en el Anejo Estudio sobre el estado del arte, se elige el último método de carga expuesto en la Tabla 1-1, que se puede ver más detalladamente en la Figura 1-1, por obtenerse una carga respetuosa con la batería y un tiempo de carga bajo.



**Figura 1-1 Forma de la corriente que carga la batería en el modo de carga elegido**

Una vez se ha determinado la forma de la corriente de salida del cargador, se puede comprobar en la Figura 1-1 que se debe suministrar una corriente continua a la batería ( $I_{bat\ media}$ ), así que si se parte de una corriente alterna monofásica y se debe suministrar una corriente continua, surge la necesidad de utilizar un convertidor CA/CC (que convierte corriente alterna en corriente continua).

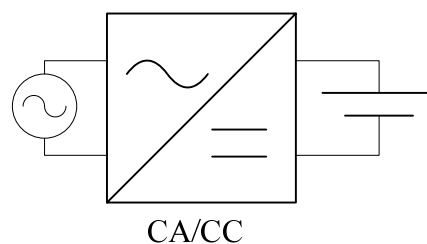


Para llevar a cabo la conversión de corriente alterna a corriente continua debe tenerse en cuenta la forma de la corriente de salida, pero también debe evaluarse cómo es la corriente que demanda a la red el cargador para no inyectar armónicos de corriente en la red, que como se verá en el Anejo Estudio sobre el estado del arte, está limitado por normativa.

En el caso de este proyecto se partirá de una alimentación de corriente alterna, por lo que las 2 tareas principales del cargador serán:

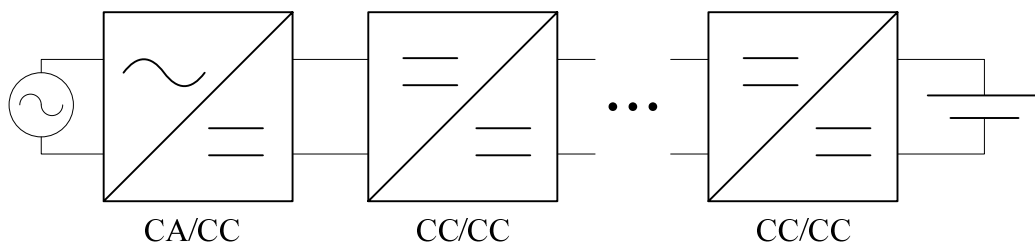
1. Convertir la corriente alterna de la red en corriente continua tal como necesita la batería para poder ser recargada.
2. Posteriormente, el sistema de control del cargador establecerá los niveles de tensión y corriente a fin de cumplir con unos requisitos determinados de potencia de carga, tiempo de recarga, etc.

Para que el cargador lleve a cabo estas 2 tareas es posible realizar la conversión de energía en una única etapa, obteniéndose el diagrama de bloques de la Figura 1-2.



**Figura 1-2 Diagrama de bloques de un cargador de baterías desde una red de CA en 1 etapa**

También es posible realizar la conversión de energía en más de una etapa, obteniendo el diagrama de bloques de la Figura 1-3.



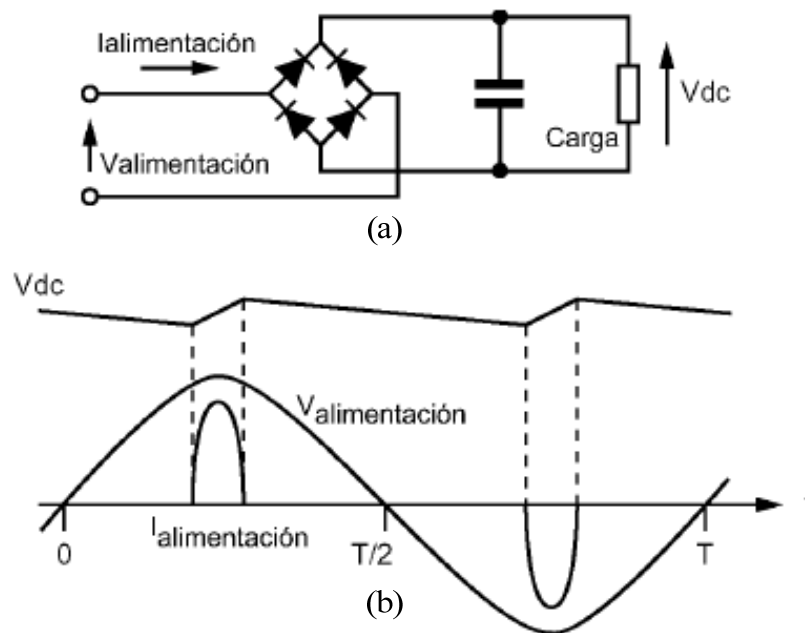
**Figura 1-3 Diagrama de bloques de un cargador de baterías desde una red de CA en más de una etapa**

Realizar la conversión en una etapa suele dar lugar a cargadores con menos componentes, más sencillos y baratos de fabricar pero con menos prestaciones que los de varias etapas.



Dado que el cargador que se pretende realizar en el presente proyecto es de una potencia superior a 1 kW, se opta por una topología como la de la Figura 1-3.

Un problema habitual en los convertidores CA/CC sin corrección del factor de potencia es la elevada Tasa de Distorsión Armónica, por sus siglas en inglés, THD, de la corriente que demandan de la red, Figura 1-4.



**Figura 1-4 Rectificador de conmutación paralela doble monofásico con filtro por condensador:(a) circuito, (b) sus principales formas de onda**

Este problema no es muy grande en potencias pequeñas, pero en potencias elevadas, como es el caso del presente proyecto, hace que el cargador incumpla las normas de compatibilidad electromagnética, de modo que es imprescindible llevar a cabo una corrección del factor de potencia para que la corriente demandada a la red sea lo más parecida posible a una senoide, como lo es la tensión de suministro.

Para la conversión CA/CC en el caso concreto del cargador de baterías sobre el que trata este proyecto, se tienen los siguientes condicionantes:

- Para dar cumplimiento a la normativa se debe llevar a cabo la conversión CA/CC con corrección del factor de potencia.
  - Se descartan todas aquellas soluciones sin corrección del fdp.



Principalmente hay 4 estrategias posibles para corregir el factor de potencia de un receptor:

1. Filtros pasivos
2. Filtros activos
3. Convertidores CA/CC en 2 etapas (y múltiples variantes)
4. Convertidores CA/CC en 1 etapa (y múltiples variantes)

La corrección pasiva es poco tolerante a los cambios en la carga y el consumo de un cargador de baterías a lo largo del tiempo varía mucho:

- Se descarta la corrección del factor de potencia mediante elementos pasivos.

La corrección activa del factor de potencia se hace utilizando convertidores conmutados. En general, la corrección activa del factor de potencia da mejores resultados en cuanto a la calidad de la onda de corriente demandada de la red (prácticamente sinusoidal y con factor de potencia próximo a 1).

Características generales de la corrección activa del factor de potencia:

- Ventajas:
  - Corriente demandada a la red prácticamente sinusoidal.
  - Factor de potencia próximo a 1.
- Desventajas:
  - Soluciones generalmente más costosas que las pasivas.
  - Soluciones generalmente menos robustas que las pasivas.

Según las indicaciones del fabricante de la batería, ésta se carga a una tensión de 56 V y, en el momento de mayor consumo demanda 32 A, lo que hace que la potencia de salida en el momento de mayor consumo sea de 2.352 W.

- Se descarta la conversión CA/CC en una sola etapa y sus variantes, puesto que son adecuadas hasta unos 300W de potencia.

Para obtener una corriente de línea aproximadamente sinusoidal, todas las alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas, excepto los filtros pasivos, suponen el uso de 2 convertidores:

1. Prerregulador del factor de potencia.
2. Convertidor CC/CC.



Teniendo en cuenta los puntos anteriores, parece que las mejores alternativas son la conversión en 2 etapas con corrección del factor de potencia o, a priori, cualquiera de sus alternativas.

A lo largo del proceso de carga de la batería ésta necesita corriente continua, pero no siempre de las mismas características, por lo que se necesita un convertidor suficientemente flexible como para poder suministrar a la batería el tipo de corriente continua que necesita.

- Si está adecuadamente dimensionado, en un CA/CC de 2 etapas éstas pueden considerarse prácticamente independientes, lo que hace que, probablemente, la conversión CA/CC en 2 etapas sea la topología más flexible de todas las vistas.

Si, además de la flexibilidad en el diseño, se analiza:

- Potencia
- Coste
- Complejidad

Puede que la opción más adecuada para el cargador de baterías sobre el que trata este proyecto sea un convertidor CA/CC en 2 etapas (prerregulador del factor de potencia + CC/CC, Figura 1-5).

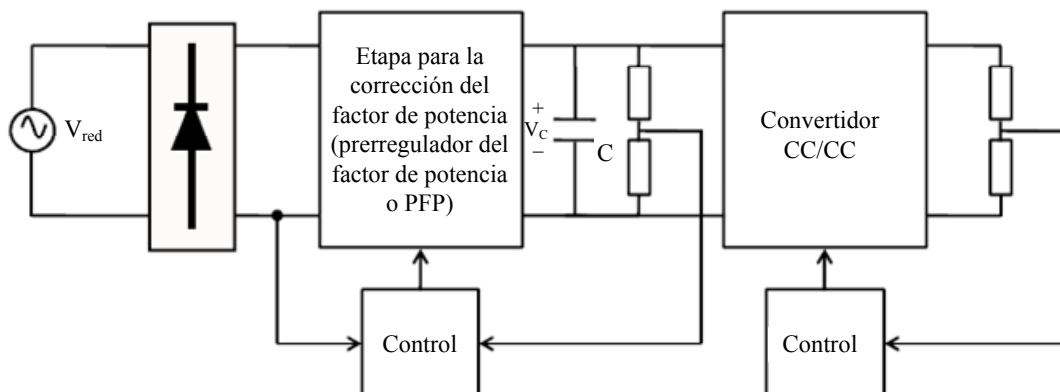


Figura 1-5 Diagrama de bloques de un convertidor CA/CC en 2 etapas

Como se justifica en el Anejo Estudio sobre el estado del arte, se elige como etapa correctora del factor de potencia el convertidor elevador entrelazado, Figura 1-6, que consiste en 2 convertidores elevadores en paralelo operando desfasados 180°.

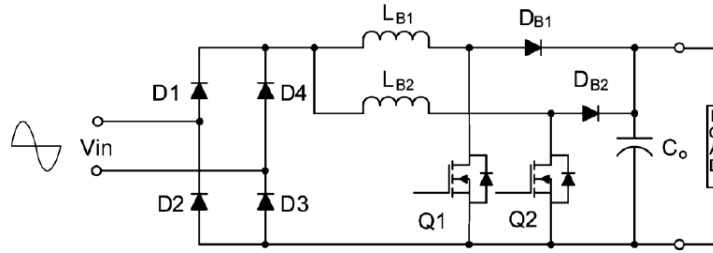


Figura 1-6 Convertidor elevador entrelazado

Para la adaptación de la corriente continua que suministra este convertidor se elige una segunda etapa con aislamiento galvánico mediante un transformador de alta frecuencia, pues es muy ventajoso respecto a un transformador que funciona a una frecuencia de 50 Hz, pues para una misma potencia aparente se tiene que el transformador de alta frecuencia es mucho menos voluminoso, pesado y caro.

Como se justifica en el Anejo Estudio sobre el estado del arte, para esta segunda etapa se ha elegido una variante de la Topología LLC resonante [6], Figura 1-7, porque puede que sea la más adecuada para implementar un cargador de baterías, pues tolera bastante bien amplias variaciones de carga, lo que ocurrirá en un cargador de baterías cuando la batería se vaya cargando.

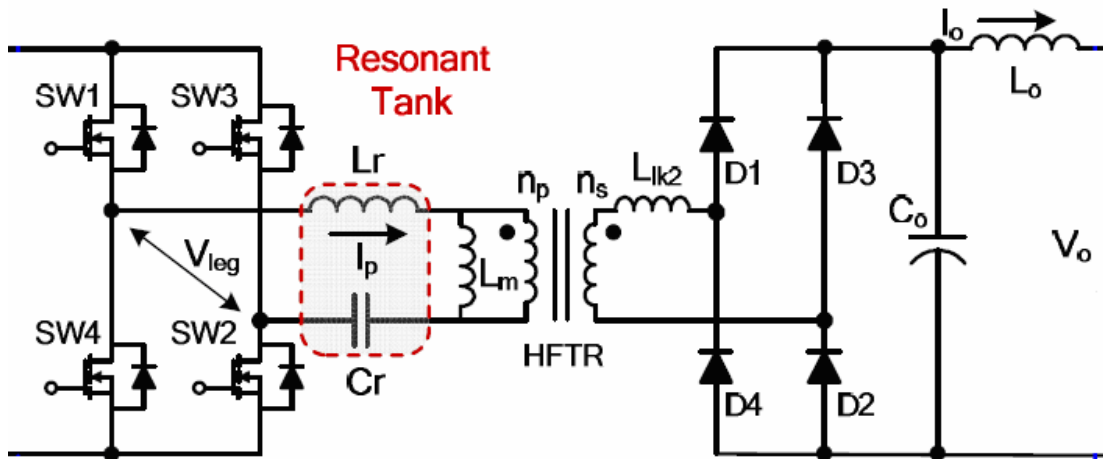
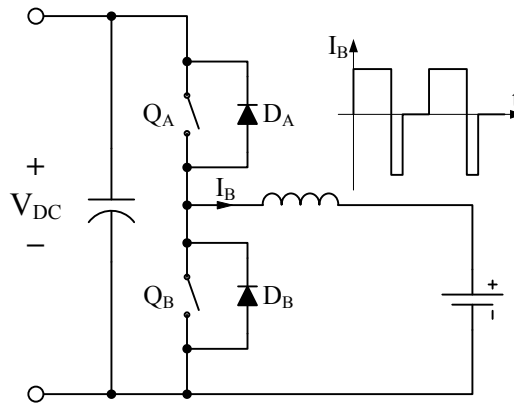


Figura 1-7 Topología LLC resonante [6]

Finalmente, para generar los pulsos de corriente en la batería que se indicaron en la Figura 1-1 Forma de la corriente que carga la batería en el modo de carga elegido, se ha optado por la topología de la Figura 1-8 por ser la topología más sencilla e inmediata para este fin.





**Figura 1-8 Cargador a pulsos regenerativo utilizando un convertidor elevador-reductor**

Una vez elegida la topología de cada uno de los convertidores, debe obtenerse un modelo matemático de cada uno de ellos para poder controlarlos, lo que se hace en el Anejo de cálculos.

En el Anejo de cálculos se lleva a cabo en primer lugar una breve revisión de las técnicas de modelado, pues hay varias formas de modelar los convertidores, cada una con sus ventajas e inconvenientes. Para el caso del presente proyecto se ha optado por una técnica de promediado para el modelado de los convertidores por ser una técnica no muy complicada y que permite una mejor comprensión de la física del convertidor con respecto a otras técnicas de modelado.

Una vez se ha obtenido un modelo matemático del sistema a controlar en el Anejo de cálculos, en el Anejo de diseño de la etapa de potencia se realizan los cálculos para determinar las exigencias a los semiconductores y elementos pasivos que se utilizarán para implementar cada convertidor, así como los relés para la conexión y desconexión y los drivers para todos los transistores empleados.

Finalmente se presenta en el Anejo de diseño de la etapa de potencia la topología empleada y los semiconductores seleccionados para el primer convertidor, el rectificador con corrección activa del factor de potencia, Figura 1-9.

La topología finalmente seleccionada para el convertidor CC/CC resonante con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia y los semiconductores seleccionados se presenta en la Figura 1-10.

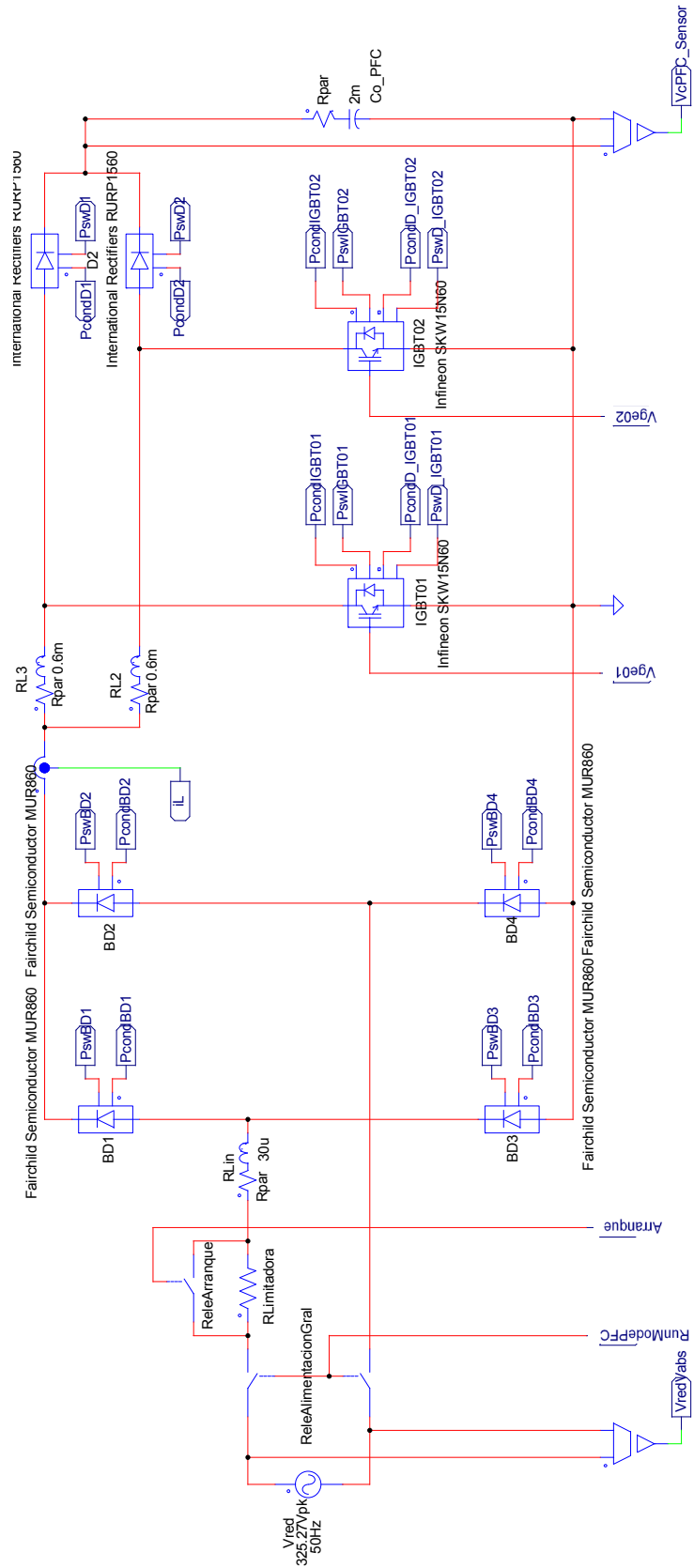


Figura 1-9 Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia

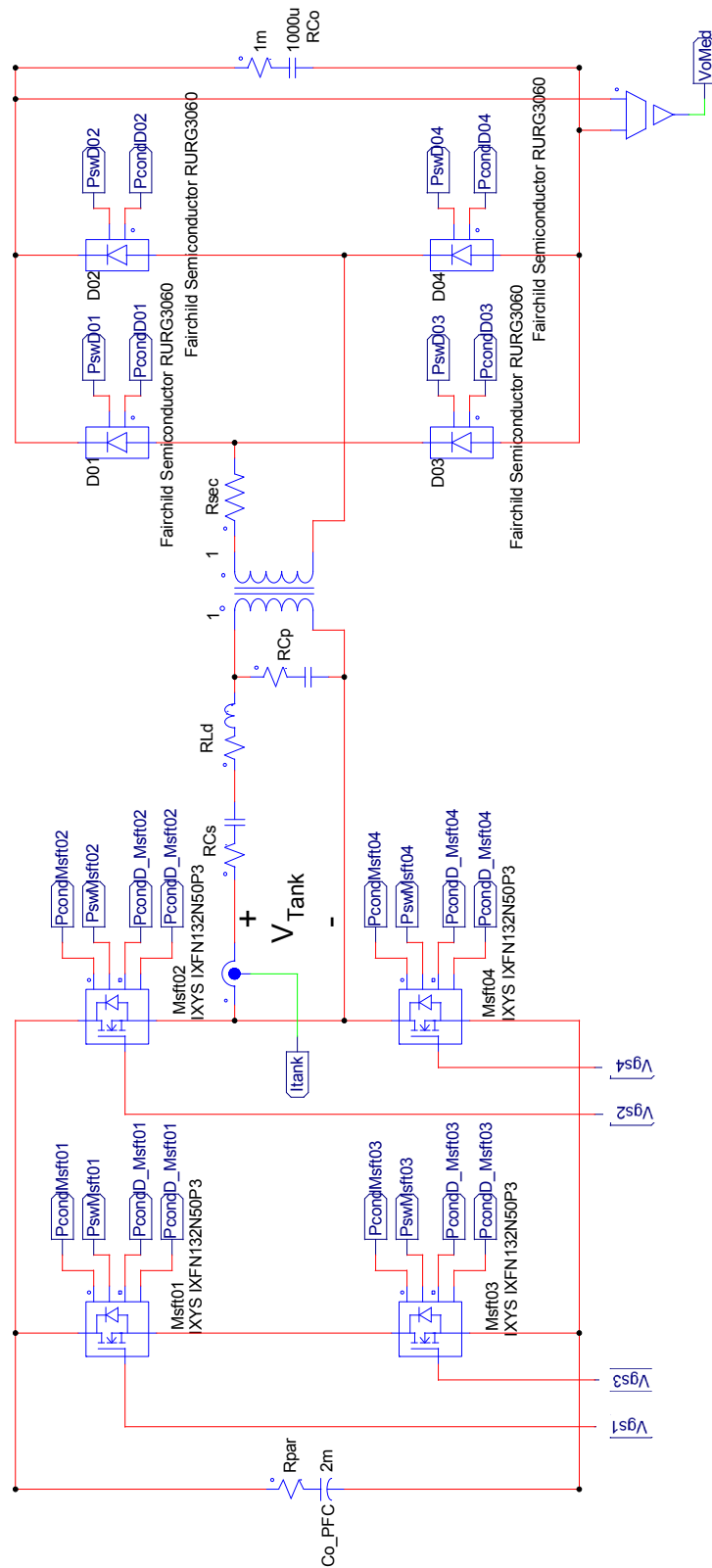


Figura 1-10 Convertidor CC/CC resonante con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia



Por último, la topología seleccionada y los semiconductores seleccionados para el convertidor CC/CC que genera los pulsos de corriente por la batería se presenta en la Figura 1-13.

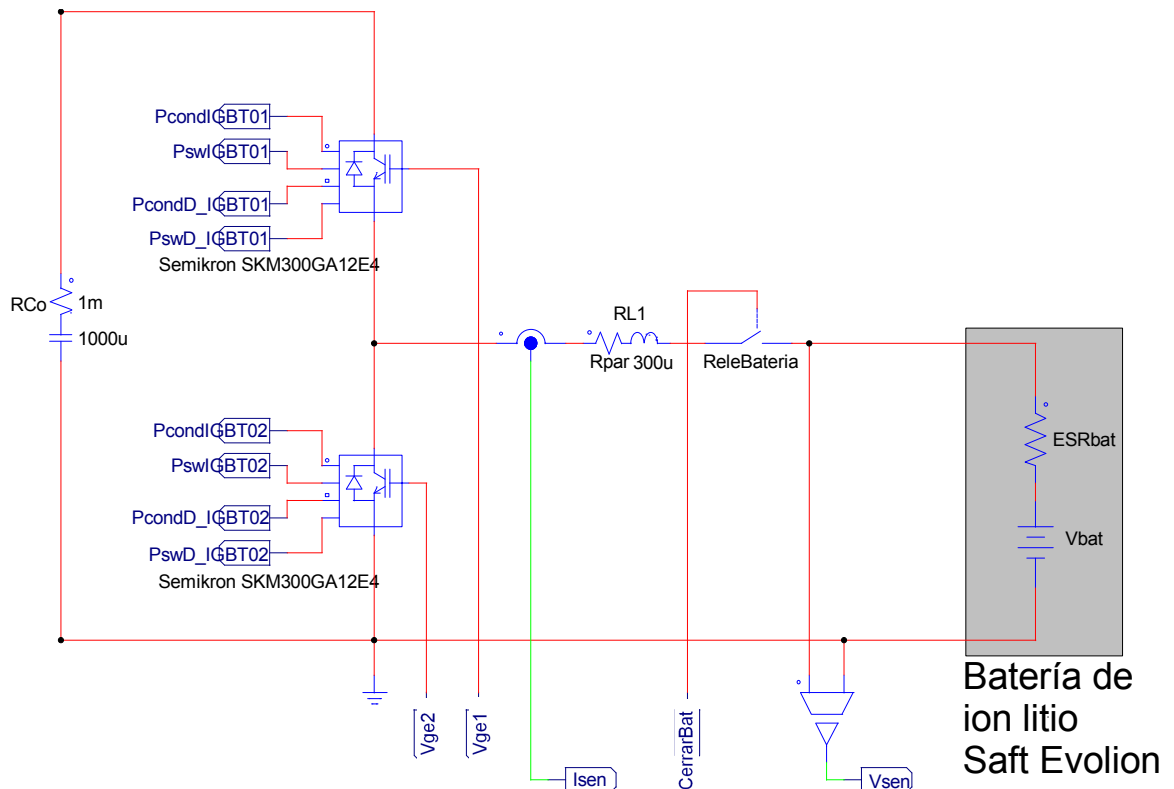


Figura 1-11 Convertidor CC/CC que suministra una corriente a pulsos a la batería

Para implementar el control se ha escogido el DSP de Texas Instruments TI F28335 debido a que sus recursos se adaptan muy bien a las necesidades de control en electrónica de potencia (por ejemplo, dispone de generadores PWM) además de disponer de un conversor analógico-digital con canales suficientes para la aplicación así como un bajo tiempo de conversión (80ns), pudiendo llegar a frecuencias de muestreo suficientemente altas para la aplicación (dependiendo del número de canales utilizados, a más canales utilizados menor podrá ser la frecuencia de muestreo para cada uno de ellos).

La programación se ha llevado a cabo de manera gráfica mediante la aplicación PSIM, haciendo uso de la aplicación SimCoder, que, partiendo de un circuito de control implementado con cierto tipo de circuitos discretos (puertas lógicas, integradores, fuentes de tensión constante, multiplexores...) es capaz de generar el código C para un DSP. Todos los archivos necesarios para la grabación del programa en el DSP están contenidos en el CD-Rom adjunto al presente proyecto.



En el Anejo de diseño de la etapa de control también se calculan todos los sensores necesarios para implementar el control del sistema, así como la fuente de alimentación adecuada para los circuitos de control.

Del diseño llevado a cabo se obtiene un cargador que demanda una corriente de la red en condiciones nominales (obtenida mediante simulación) como la de la Figura 1-12.

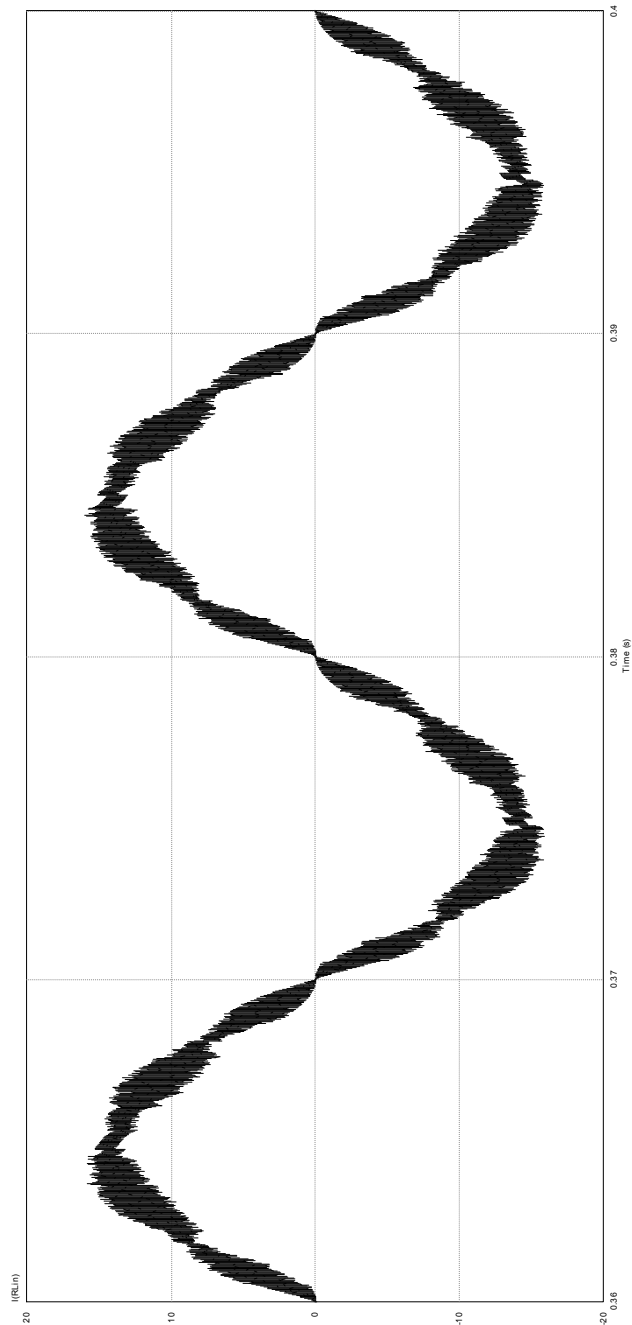


Figura 1-12 Corriente demandada a la red por el cargador diseñado en el presente proyecto



En la Figura 1-12 se puede apreciar que la corriente demandada a la red se asemeja bastante a una senoide, lo que hace que la tasa de distorsión armónica sea baja, tal y como se pretende.

A partir de la corriente demandada en condiciones nominales por el cargador diseñado en el presente proyecto se obtienen las siguientes condiciones nominales:

1. Tensión de alimentación:

- Alterna 230 V eficaces
- Frecuencia 50 Hz

2. Corriente demandada a la red en régimen nominal:

- 9,97 A eficaces
- $THD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_1} = 0.09918$ , siendo  $I_{rms}$  el valor eficaz de la corriente demandada a la red y siendo  $I_1$  el valor eficaz del armónico fundamental de la corriente, en este caso el valor eficaz del armónico a 50 Hz.
- Potencia aparente (calculada como  $S = V_{eficaz} \cdot I_{eficaz}$ ): 2.292,5 VA
- Potencia activa (calculada como el valor medio de  $V_{red} \cdot I_{red}$ ): 2.278 W
- Factor de potencia (calculado como  $P/S$ ): 0.994



## Presupuestos

En el Anejo de justificación de precios se detallan las Unidades de Obra que componen el presente proyecto, así como las diferentes Partidas Alzadas. Las mediciones se detallan en el documento Presupuesto, en la parte de Mediciones. En la Tabla 1-2 se presentan todas las Unidades de Obra y Partidas Alzadas que componen el presente proyecto así como la cantidad requerida de cada una de ellas para la completa ejecución del mismo.

Tabla 1-2 Mediciones

Designación de la unidad	Nombre	Volumen parcial	Volumen total
Unidad de Obra nº 1	Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante	1	1
Unidad de Obra nº 2	Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería	1	1
Unidad de Obra nº 3	Circuito de control basado en DSP	1	1
Unidad de Obra nº 4	Fuente de alimentación para circuitos de control	1	1
Partida Alzada nº 1	Otros materiales	1	1
Partida Alzada nº 2	Diseño del Sistema	1	1

El Presupuesto de Ejecución Material asciende a la cantidad de siete mil ciento setenta y dos euros con doce céntimos, 7.172,12€.

El Presupuesto de Ejecución por Contrata asciende a diez mil quinientos euros con setenta céntimos, 10.500,70€.

## Condiciones de ejecución

Las prescripciones técnicas que debe tener en cuenta el contratista para la ejecución de las obras serán las fijadas en el Pliego de prescripciones técnicas particulares.

## Bibliografía

- [1] S. Martínez García and J. A. Gualda Gil, "Electrónica de potencia : componentes, topologías y equipos," 1ª , 2ª reimp. ed Madrid etc.: Thomson-Paraninfo, 2008, pp. 279-292.
- [2] (02/10/2012). *Battery and Energy Technologies Website* [Online]. Available: <http://www.mpoweruk.com/>
- [3] R. C. Cope and Y. Podrazhansky, "The art of battery charging," in *Battery Conference on Applications and Advances, 1999. The Fourteenth Annual, 1999*, pp. 233-235.



- [4] F. Savoye, P. Venet, M. Millet, and J. Groot, "Impact of Periodic Current Pulses on Li-Ion Battery Performance," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3481-3488, 2012.
- [5] J. Li, E. Murphy, J. Winnick, and P. A. Kohl, "The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 102, pp. 302-309, 2001.
- [6] K. Jong-Soo, C. Gyu-Yeong, J. Hye-Man, L. Byoung-Kuk, C. Young-Jin, and H. Kyu-Bum, "Design and implementation of a high-efficiency on-board battery charger for electric vehicles with frequency control strategy," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.

En Burgos, a 8 de julio de 2013

Fdo. Guzmán Moreno Román





## **1.2. ANEJOS A LA MEMORIA**



## **Anejo Estudio sobre el estado del arte**



## ANEJO ESTUDIO SOBRE EL ESTADO DEL ARTE

Introducción .....	27
Modos de carga .....	27
Corriente constante.....	27
Tensión constante.....	28
Corriente constante / tensión constante.....	29
Carga a pulsos .....	30
Comparativa de los distintos modos de carga.....	34
Cargador.....	35
Cargadores alimentados desde CA sin corrección del factor de potencia .....	36
Cargadores alimentados desde CA con corrección del factor de potencia .....	44
Conclusiones .....	68
Bibliografía .....	73



## Introducción

Actualmente, los tipos de baterías comerciales funcionan según el mismo principio básico de proceso electroquímico:

- Cuando una batería está descargada, su proceso electroquímico interno resulta en la transferencia de iones de un electrodo a otro a través del electrolito.
- Cuando una batería está cargada, el proceso se invierte y los iones viajan el sentido contrario.

Durante este proceso electroquímico, cada electrodo experimenta una reacción química que genera esos iones en un electrodo y consume los iones en el electrodo opuesto. Lo bien que este proceso es llevado a cabo tiene un impacto significativo en el rendimiento global de la batería.

De acuerdo con [2], la carga de la batería es el aspecto más importante en los sistemas de gestión de baterías.

## Modos de carga

La carga puede ser entregada a la batería según diferentes esquemas de carga, dependiendo de la química de la batería. Como consecuencia de la diversidad en los sistemas de baterías y sus aplicaciones, los algoritmos de carga son también variados. Por ejemplo, algunos algoritmos de carga son adecuados para cargadores solares, otros lo son para cargadores de baterías de una sola química, mientras que otros son apropiados para cargadores de baterías de varias químicas. [7]

Para maximizar el rendimiento de una batería recargable el régimen de carga debiera colaborar con el proceso electroquímico para asegurar una alta y uniforme concentración de iones en el electrodo que está consumiendo iones. Hay varias técnicas utilizadas en las propuestas convencionales para cargar baterías.

Atendiendo a los distintos sistemas de control, se pueden diferenciar varios modos de carga:

## Corriente constante

Se inyecta una corriente constante durante la carga de la batería hasta que la tensión alcanza su valor límite superior. Se puede ver la evolución a lo largo del tiempo de la corriente inyectada a la batería y de la tensión en bornes de la misma cuando la batería es cargada a corriente constante en la Figura 1-13.

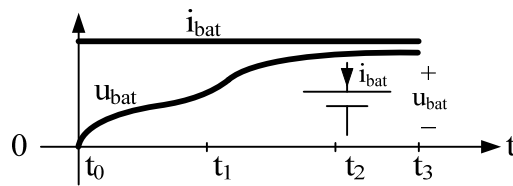


Figura 1-13 Tensión y corriente a lo largo del tiempo cuando la batería se carga a corriente constante

Los cargadores a corriente constante no optimizan el rendimiento de la batería, en este tipo de cargadores suele ocurrir que el suministro de carga a la batería se hace de manera que las reacciones químicas estén localizadas en la superficie del electrodo [3].

### Tensión constante

Aplicando una tensión constante, la corriente fluye hacia la batería comenzando por valores altos de corriente para los primeros instantes de la carga, donde la batería se encuentra prácticamente descargada y disminuyendo dicha corriente de carga conforme el estado de carga va aumentando. Se puede ver la evolución a lo largo del tiempo de la tensión aplicada a la batería y de la corriente que ésta demanda cuando es cargada a tensión constante en la Figura 1-14.

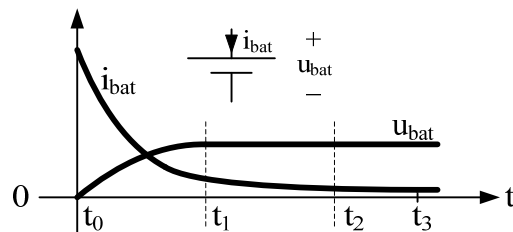


Figura 1-14 Tensión y corriente a lo largo del tiempo cuando la batería se carga a tensión constante

La ventaja de este método es que la carga es más rápida que a corriente constante. Sin embargo, este modo de carga tampoco tiene en cuenta los procesos electroquímicos en el interior de la batería, resultando en significativos efectos negativos a largo plazo. Los altos valores de corriente causarán desviaciones significativas en las concentraciones de iones entre los electrodos. [3]

Los circuitos requeridos para cargar una batería a tensión constante son más sencillos que los necesarios para cargar una batería a corriente constante.



### Corriente constante / tensión constante

Una variante del modo de carga a corriente constante es el modo de carga “corriente constante / tensión constante”.

El ciclo de carga en este modo es el siguiente:

1. Se comienza con una alta corriente constante hasta que la tensión de la batería alcanza un valor de tensión determinado.
2. A partir de entonces se pasa a alimentar la batería a tensión constante y la corriente se reduce.
3. Cuando el valor de la corriente alcanza un valor mínimo determinado, la carga finaliza, pasándose al régimen de flotación.
  - Este régimen no es propiamente de carga, sino de compensación de las fugas de la batería. La tensión se disminuye a un valor tal que se compensen las fugas de la batería para que esta no se vaya descargando lentamente con el transcurso del tiempo.
  - El régimen de flotación se mantiene permanentemente hasta que tiene lugar la siguiente descarga de la batería.

Se puede ver la evolución a lo largo del tiempo de la tensión en bornes de la batería y la corriente absorbida por la batería en la Figura 1-15.

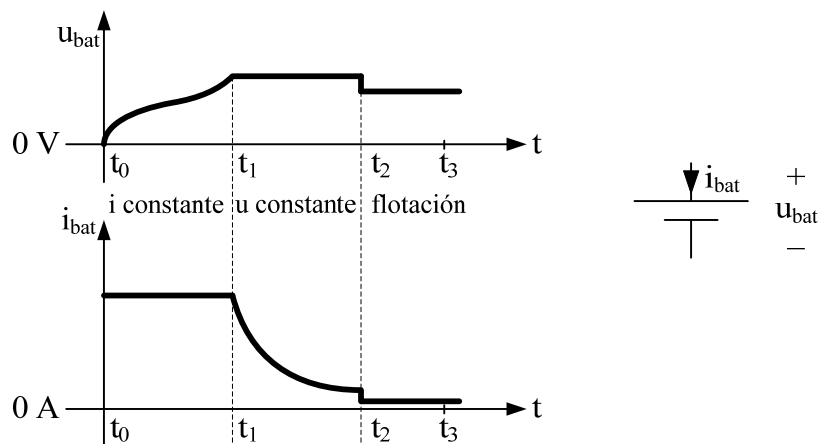


Figura 1-15 Tensión y corriente a lo largo del tiempo cuando la batería se carga a corriente constante / tensión constante

Este modo de carga disminuye el valor de la corriente en la fase final de la carga cuando menos superficie del electrodo de la batería está disponible para reaccionar y la concentración total de iones puede ser menor. Este modo de carga adolece de los



mismos problemas en un grado ligeramente menor que el régimen de carga constante. [3]

### Carga a pulsos

Este modo de carga incrementa la eficiencia del proceso de carga dirigiéndose al proceso químico que tiene lugar en el interior de la batería. La técnica consiste en aplicar un pulso de corriente a la batería de hasta 1 segundo de duración seguido de un periodo de descanso de no-carga de milisegundos. Se puede ver la evolución a lo largo del tiempo de la corriente absorbida por la batería en la Figura 1-16.

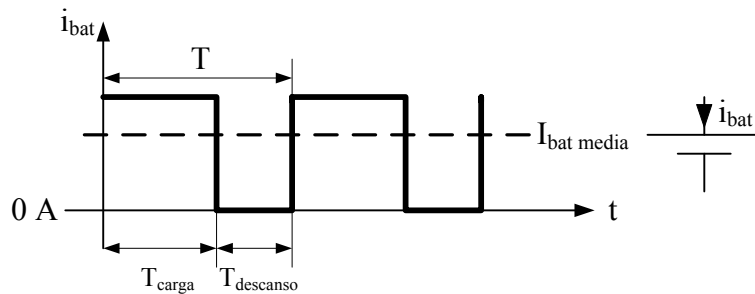
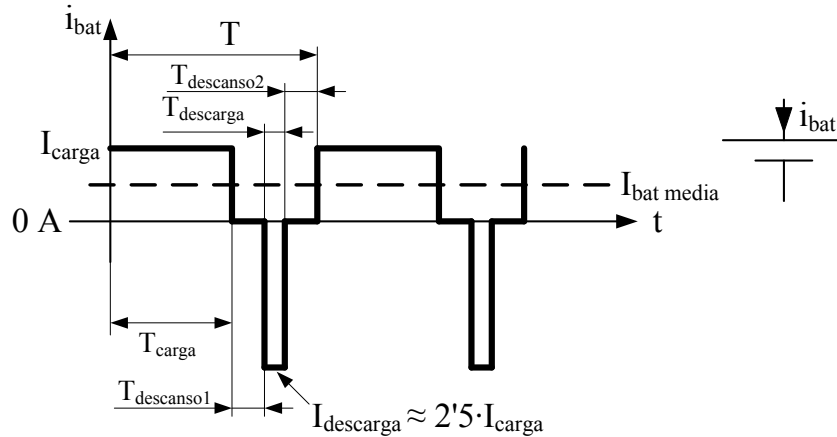


Figura 1-16 Corriente a lo largo del tiempo cuando la batería se carga con una corriente a pulsos (no dibujado a escala)

Interrumpir periódicamente la carga permite a los iones difundirse y distribuirse más homogéneamente por toda la batería. Permitiendo que la concentración iónica vuelva a niveles normales cíclicamente, los efectos negativos que se observan en la carga a corriente constante se minimizan. [3]

### Carga a pulsos con un único pulso de descarga intercalado en el tiempo de descanso

Una variante del método de carga a pulsos consiste en añadir un pulso de descarga en el periodo de descanso. Después del pulso de carga hay un breve periodo de descanso seguido de un pulso de descarga de muy corta duración, aproximadamente 2'5 veces la magnitud del pulso de carga. Esto es seguido de otro periodo de descanso y el proceso se repite. En la Figura 1-17 se puede ver la forma de la corriente a través de la batería a lo largo del tiempo en este tipo de carga.



**Figura 1-17 Forma de la corriente por la batería a lo largo del tiempo en el modo de carga a pulsos con pulso de descarga**

La incorporación de un pulso negativo (de descarga) acelera el alcance del equilibrio de la concentración de iones y aborda algunos de los efectos negativos causados por reacciones químicas periféricas. El incremento de velocidad a la que la batería vuelve a las condiciones de equilibrio permite una mayor eficiencia en la carga y mejora el rendimiento de la batería.

La limitación con un único pulso negativo es que si éste es aplicado durante demasiado tiempo, pueden ocurrir efectos negativos. Estos efectos incluyen excesiva descarga de la batería, lo que aumenta el tiempo de carga y causa problemas en el transporte de iones en la dirección de la descarga.

### **Carga a pulsos con varios pulsos de descarga intercalados en el tiempo de descanso**

Aplicando varios pulsos negativos de corta duración con una mucha mayor magnitud se evitan los efectos negativos potenciales de un único pulso y reporta importantes beneficios para todos los tipos de química en baterías. El mejor equilibrado de la concentración de iones conduce a un proceso de carga más eficiente, que soportará una corriente de carga mucho mayor. Esta alta corriente de carga posibilitará tiempos de carga menores. Una probable forma de la corriente así descrita en [3] se indica en la Figura 1-18.



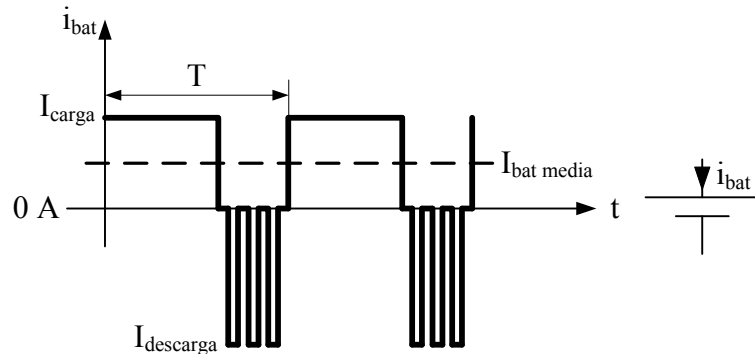


Figura 1-18  $i(t)$  por la batería en el modo de carga a pulsos con varios pulsos de descarga

### Carga a pulsos con un único pulso de descarga sin tiempo de descanso

Una variante de la carga a pulsos consiste en intercalar pulsos de carga con pulsos de descarga, como se puede ver en la Figura 1-19. En este patrón de carga se intercalan pulsos de descarga más breves que los de carga, pues si fuesen más breves los de carga la batería se descargaría en vez de cargarse. En [8] se concluye que el rendimiento en la descarga de una batería de ion Litio es mejor si la descarga es seguida después de una trayectoria de carga y viceversa. En este caso el perfil de pulsos conlleva una inversión regular de la dirección de la corriente. Durante un proceso de descarga, la inserción de un pulso de carga permite a la batería obtener un buen rendimiento en la descarga ya que viene de un proceso de carga. Recíprocamente, durante un proceso de carga, la aplicación de un pulso de descarga incrementa el futuro rendimiento de la batería ya que vendrá de un proceso de descarga. Este razonamiento también se puede extender a los pulsos de descanso que también constituyen periodos que posibilitan la relajación.

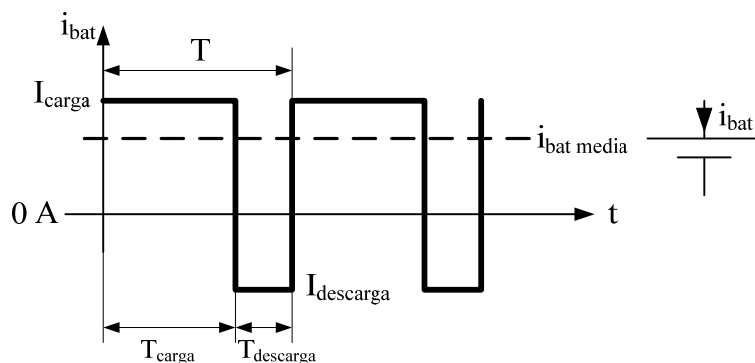


Figura 1-19 Patrón de carga a pulsos carga-descarga

Los efectos del patrón de carga a pulsos de la Figura 1-19 han sido estudiados experimentalmente en [4] variando los parámetros que aparecen en la dicha Figura en el rango que se indica en la Tabla 1-3.



Parámetro	Rango de investigación
$I_{bat\ media}$	$0,5C^1 \rightarrow 20C$
T	10ms $\rightarrow$ 5s
$T_{descarga}/T$	1% $\rightarrow$ 10%
$I_{descarga}$	$0 \rightarrow -I_{bat\ media}$

Tabla 1-3 Rango de variación de los parámetros de carga a pulsos estudiados en [4]

Como se puede ver en la Tabla 1-3, se ha contemplado el caso en el que  $I_{descarga}$  toma el valor 0. En [4] se pone de relieve un impacto perjudicial de este sistema de carga a pulsos en el rendimiento de la batería comparado con los perfiles de corriente constante basados en una corriente media idéntica.

### Carga a pulsos con un único pulso de descarga intercalado en el pulso de carga con tiempo de descanso

En [5] se propone un patrón de carga para baterías de ion Litio, que implica cortos periodos de relajación y cortos pulsos de descarga durante la carga y parece útil en la eliminación de la polarización de la concentración, aumentando la tasa de transferencia de potencia y disminuyendo el tiempo de carga eliminando la necesidad de carga a tensión constante en el modo de carga convencional. La carga a pulsos interrumpe la carga con corriente continua con cortos periodos de relajación y cortos periodos de descarga, y también mejora el uso de material activo en el interior de la batería, dando a la batería una mayor capacidad de descarga y un mayor ciclo de vida.

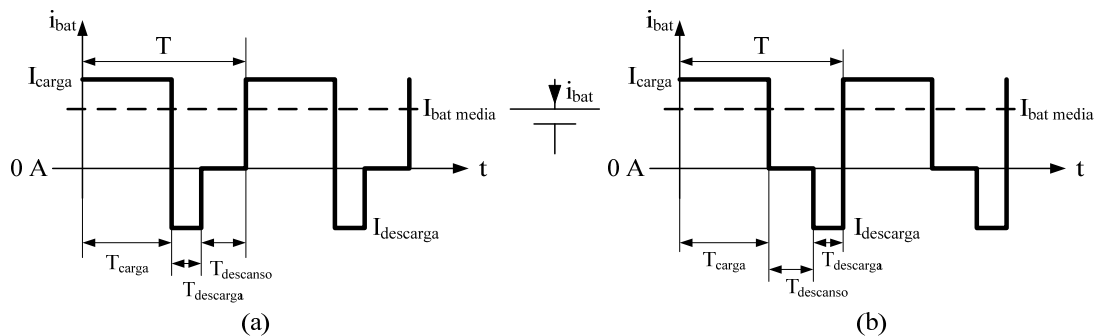


Figura 1-20 Patrón de carga a pulsos que involucran carga/descanso/descarga

<sup>1</sup> La intensidad de carga o descarga a la que se somete una batería se expresa a veces como una proporción de su capacidad. Así se dice que a una batería de capacidad C de 50 Ah se la somete a una descarga de 0,1 C cuando se extrae una intensidad de 5 A, por ser 0,1 x 50 = 5. Nótese que en este modo práctico de expresión existe una incoherencia de dimensiones físicas, pues las de C son corriente eléctrica por tiempo, mientras que la dimensión de la intensidad de descarga es simplemente corriente eléctrica.



En [5] no se detallan los tiempos  $T$ ,  $T_{\text{carga}}$ ,  $T_{\text{descanso}}$  ni  $T_{\text{descarga}}$  indicados en la Figura 1-20, ni siquiera si se sigue el patrón de carga de la Figura 1-20 (a) o (b), pero sí se da el valor de los pulsos con los que se han realizado las pruebas: 1C carga – 1C descarga y 0’5C carga – 1C descarga, habiéndose obtenido mejores resultados en el último caso.

**Comparativa de los distintos modos de carga**

Modo de carga	Forma de $i(t)$	Respeto a la batería	Tiempo de carga
Corriente constante		Ninguno [3]	Alto [3]
Tensión constante		Ninguno [3]	Medio [3]
Corriente constante / tensión constante		Poco [3]	Medio [3]
Carga a pulsos con un único pulso de descarga intercalado en el tiempo de descanso		Medio [3]	Bajo [3]



Modo de carga	Forma de $i(t)$	Respeto a la batería	Tiempo de carga
Carga a pulsos con varios pulsos de descarga intercalados en el tiempo de descanso		Bueno [3]	Bajo [3]
Carga a pulsos con un único pulso de descarga sin tiempo de descanso		Malo [4]	Bajo
Carga a pulsos con un único pulso de descarga intercalado en el pulso de carga con tiempo de descanso		Bueno [5]	Bajo [5]

Tabla 1-4 Comparativa de los distintos modos de carga

### Cargador

Para recargar baterías son necesarios los cargadores, que adecúan las condiciones de energía eléctrica a partir de las características de tensión y frecuencia de la red desde donde se verterá la energía a la batería.

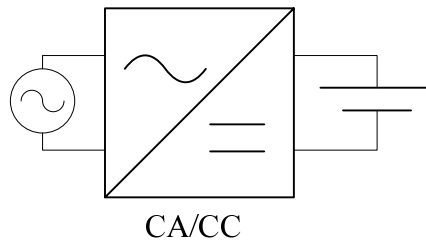
1. Si la red es de corriente continua se emplean reguladores de corriente continua (CC/CC).
2. Si la red es de corriente alterna se emplean rectificadores (CA/CC).

Lo normal es que la alimentación sea de corriente alterna, sobre todo para grandes potencias. En el caso de este proyecto se partirá de una alimentación de corriente alterna, por lo que las 2 tareas principales del cargador serán:



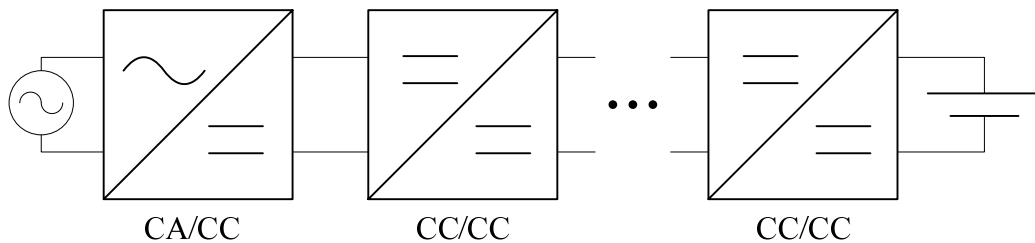
1. Convertir la corriente alterna de la red en corriente continua tal como necesita la batería para poder ser recargada.
2. Posteriormente, el sistema de control del cargador establecerá los niveles de tensión y corriente a fin de cumplir con unos requisitos determinados de potencia de carga, tiempo de recarga, etc.

Para que el cargador lleve a cabo estas 2 tareas es posible realizar la conversión de energía en una única etapa, obteniéndose el diagrama de bloques de la Figura 1-21.



**Figura 1-21 Diagrama de bloques de un cargador de baterías desde una red de CA en 1 etapa**

También es posible realizar la conversión de energía en más de una etapa, obteniendo el diagrama de bloques de la Figura 1-22.



**Figura 1-22 Diagrama de bloques de un cargador de baterías desde una red de CA en más de una etapa**

Realizar la conversión en una etapa suele dar lugar a cargadores con menos componentes, más sencillos y baratos de fabricar pero con menos prestaciones que los de varias etapas.

### **Cargadores alimentados desde CA sin corrección del factor de potencia**

#### **Cargadores alimentados desde CA sin corrección del factor de potencia en 1 etapa**

Los cargadores más sencillos de una sola etapa constan únicamente de la etapa CA/CC, es decir, un rectificador.



### Limitación por resistencia

El más sencillo de todos es el de la Figura 1-23. Este tipo se usa para la carga de baterías pequeñas (de algunos Ah).

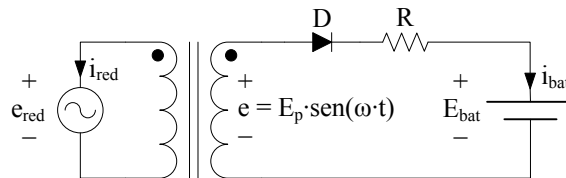


Figura 1-23 Cargador de baterías con limitación por resistencia

El diodo conduce en los intervalos en los que  $e > E_{bat}$ , siendo el valor medio de la intensidad de carga proporcional al área rayada en la Figura 1-24. La resistencia  $R$  del circuito de la Figura 1-23 es para limitar  $i_{bat}$ .

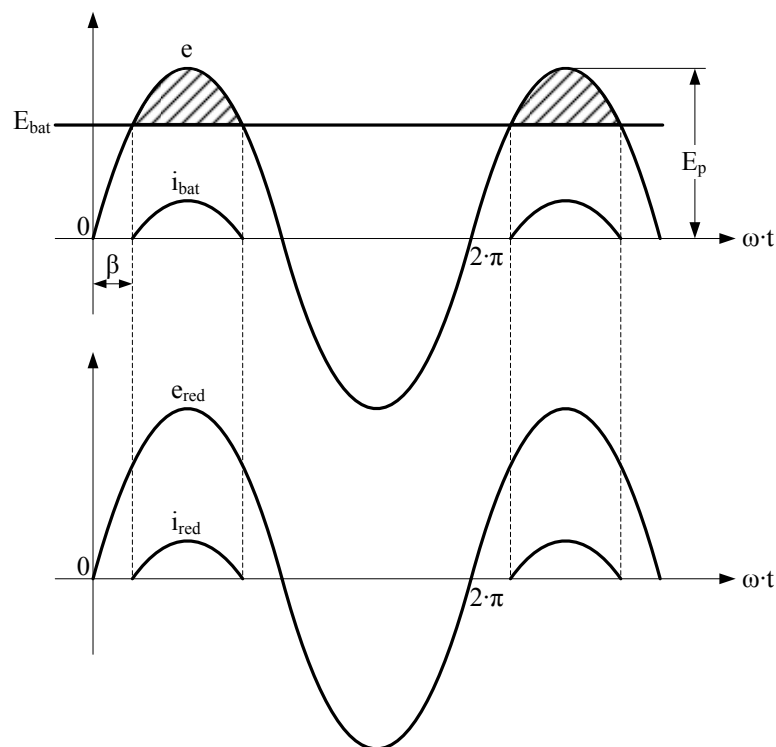


Figura 1-24 Formas de onda de  $v$  e  $i$  en el circuito de la Figura 1-23

Este cargador con limitación de corriente por resistencia presenta las siguientes ventajas e inconvenientes:

- Ventajas:
  - Sencillo, utiliza muy pocos componentes.



- Económico.
- Fiable: pocos componentes pueden fallar.
- Desventajas:
  - Desde el punto de vista de la batería (parte de CC):
    - No es respetuoso con la batería.
    - Sin posibilidad de regulación de la tensión y corriente aplicadas a la batería.
    - Cualquier variación en la tensión de CA ( $e_{\text{red}}$ ) o en la tensión de la batería ( $E_{\text{bat}}$ ) influye muy significativamente en la intensidad de carga.
  - Desde el punto de vista de la red (parte de CA):
    - La corriente demandada a la red se aleja mucho de una senoide, lo que provoca un elevado contenido en armónicos en  $i_{\text{red}}$ .
    - El factor de potencia bajo porque la corriente demandada de la red dista mucho de ser una senoide.
    - $i_{\text{red}}$  tiene componente continua.
  - Desde el punto de vista de los componentes:
    - El transformador funciona a la frecuencia de la red, 50 Hz en Europa, que es baja, lo que hace que el transformador sea voluminoso, pesado y caro.
    - El transformador está sometido a corrientes con componente continua, lo que puede provocar la saturación del núcleo magnético.

### Limitación por bobina

Su circuito es el de la Figura 1-25.

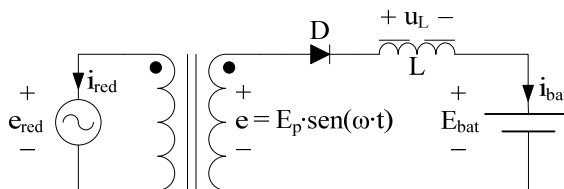


Figura 1-25 Cargador de baterías con limitación por bobina (media onda)

En el cargador de la Figura 1-25 el rendimiento es mayor que en el cargador con limitación por resistencia porque las pérdidas en la bobina son bajas (las del cobre y las del hierro).

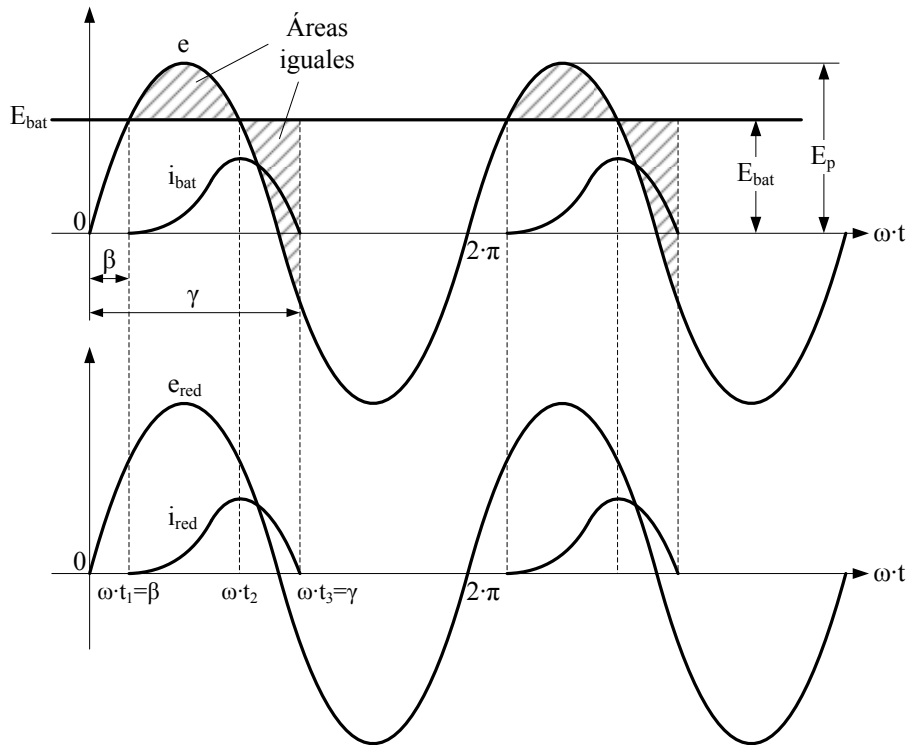


Figura 1-26 Formas de onda de  $v$  e  $i$  en el circuito de la Figura 1-25

El circuito rectificador de la Figura 1-25 se usa muy poco porque la intensidad en el devanado secundario tiene una componente continua. Para potencias  $\leq 10\text{kW}$  lo normal es usar montajes rectificadores de conmutación paralela doble. Para potencias mayores, los rectificadores son trifásicos.

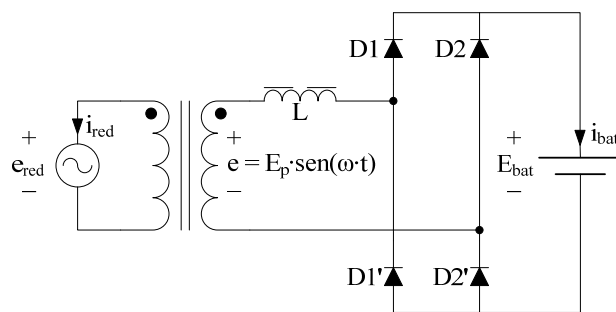


Figura 1-27 Cargador de baterías con limitación por bobina (onda completa)

El circuito de la Figura 1-27 es mucho más usado porque el rizado de la corriente de carga es menor y los componentes (incluido el transformador) están mejor aprovechados.



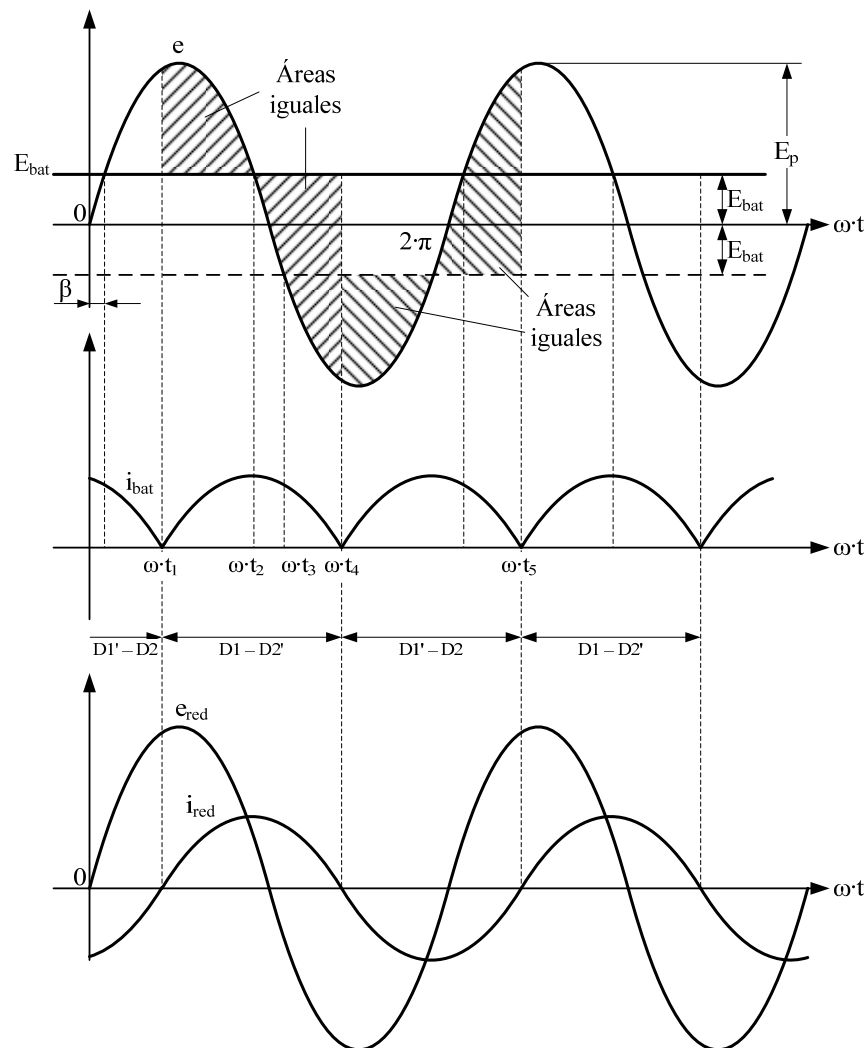


Figura 1-28 Formas de onda de v e i en el circuito de la Figura 1-27

Este cargador con limitación de corriente por bobina presenta las siguientes ventajas e inconvenientes:

- Ventajas:
  - Sencillo, utiliza muy pocos componentes.
  - Económico.
  - Fiable: pocos componentes pueden fallar.
  - El rendimiento es algo mayor que en el Cargador de baterías con limitación por resistencia porque las pérdidas en la bobina (las del cobre y las del hierro) son menores que en la resistencia.



- Desventajas:
  - Desde el punto de vista de la batería (parte de CC):
    - No es respetuoso con la batería.
    - Sin posibilidad de regulación de la tensión y corriente aplicadas a la batería.
    - Cualquier variación en la tensión de CA ( $e_{red}$ ) o en la tensión de la batería ( $E_{bat}$ ) influye muy significativamente en la intensidad de carga.
  - Desde el punto de vista de la red (parte de CA):
    - La corriente demandada a la red se aleja mucho de una senoide, lo que provoca un elevado contenido en armónicos en  $i_{red}$ .
    - El factor de potencia bajo porque la corriente demandada de la red dista mucho de ser una senoide.
    - $i_{red}$  tiene componente continua.
  - Desde el punto de vista de los componentes:
    - El transformador funciona a la frecuencia de la red, 50 Hz en Europa, que es baja, lo que hace que el transformador sea voluminoso, pesado y caro.
    - En el caso de media onda, el transformador está sometido a corrientes con componente continua, lo que puede provocar la saturación del núcleo magnético.
    - La bobina limitadora funciona a la frecuencia de la red, que es baja, lo que hace que la bobina sea voluminosa, pesada y cara.

### **Características generales de los cargadores desde CA sin corrección del factor de potencia en 1 etapa**

En estas topologías:

- La intensidad de carga:
  - Varía con el generador de alterna.
  - Varía con la tensión de la batería.
  - No es uniforme sino pulsatoria.
  - Su rizado es grande.
    - Debido a la resistencia interna de la batería, la tensión de ésta también tiene un pequeño rizado.



Si se requiere una corriente de carga uniforme, se puede conseguir montando a la salida del rectificador un filtro LC (Figura 1-29) o varias etapas LC en cascada.

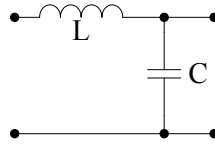


Figura 1-29 Filtro LC

Para conseguir los regímenes a intensidad o tensión constante los rectificadores han de ser controlados, pudiendo controlar la duración de los intervalos de conducción. Se pueden realizar cargadores de baterías con tensión y corriente controladas con tiristores.

### **Cargadores alimentados desde CA sin corrección del factor de potencia en varias etapas**

El diagrama de bloques general de los cargadores de baterías construidos en varias etapas es el mostrado en la Figura 1-22.

- En primer lugar, se estudiará en este epígrafe la 1ª etapa, conversión de corriente alterna a corriente continua (CA/CC).
- Las etapas posteriores que aparecen en la Figura 1-22 se estudiarán en el epígrafe “Posibles topologías para la 2ª etapa, convertidor CC/CC”, donde se evalúan conjuntamente las alternativas en la conversión CC/CC para cargadores de 2 etapas sin o con corrección del factor de potencia.
  - La corrección o no del factor de potencia afecta únicamente a la 1ª etapa (CA/CC), siendo idéntica la etapa CC/CC que adecúa esa corriente continua a la corriente de carga deseada.

Tradicionalmente, la conversión CA/CC se ha compuesto de un puente de diodos y un condensador de filtro, Figura 1-30 (a). Este circuito es simple, fiable y barato, pero la corriente que demanda a la red está compuesta por picos positivos y negativos de corta duración y elevado valor porque el condensador, una vez alcanzado el régimen permanente, se carga a un valor de tensión continua muy próximo a la tensión de pico de  $V_{\text{alimentación}}$ , lo que hace que circule corriente sólo cuando  $V_{\text{alimentación}} > V_{\text{condensador}}$ , Figura 1-30 (b).

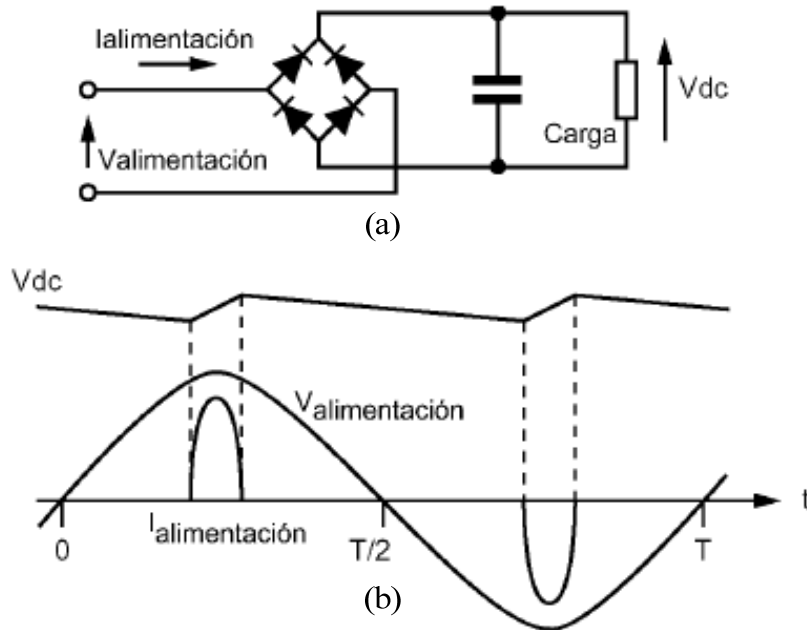


Figura 1-30 Rectificador de conmutación paralela doble monofásico con filtro por condensador:(a) circuito, (b) sus principales formas de onda

Para que no circulen armónicos por la red, la corriente que demandan los receptores conectados a ella debiera ser sinusoidal y para un menor consumo de energía reactiva, tensión y corriente debieran estar en fase. En el caso del circuito de la Figura 1-30 se puede ver que la corriente demandada a la red dista mucho de ser una senoide, por lo que su contenido en armónicos es elevado.

La circulación de armónicos en una instalación puede provocar un mal funcionamiento de los equipos en su entorno próximo:

- Distorsiones en aparatos de medida y telecomunicaciones.
- Calentamiento.
- Mayores pérdidas (aprovechamiento no óptimo de la energía).

Para minimizar este problema, distintas organizaciones internacionales han elaborado una normativa destinada a reducir los niveles de armónicos que se introducen en la red. La implantación de estas normas ha dado lugar a un importante desarrollo en las técnicas de corrección del factor de potencia.

Si se mide la tensión y corriente de entrada en un rectificador como el de la Figura 1-30 (a), se obtendrán oscilogramas similares a los de la Figura 1-31.

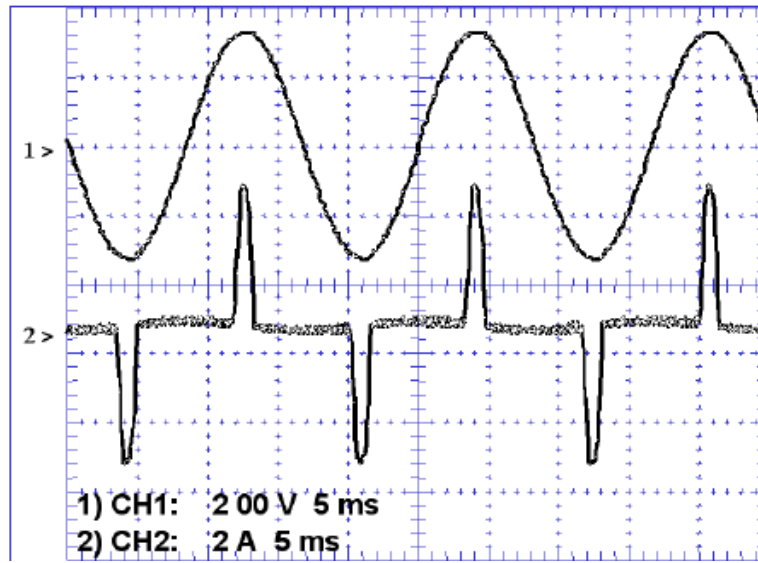


Figura 1-31 Tensión y corriente de entrada típicas en un convertidor CA/CC sin corrección del factor de potencia

En la Figura 1-31 se puede ver que tensión y corriente están en fase, pero la corriente dista mucho de ser una senoide. En la Figura 1-32 se puede ver que los armónicos de baja frecuencia tienen gran amplitud, lo que provocará una elevada tasa de distorsión armónica (THD).

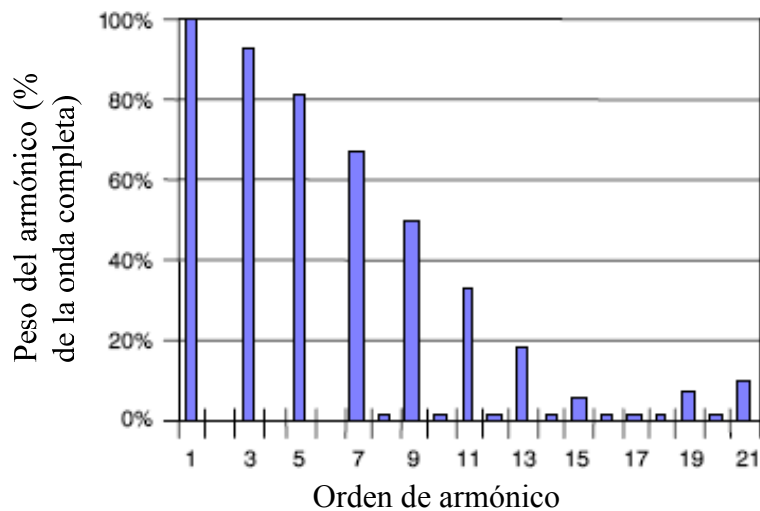


Figura 1-32 Contenido en armónicos de la corriente de la corriente de la Figura 1-31

### Cargadores alimentados desde CA con corrección del factor de potencia

Tradicionalmente, para corregir el factor de potencia se han utilizado métodos pasivos y dirigidos principalmente a corregir el desplazamiento de tensión y



corriente, puesto que se exigía por parte de las empresas de suministro eléctrico. En algunas ocasiones estos métodos pasivos servían para el filtrado de armónicos.

Actualmente se está imponiendo el uso de métodos activos para poder controlar mejor el factor de potencia, minimizando el contenido en armónicos y, además, pudiéndose regular la tensión de salida y la corriente de salida.

El desarrollo de los transistores de potencia, sobre todo de los IGBT, ha propiciado la aparición de cargadores de baterías basados en circuitos rectificadores que funcionan conmutando en alta frecuencia el transformador (o autotransformador) principal y la bobina limitadora. Se consigue reducir la potencia construida de algunos componentes y el peso total respecto de los equipos cargadores de baja frecuencia.

### Corriente de línea aproximadamente sinusoidal

#### Convertidores CA/CC en 2 etapas

El diagrama de bloques de un convertidor CA/CC en 2 etapas se representa en la Figura 1-33.

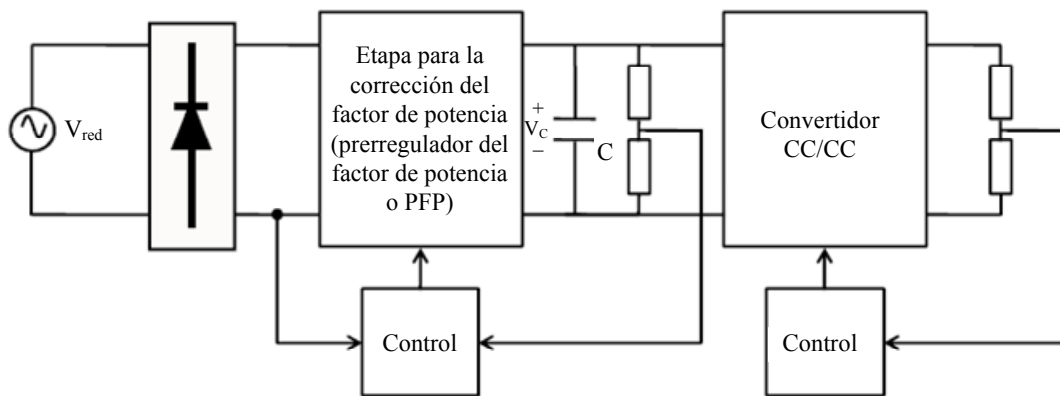


Figura 1-33 Diagrama de bloques de un convertidor CA/CC en 2 etapas

Este tipo de convertidor CA/CC se compone de 2 etapas independientes:

1. Etapa correctora del factor de potencia o prerreguladora del factor de potencia (PFP), que consta de 2 lazos de control:
  - a. Un lazo de control muestrea  $V_{red}$  y hace que la corriente de entrada:
    - i. Tenga la misma forma que la tensión de entrada.
    - ii. Esté en fase con la tensión de entrada.
  - b. Otro lazo de control regula la tensión en el condensador de almacenamiento (C).



- i. Su respuesta dinámica es lenta, por lo que se incluye la 2ª etapa (convertidor CC/CC).
2. Convertidor CC/CC. Cuenta con un único lazo de control que:
  - a. Regula la tensión de salida.
  - b. Tiene una respuesta dinámica suficientemente rápida.

Un convertidor en 2 etapas tiene buenas características de cara a la red, pero tiene la desventaja de la complejidad, pues hay que diseñar 2 convertidores capaces de transferir la potencia de entrada con el máximo rendimiento.

- Ventajas:
  - Corriente demandada de la red prácticamente sinusoidal.
  - Apto para un rango de entrada universal.
  - Tensión de almacenamiento ( $V_C$ ) regulada.
  - Flexibilidad de diseño.
  - Válido para aplicaciones de baja y alta potencia.
- Desventajas:
  - Complejidad (2 convertidores).
  - Elevado número de componentes, lo que aumenta el coste.
  - Requiere al menos 3 lazos de control:
    - 2 lazos en el prerregulador del factor de potencia.
    - 1 lazo en el convertidor CC/CC.
  - Se trata la energía 2 veces (1 vez en cada convertidor), por lo que el rendimiento baja.

### **Posibles topologías para la 1ª etapa, prerregulador del factor de potencia (PFP)**

A menudo se utilizan topologías basadas en el convertidor elevador para la corrección del factor de potencia debido a su mejor rendimiento [9]:

- Eficiencia
- Coste

En [10] se lleva a cabo una comparación de los siguientes circuitos para la corrección del factor de potencia basados en el convertidor elevador:

1. Elevador convencional
2. Elevador entrelazado
3. Elevador sin medio puente con fase cambiada



4. Elevador entrelazado sin puente
5. Elevador entrelazado resonante

Se analizará cada uno de ellos para comprobar su idoneidad para la aplicación concreta de este proyecto.

### Elevador convencional

La topología convencional del convertidor elevador es de las más usadas para aplicaciones de corrección del factor de potencia. Usa un puente de diodos para rectificar la corriente de entrada (CA) a CC, seguido del elevador propiamente dicho, como se puede ver en la Figura 1-34.

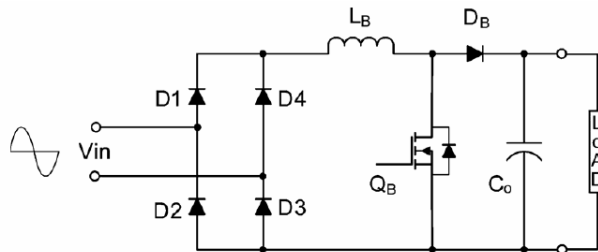


Figura 1-34 Convertidor elevador convencional para la corrección del factor de potencia

Características más significativas:

- Corriente de rizado del condensador de salida muy elevada debida a la diferencia entre la corriente del diodo y la corriente demandada por la carga.
  - Consecuencias:
    - Si aumenta la potencia demandada aumentan las pérdidas en el puente de diodos, luego la eficiencia disminuye.
    - La disipación de calor en el puente de diodos puede ser problemática cuando la potencia demandada es alta.

Debido a estas limitaciones, esta topología es adecuada para un rango de baja-media potencia, hasta aproximadamente 1 kW.

Formas de solventar las limitaciones propias de esta topología para potencias superiores a 1 kW:

- Utilizar semiconductores discretos en paralelo.
- O utilizar módulos bastante caros.





Esto requiere un diseño de compromiso entre núcleo, tamaño e inductancia de la bobina:

- Disminuir la inductancia tiene las siguientes consecuencias:
  - Aumenta el rizado de la corriente de entrada.
  - Aumenta el rizado de alta frecuencia en el condensador, luego disminuye el tiempo de vida del condensador.

Por sus características, el convertidor elevador convencional no es la opción preferida para la aplicación objeto del presente proyecto.

### Elevador entrelazado

El convertidor elevador entrelazado, Figura 1-35, consiste en 2 convertidores elevadores en paralelo operando desfasados 180°.

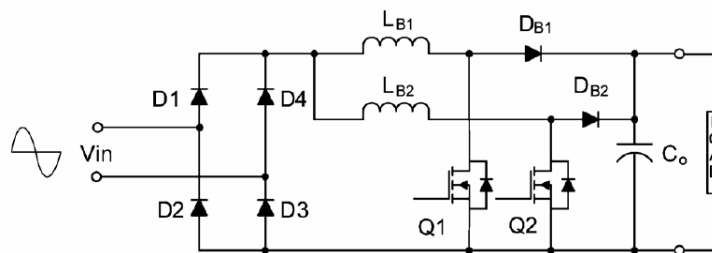


Figura 1-35 Convertidor elevador entrelazado

Ventajas:

- La corriente de entrada es la suma de la corriente de 2 bobinas.
  - Debido a que la onda de la corriente de ambas bobinas están en oposición de fase, tienden a cancelarse mutuamente, lo que disminuye el rizado de la corriente de entrada debido a las conmutaciones del convertidor elevador.
  - Además, conmutando a 180° de desfase se dobla la frecuencia efectiva de conmutación, con lo que:
    - Se disminuye el rizado en la corriente de entrada.
    - Se disminuye el rizado en el condensador, lo que provoca menor stress en el condensador.



Desventajas:

- De manera similar a como ocurre en el convertidor elevador, la disipación de calor en el puente de diodos puede ser problemática cuando la potencia demandada es alta.
  - Los niveles de potencia se limitan a aproximadamente 3'5 kW [10].

### Elevador sin medio puente con fase cambiada

La topología del convertidor elevador sin puente para la corrección del factor de potencia evita la necesidad de un puente rectificador, sin embargo, mantiene la clásica topología del elevador, como se puede ver en la Figura 1-36.

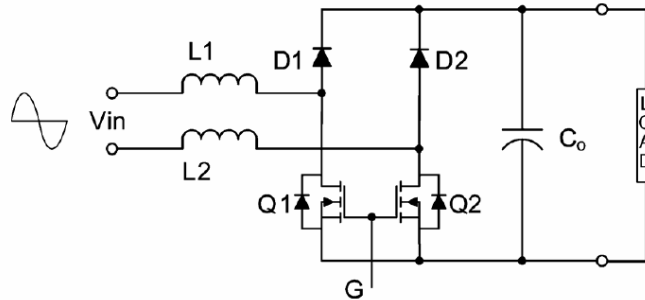


Figura 1-36 Convertidor elevador sin medio puente

Ventajas:

- Solución atractiva para aplicaciones de potencia  $> 1$  kW, donde son importantes:
  - Densidad de potencia
  - Eficiencia
- Este convertidor resuelve el problema de la disipación de calor en el puente rectificador de diodos del convertidor elevador convencional.

Desventajas:

- Se aumentan las interferencias electromagnéticas.
- Tensión de línea de entrada flotante respecto a la masa del convertidor, luego:
  - Medir la tensión de entrada requiere:
    - Un transformador de baja frecuencia (la frecuencia de la red).
    - O un optoacoplador.
- Para medir la corriente de entrada se necesita una circuitería complicada para medir separadamente:



- La corriente por el transistor.
- La corriente por el diodo.

Esto es debido a que el camino de la corriente no comparte la misma referencia o masa durante cada medio ciclo de línea.

Esas desventajas se abordan en el circuito de la Figura 1-37.

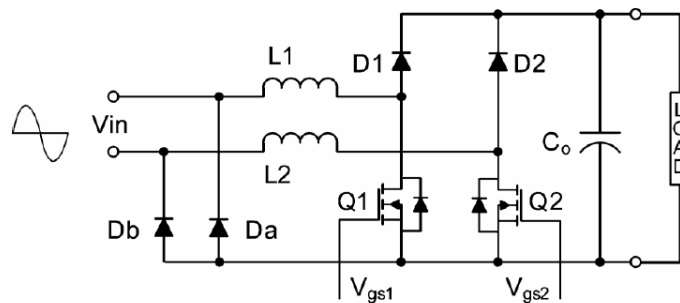


Figura 1-37 Elevador sin medio puente con fase cambiada

Sin embargo, la topología de la Figura 1-37 no logra alta eficiencia a plena carga puesto que se somete a los transistores a stress debido a las altas corrientes de recuperación en los diodos [10].

- El circuito de la Figura 1-37 consigue una buena eficiencia también con cargas ligeras.
  - Este aspecto es interesante en cargadores de baterías debido a que su consumo es muy diferente según el momento de la carga en que se encuentre.

### Elevador entrelazado sin puente

Esta topología (Figura 1-38) fue propuesta en [11] para potencias superiores a 3'5 kW.

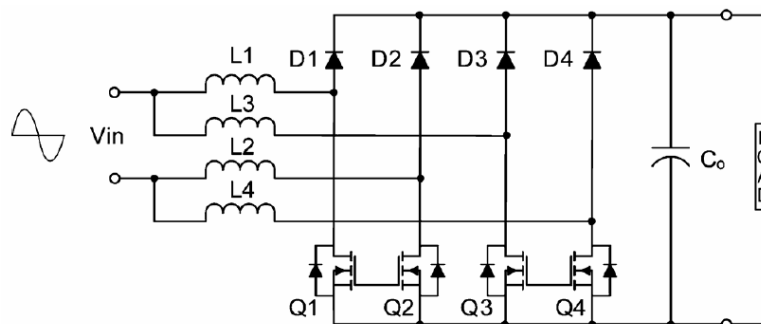


Figura 1-38 Elevador entrelazado sin puente



En comparación con el Elevador entrelazado:

- Introduce 2 transistores.
- Reemplaza 4 diodos lentos por 2 diodos rápidos.
- De manera similar, las señales de puerta están desfasadas 180°.

Características más significativas:

- Factor de potencia elevado.
- Alta eficiencia en todo el rango de carga.
- Reducidos armónicos en la corriente de entrada.

### Elevador entrelazado resonante

La topología entrelazada resonante operando en modo de conducción límite (límite entre conducción continua y conducción discontinua) fue presentado por Infineon Technologies [12], Figura 1-39.

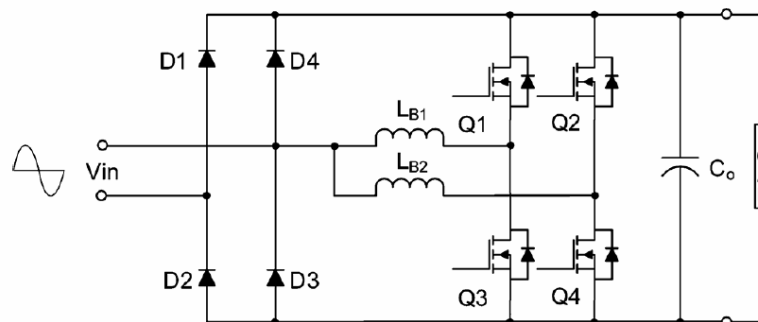


Figura 1-39 Elevador entrelazado resonante

En comparación con el Elevador entrelazado:

- Ventajas:
  - Reemplaza 4 diodos rápidos por 4 diodos lentos.
- Desventajas:
  - Requiere 4 drivers para los transistores.
  - Requiere 2 conjuntos de sensores de corriente.
  - Requiere 2 redes snubber.
  - Requiere un control digital complicado.



### Evaluación comparativa de las distintas topologías

Si se evalúan comparativamente distintos aspectos de las topologías para el prerregulador del factor de potencia, se obtiene la Tabla 1-5 [10].

Topología	Elevador convencional	Elevador sin medio puente con fase cambiada	Elevador entrelazado	Elevador entrelazado sin puente	Elevador entrelazado resonante
Potencia nominal	< 1 kW	< 3'5 kW	< 3'5 kW	> 5 kW	> 5 kW
Interferencias electromagnéticas / ruido	Malo	Aceptable	Aceptable	Mejor	Mejor
Rizado en el condensador	Alto	Medio	Bajo	Bajo	Bajo
Rizado en la entrada	Alto	Medio	Bajo	Bajo	Bajo
Tamaño de los elementos magnéticos	Grande	Medio	Pequeño	Pequeño	Pequeño
Eficiencia	Mala	Mejor	Aceptable	Mejor	Aceptable
Coste	Bajo	Medio	Medio	Alto	El más alto

Tabla 1-5 Evaluación comparativa de las distintas topologías para el prerregulador del factor de potencia

### Posibles topologías para la 2ª etapa, convertidor CC/CC

Para la conversión CC/CC resulta muy conveniente utilizar un convertidor CC/CC acoplado por transformador por los siguientes motivos:

1. Conseguir aislamiento galvánico entre el circuito de carga de la batería y la red de alimentación.
2. Permite disponer de una tensión de salida muy diferente a la de entrada.
  - En el caso de utilizar un prerregulador del factor de potencia basado en el convertidor elevador, se dispondrá de una tensión continua de unos 400 V, mientras que para cargar la batería se requieren 56 V, una tensión unas 7 veces menor.



Además, si se utiliza un transformador en esta etapa CC/CC, mediante técnicas de conmutación es posible hacer que la corriente alterna que circule por el transformador sea una frecuencia mucho mayor que la de la red, lo que implica:

- Ventajas:
  - Transformador más barato.
  - Transformador menos voluminoso y pesado.
  - Permite una mayor densidad de potencia.
  - Mejora la eficiencia en la conversión.
- Desventajas:
  - Solución menos robusta que transformador a frecuencia de la red.
  - Solución más complicada que transformador a frecuencia de la red.

Las topologías más comunes en la etapa CC-CC son las siguientes [10]:

1. Convertidor de puente completo con conmutación a tensión cero (ZVS) con fase desplazada
2. Topología LLC resonante
3. Convertidor de conmutación suave con filtro capacitivo a la salida

La conmutación a tensión cero (ZVS) o a corriente cero (ZCS) en convertidores CC/CC generalmente requiere un amplio rango de frecuencia de control.

- Este hecho dificulta la optimización de los componentes de los filtros.

Para rangos de frecuencia reducidos se han propuesto convertidores cuasirresonantes o multirresonantes:

- El alto stress en los componentes hace que estos convertidores sean poco prácticos para aplicaciones de alta potencia o alta tensión de salida.

Los convertidores resonantes de frecuencia constante pueden lograr ZCS o ZVS.

- Pero a expensas de someter a los componentes a todavía más stress [13].

Cuando los convertidores modulados por ancho de pulso convencionales se hacen funcionar a altas frecuencias:

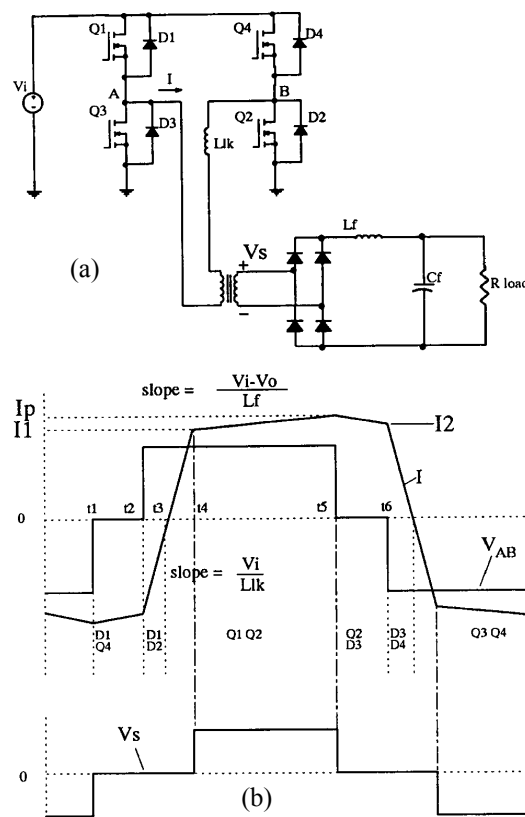
1. Los parasitarios del circuito tienen efectos perjudiciales sobre el rendimiento del convertidor.



2. Las pérdidas por conmutación son especialmente pronunciadas en aplicaciones de alta potencia o alta tensión.
3. Normalmente se requieren redes snubber
  - Añadiendo así pérdidas significativas cuando funciona a alta frecuencia.

### Convertidor de puente completo con conmutación a tensión cero (ZVS) con fase desplazada [13]

Su circuito y formas de onda principales se pueden ver en la Figura 1-40.



**Figura 1-40** Convertidor de puente completo con conmutación a tensión cero (ZVS) con fase desplazada [13]: (a) circuito, (b) formas de onda de primario y secundario.

Consiste en un método de operación del convertidor PWM de puente completo que permite a todos los conmutadores conmutar a tensión cero (ZVS) haciendo uso de los parasitarios del circuito para conseguir la conmutación resonante.

- Para conseguir conmutación a tensión cero, las 2 ramas del puente se hacen funcionar con un desplazamiento de fase. Este modo de funcionamiento:
  - Permite una descarga resonante de la capacidad de salida de los MOSFETs.



- Posteriormente fuerza la conducción de cada diodo en antiparalelo con los MOSFETs antes de la conducción del MOSFET, ver Figura 1-40.

El convertidor de la Figura 1-40 tiene las siguientes ventajas:

1. Consigue conmutación a tensión cero utilizando:
  - a. La inductancia de dispersión del transformador.
  - b. La capacidad de salida de los conmutadores.No se requieren componentes añadidos para llevar a cabo la conmutación a tensión cero.
2. La conmutación a tensión cero:
  - a. Permite el funcionamiento con stress y pérdidas de conmutación muy reducidas.
  - b. Elimina la necesidad de redes snubber en el lado del primario del transformador.
  - c. Permite la conmutación a alta frecuencia, esto mejora:
    - Densidad de potencia.
    - Eficiencia en la conversión.
3. Tiene corrientes eficaces mucho menores que los convertidores resonantes.

Pero también tiene algunos inconvenientes:

1. Tiene una corriente eficaz algo mayor que un convertidor PWM de puente completo convencional.

Sus ventajas hacen que este convertidor sea muy adecuado para aplicaciones de alta potencia o alta tensión.

Se debe tener en cuenta:

- El funcionamiento de este convertidor requiere consideraciones de diseño que difieren del convertidor modulado por ancho de pulso de puente completo.
- La respuesta de pequeña señal del convertidor conmutado a tensión cero difiere significativamente de la de su homólogo modulado por ancho de pulso.





### Topología LLC resonante [6]

Su circuito se puede ver en la Figura 1-41.

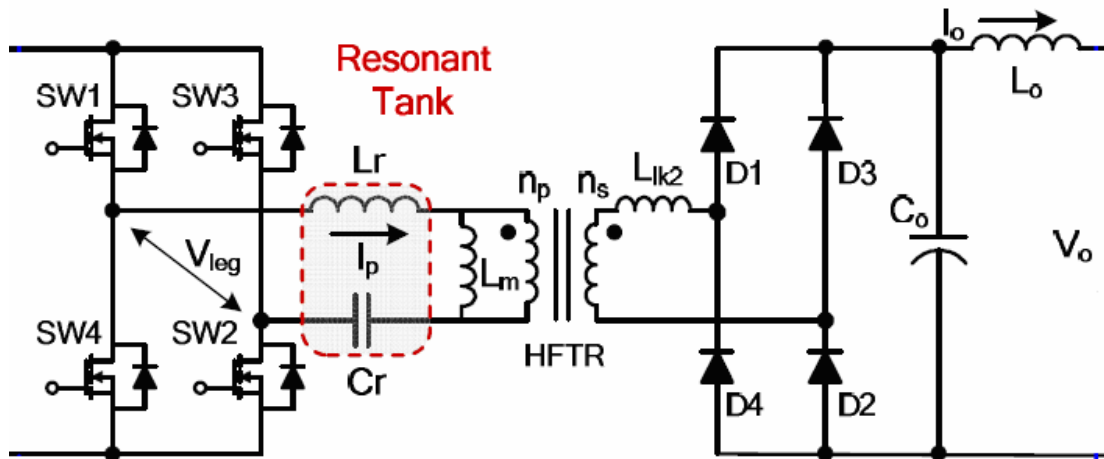


Figura 1-41 Topología LLC resonante [6]

Ventajas:

1. Se puede regular la tensión de salida:
  - a. Sobre un amplio rango de entrada.
  - b. Sobre amplias variaciones de carga.

Con una relativa pequeña variación de la frecuencia de conmutación.

2. Todos los elementos parásitos, incluyendo:
  - a. Capacidad de salida del MOSFET.
  - b. Inductancia de dispersión del transformador.
  - c. Inductancia magnetizante del transformador.

Se utilizan para conseguir:

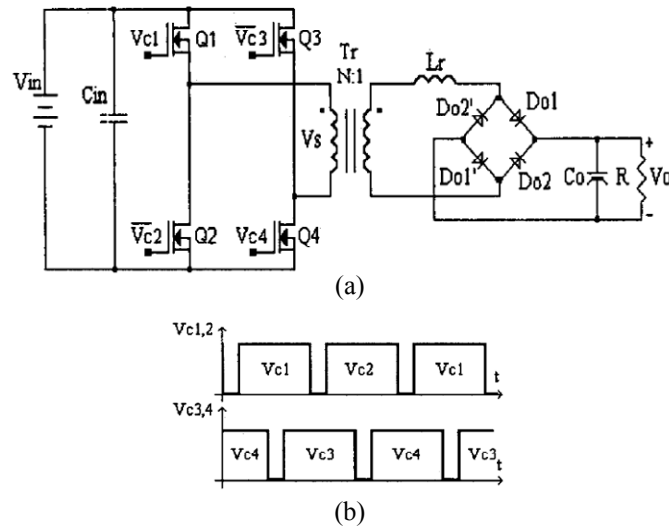
- a. Conmutación suave.
- b. Funcionamiento a alta frecuencia.

Desventajas:

1. Utilizando solamente la inductancia de dispersión del transformador referida al primario no es viable utilizar el convertidor para aplicaciones:
  - a. Con un amplio rango de tensión de salida.
  - b. Con amplias variaciones en la carga.

**Convertidor de conmutación suave con filtro capacitivo a la salida [14]**

Su circuito se puede ver en la Figura 1-42.



**Figura 1-42 Convertidor de conmutación suave con filtro capacitivo a la salida [14]: (a) circuito, (b) secuencia de las señales de control del puente en el primario**

El objetivo de este circuito consiste en disminuir el impacto negativo de la recuperación inversa de los rectificadores para convertidores de alta tensión de salida.

Ventajas:

1. Un gradiente de corriente en el apagado a través de los rectificadores reducido.
  - Lo que disminuye la amplitud de la corriente de recuperación inversa.
2. La tensión inversa en los diodos del puente rectificador del secundario está limitada a la tensión de salida.
3. La energía almacenada en la inductancia resonante se transfiere completamente a la carga.
4. Bajo gradiente en la corriente triangular del secundario.
  - Lo que permite la terminación de la conmutación a tensión cero (ZVS) en un rango amplio de carga.

Desventajas:

1. La corriente eficaz del primario aumenta debido al modo de funcionamiento discontinuo.



### Seguidor de tensión [15]

Algunos convertidores diseñados para funcionar en modo de conducción discontinuo son seguidores de tensión de forma natural y el lazo interno de corriente puede ser eliminado; lo que significa una simplificación del circuito de control. Algunos de estos convertidores son:

- Elevador - reductor
- Flyback
- SEPIC
- Cuk
- Zeta
- Un convertidor elevador puede ser diseñado para corriente de línea sinusoidal, pero forzando una elevada tensión de salida.

Ventajas:

- En términos generales es una buena opción para baja y media potencia (100 W — 1 kW).
- Ausencia de pérdidas debidas a la corriente inversa de recuperación del diodo del convertidor elevador. Este hecho permite el uso en aplicaciones de alta potencia.

### Filtros pasivos

Consiste en añadir elementos reactivos (bobinas y condensadores) al rectificador para que el contenido armónico de la corriente de entrada quede dentro de los límites impuestos por la normativa.

La compensación se puede hacer, principalmente, de 2 maneras:

1. A nivel de receptor (corrección individual):  
Generalmente se usa para receptores con un régimen de funcionamiento poco variable.
2. A nivel de instalación (corrección centralizada):  
Generalmente se usa para instalaciones con cargas variables. Se suelen utilizar bancos de condensadores que entran en funcionamiento de manera escalonada.

El circuito de la Figura 1-43 es un ejemplo de un rectificador de 250 W de potencia con corrección pasiva del factor de potencia.

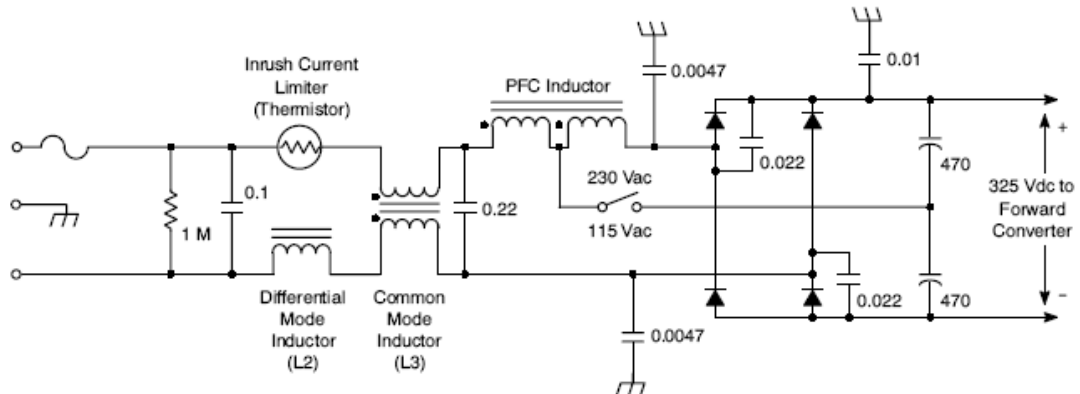


Figura 1-43 Rectificador con corrección pasiva del factor de potencia (250 W)

Funcionamiento del circuito de la Figura 1-43:

1. Tensión de entrada 230 V de AC (interruptor abierto, como se muestra): el circuito corresponde a un rectificador de onda completa, obteniendo 325 V a la salida.
2. Tensión de entrada 115 V de AC (interruptor cerrado, al contrario de cómo se muestra): la parte izquierda de “PFC Inductor” y del puente de diodos se utilizan, funcionando el circuito como un doblador de media onda, obteniendo también 325 V a la salida.

En el convertidor de la Figura 1-43 la tensión de salida variará si lo hace la tensión de entrada. [16]

Principales ventajas e inconvenientes de la corrección pasiva del factor de potencia:

- Ventajas:
  - Coste relativamente bajo.
  - Simplicidad (sólo emplea elementos pasivos).
  - Fiabilidad.
  - Robustez.
  - Baja emisión de interferencias electromagnéticas.
  - No introduce armónicos de alta frecuencia en la red.
- Desventajas:
  - Mala regulación de carga (mala respuesta ante variaciones de carga).
  - Mala regulación de línea (mala respuesta ante variaciones en la línea).
  - Elevada complejidad de diseño para un rango de entrada universal:
    - Se diseña para unas condiciones de carga determinadas y fuera de esas condiciones la corrección no será tan buena.
  - Elevada corriente en el arranque.



- Elimina un número limitado de armónicos.
- En general, el factor de potencia se mejora, pero no se acerca tanto a 1 como con otras soluciones activas a la corrección del factor de potencia.
- Elevado tamaño.
- Elevado peso.

### Alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas convencional procesando menos energía [15]

Se han llevado a cabo muchos intentos para mejorar el procesamiento de energía en los convertidores CA/CC comparado con los convertidores CA/CC en 2 etapas, en los que la energía se procesa 2 veces. El objetivo es aumentar la eficiencia cambiando la manera en la que la energía es procesada, ver Figura 1-44.

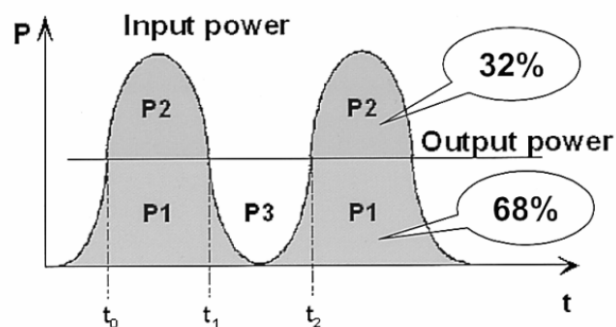


Figura 1-44 Forma de onda de la potencia en un convertidor CA/CC supuestas tensión y corriente de entrada sinusoidales

Nótese que la manera en la que la energía es procesada no define exactamente la eficiencia de la conversión, pero muchos autores usan el procesamiento de energía para dar una idea de la eficiencia. Se destacan 4 alternativas dentro de este epígrafe:

#### 1. Uso de un convertidor bidireccional

Un convertidor bidireccional conectado en paralelo a la salida del prerregulador del factor de potencia (Figura 1-45) para absorber el exceso de potencia (P2 en la Figura 1-44) y almacenarla. Este 32% de la potencia se entrega a la carga para completar el área P3.

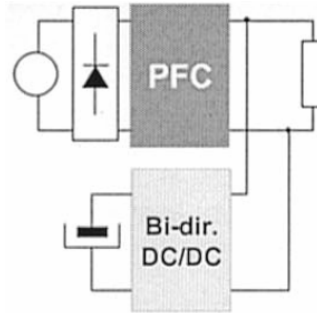


Figura 1-45 Convertidor bidireccional conectado en paralelo al prerregulador del factor de potencia

Ventajas:

- Promediando, la potencia de salida es procesada  $1/64$  veces en lugar de 2.

Desventajas:

- Hay 2 convertidores y 1 de ellos es bidireccional, lo que obliga a utilizar transistores en lugar de diodos.

## 2. Procesamiento de la energía en paralelo

En esta solución hay 2 caminos para la potencia (Figura 1-46).

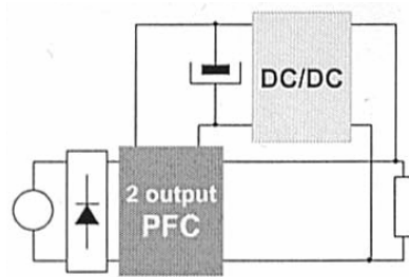


Figura 1-46 Convertidor con procesamiento paralelo de la energía

La potencia  $P_1$  de la Figura 1-44 se entrega a través de 1 de ellos directa a la carga.  $P_2$  es almacenada después del primer procesamiento y, entonces, se entrega a la carga cuando  $P_3$ .

Ventajas:

- La potencia de salida es procesada  $1/32$  veces en lugar de 2.

Desventajas:

- La etapa de potencia es muy complicada:
  - Requiere al menos 3 conmutadores.
  - Requiere una estrategia de control precisa.



### 3. Reposicionado de los bloques de potencia

Consiste en dividir la onda de potencia en 2 partes iguales, entregando 1 de ellas a la carga. Se logra cambiando la posición de los convertidores en un CA/CC de 2 etapas, ver Figura 1-47.

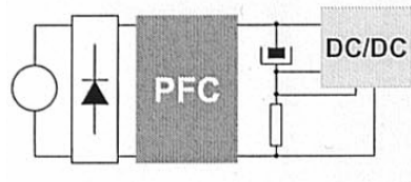


Figura 1-47 Convertidor CA/CC en 2 etapas con el CC/CC reposicionado

La mitad de la energía se procesa 1 vez y el resto 2 veces.

Ventajas:

- La potencia de salida es procesada 1'5 veces en lugar de 2.

Desventajas:

- El campo de aplicación es reducido debido a las restricciones en la conexión de los convertidores.

### 4. Uso de un post-regulador CC/CC en serie

El rizado de baja frecuencia a la salida del prerregulador del factor de potencia se puede eliminar utilizando un convertidor CC/CC en serie, (Figura 1-48).

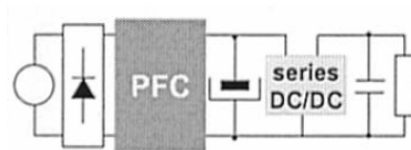


Figura 1-48 Convertidor CA/CC con post-regulador CC/CC en serie

La tensión de salida está fijada principalmente por el prerregulador del factor de potencia para mantener bajos índices de potencia en el convertidor CC/CC.

Ventajas:

- Sólo una fracción de la potencia de salida ( $\approx 15\%$ ) se procesa 2 veces.

Desventajas:

- El post-regulador está diseñado para baja tensión de salida y corriente nominal, su implementación aumenta las exigencias a las que se somete a los componentes.



A modo de resumen de este grupo de soluciones (Alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas convencional procesando menos energía), como se requieren 2 convertidores y sus respectivos controles, no se encuentran grandes ventajas desde el punto de vista del coste comparado con los convertidores de CA/CC en 2 etapas convencionales (Figura 1-33).

### **Alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas convencional procesando mejor la energía [15]**

No sólo es importante la cantidad de energía procesada (grupo anterior, Alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas convencional procesando menos energía) sino también la eficiencia con que se procesa. En este grupo se mejora la eficiencia en la conversión reduciendo las pérdidas de potencia mejorando la eficiencia de una de las etapas.

Es inherente al prerregulador del factor de potencia manejar una tensión elevada (cientos de voltios) y, por tanto, se penaliza la eficiencia del prerregulador y del convertidor CC/CC, especialmente en aplicaciones de baja potencia, por esta razón, es deseable utilizar conmutación suave si es viable.

Maneras de reducir las pérdidas de potencia y mejorar la eficiencia de una de las etapas:

#### **1. 1ª etapa (prerregulador del factor de potencia):**

##### **i. Redes auxiliares para reducir las pérdidas de conmutación**

Se han descrito muchas técnicas para reducir las pérdidas por conmutación en los CA/CC de 2 etapas. Probablemente la más interesante es la aplicada al elevador debido a su elevada tensión de salida y las pérdidas debidas a la recuperación inversa del diodo. En términos generales, todas estas soluciones tienen las siguientes ventajas y desventajas:

Ventajas:

- Esas redes adicionales no afectan a la evolución de la corriente demandada a la red.

Desventajas:

- Se requiere un conmutador adicional.
- Se requiere algunos (aunque pequeños) elementos reactivos.
- Se incrementa el tamaño de la etapa de control.





## ii. Convertidores resonantes y cuasirresonantes

Ventajas:

- Se obtiene una corriente de red con buena forma de onda sin utilizar lazo de corriente de entrada.

Desventajas:

- La energía de circulación penaliza la eficiencia.

## 2. 2ª etapa (convertidor CC/CC):

### i. Convertidores de conmutación suave

Estas topologías son especialmente adecuadas para elevadas tensiones de entrada, lo que suele cumplirse si se emplea un convertidor elevador como 1ª etapa.

### ii. Utilizar un post-regulador de alta eficiencia

La eficiencia global se puede incrementar utilizando un convertidor muy optimizado como 2ª etapa. En [17] se describe un post-regulador con 2 entradas que usa dispositivos de baja tensión independientemente de la tensión de salida (Figura 1-49).

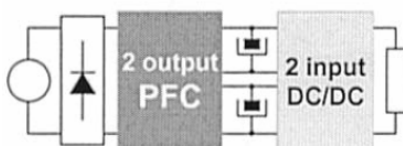


Figura 1-49 Convertidor CA/CC + post-regulador de alta eficiencia propuesto en [17]

Ventajas:

- Alta eficiencia, especialmente en aplicaciones con alta tensión de salida.

Desventajas:

- Obliga a modificar el prerregulador del factor de potencia añadiendo una 2ª entrada.

## Filtrado activo

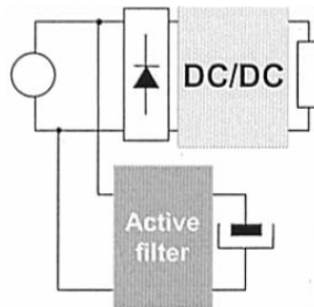
Se suele utilizar para hacer que la corriente demandada a la red por una instalación existente se aproxime a una senoide con factor de potencia próximo a 1 porque no es necesario hacer cambios en la instalación.



Su uso está prácticamente limitado a instalaciones de alta potencia debido a su alto coste y complejidad, aunque también se puedan utilizar en baja potencia. [16]

Utilizando filtros activos se puede atenuar todas las componentes armónicas de baja frecuencia, pero los filtros activos suelen generar armónicos de alta frecuencia e interferencias electromagnéticas.

Aunque el uso de filtros activos es muy común en instalaciones de alta potencia (decenas de kW) también se puede usar para la corrección del factor de potencia de un convertidor CA/CC. La Figura 1-50 muestra la configuración en paralelo.

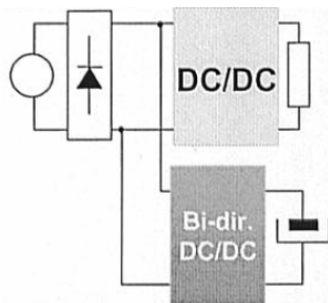


**Figura 1-50 Convertidor CA/CC + filtro activo en paralelo**

El filtro activo en 4 cuadrantes se encarga de obtener una corriente de línea sinusoidal incluso cuando la carga es no lineal. Habitualmente la etapa de control se hace usando procesamiento digital de señal (DSP).

- En una aplicación de baja potencia esta solución no es rentable.

Una implementación más simple consiste en colocar el filtro en el lado del rectificador (Figura 1-51), siendo un convertidor en 2 cuadrantes.



**Figura 1-51 Convertidor CA/CC + filtro activo tras el rectificador**

La etapa de potencia tiene 2 conmutadores y el circuito de control se implementa usando un controlador de corrector de factor de potencia común. Esta solución es



interesante para convertir un dispositivo que consume una corriente no sinusoidal en sinusoidal sin modificar el sistema.

### **Corriente de línea no sinusoidal, pero ajustada a IEC 61000-3-2**

#### **Convertidores CA/CC en 1 etapa con corrección del factor de potencia**

Se trata de integrar en una única etapa las 2 etapas que integran los convertidores en 2 etapas. Esta solución no consigue una forma de la corriente de entrada tan buena como en los convertidores de 2 etapas, pero suele ser suficiente para cumplir la norma EN 61000-3-2 con un coste moderado.

Comparaciones exhaustivas de los costes de fabricación y el rendimiento de la corrección del factor de potencia pasiva, activa en 2 etapas y activa en 1 etapa han puesto de manifiesto que la corrección en 1 etapa es una solución rentable en aplicaciones de baja potencia (típicamente por debajo de 200W) [18]. Para potencias menores de 600 W los límites aplicables de la norma EN 61000-3-2 son los de la clase A o los de la clase D.

Habitualmente, en un convertidor CA/CC la potencia instantánea demandada a la red ( $P_{red}$ ) no coincide con la potencia instantánea demandada por la carga de CC ( $P_{CC}$ ), situación que puede ser resuelta incluyendo un componente capaz de almacenar energía que:

- Almacenará energía cuando  $P_{red} > P_{CC}$ .
- Cederá energía a la carga de CC cuando  $P_{red} < P_{CC}$ .

Normalmente este elemento capaz de almacenar energía es un condensador y se le suele denominar “condensador de almacenamiento”.

En los convertidores CA/CC en 1 etapa, la tensión del condensador de almacenamiento no está regulada (al contrario de los de 2 etapas), se regula la tensión de salida; por lo que la tensión en el condensador de almacenamiento varía.

En la Figura 1-52 se representa en diagrama de bloques de un convertidor CA/CC en 1 etapa.

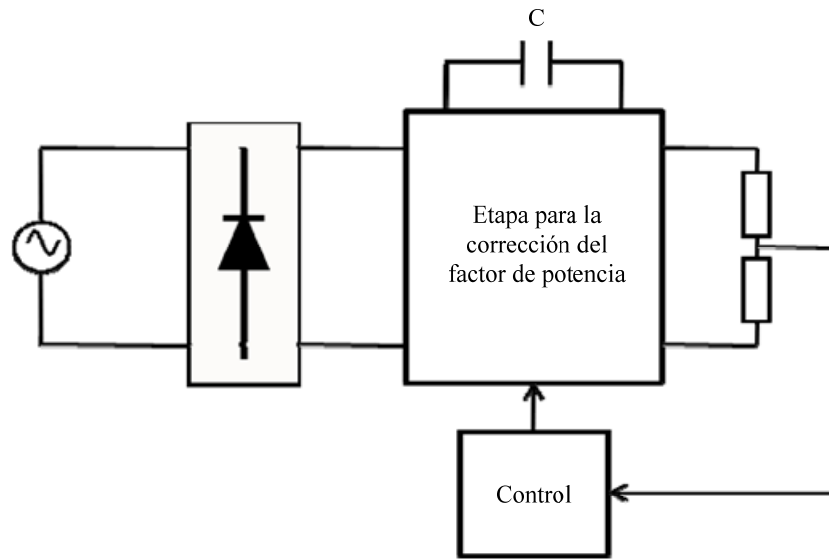


Figura 1-52 Diagrama de bloques de un convertidor CA/CC en 1 etapa

- Ventajas:
  - Coste moderado.
  - La energía se trata 1 vez, luego se puede conseguir alto rendimiento.
  - Menor número de componentes que en CA/CC de 2 etapas.
- Desventajas:
  - Corriente de línea no sinusoidal (aunque sí cumpla normas).
  - Tensión del condensador de almacenamiento no regulada, luego se requiere un condensador más grande que en 2 etapas.
  - Diseño dificultoso.
  - Limitado a aplicaciones de baja potencia (hasta unos 300W) [15].

Se pueden emplear distintos convertidores CC/CC para la corrección del factor de potencia, pues el único requisito es cerrar un lazo de corriente de respuesta rápida en torno a la corriente de entrada para que ésta tenga la misma forma que la tensión de entrada.



Conclusiones

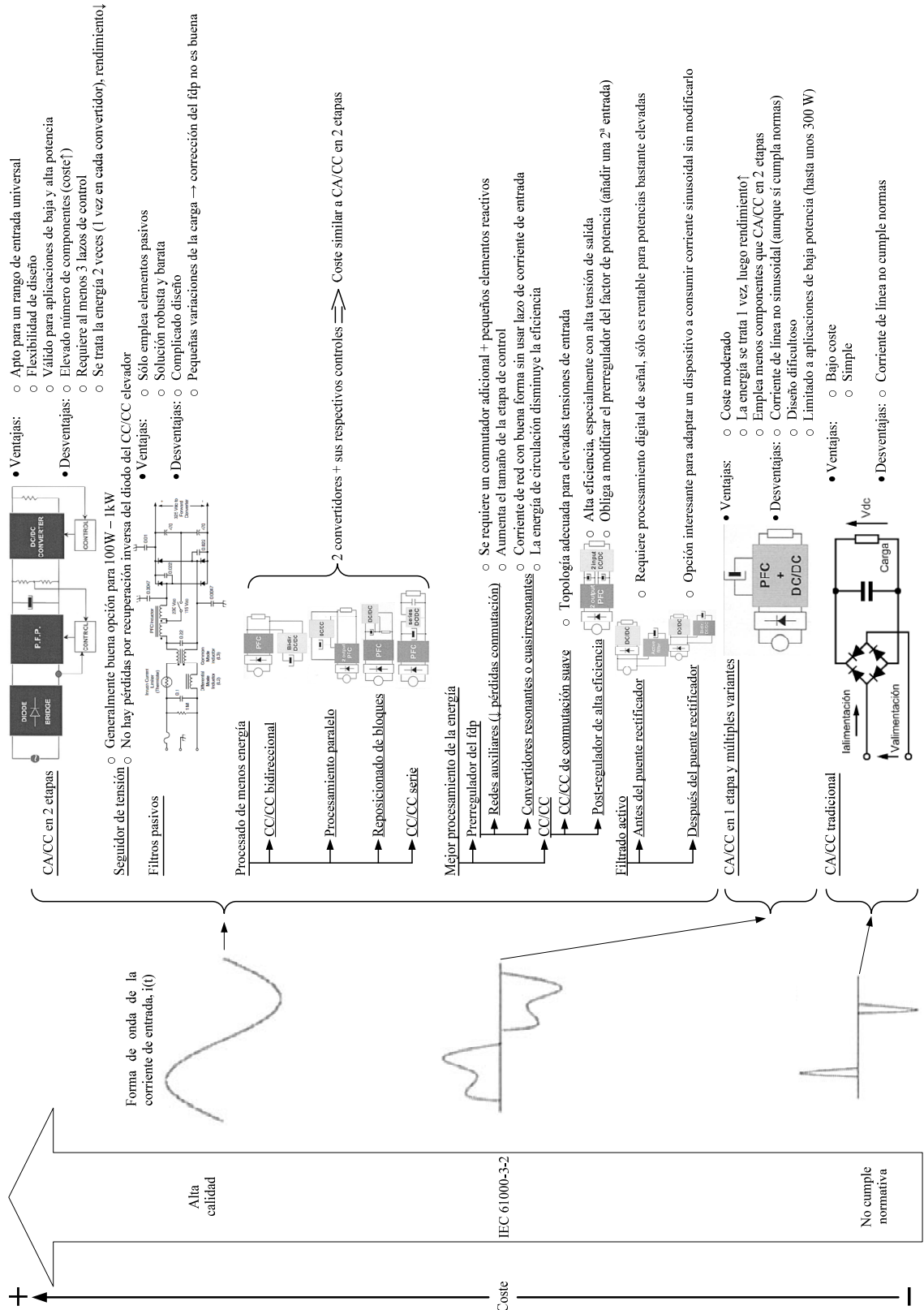


Figura 1-53 Alternativas en la conversión CA/CC y principales características



Coste	Calidad	$i_{red}$	Topología	Características			
+	+	Sinusoidal	Convertidor CA/CC en 2 etapas	Ventajas	$i_{red} \approx$ sinusoidal Apto para un rango de entrada universal. Tensión de almacenamiento $V_c$ regulada. Flexibilidad de diseño. Válido para aplicaciones de baja y alta potencia.		
				Desventajas	Complejidad (2 convertidores). Elevado n° de componentes → coste f. Requiere al menos 3 lazos de control: 2 lazos en el prerregulador del factor de potencia. 1 lazo en el convertidor CC/CC. Se trata la energía 2 veces → rendimiento ↓.		
			Seguidor de tensión		En términos generales es buena opción para 100W – 1kW. Ausencia de pérdidas debidas a la corriente de recuperación inversa del diodo del convertidor elevador → se puede usar en aplicaciones de alta potencia.		
			Filtros pasivos	Ventajas	Sólo emplea elementos pasivos. Soluciones robustas y baratas. Baja emisión de interferencias electromagnéticas. No introduce en la red armónicos de alta frecuencia.		
				Desventajas	Elevada complejidad de diseño para un rango de entrada universal: Se diseña para unas condiciones de carga determinadas y fuera de esas condiciones la corrección no será tan buena. Mala respuesta ante variaciones de la carga. Mala respuesta ante variaciones en la línea. Elevada corriente de arranque. Elimina un n° limitado de armónicos. Equipos voluminosos y pesados.		
			Alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas convencional procesando menos energía:				
			1.- CC/CC bidireccional	Ventajas	Promediando, la potencia de salida se trata 1/64 veces en lugar de 2.		Como se requieren 2 convertidores y sus respectivos controles, no se encuentran grandes ventajas económicas respecto a los CA/CC en 2 etapas convencionales
				Desventajas	Hay 2 convertidores: 1 de esos convertidores es bidireccional → usar transistores en vez de diodos.		
			2.- Procesar energía en paralelo	Ventajas	La potencia de salida es procesada 1/32 veces en lugar de 2.		
				Desventajas	La etapa de potencia es muy complicada: Requiere al menos 3 conmutadores. Requiere una estrategia de control precisa.		
			3.- Reubicación de los bloques de potencia	Ventajas	La potencia de salida es procesada 1/5 veces en lugar de 2.		
				Desventajas	Campo de aplicación reducido debido a las restricciones en la conexión de los convertidores.		
			4.- Post-regulador CC/CC serie	Ventajas	Sólo una fracción de la potencia de salida ( $\approx 15\%$ ) se procesa 2 veces.		
				Desventajas	Post-regulador diseñado para baja $V_{salida}$ e $I_{nominal}$ , su implementación aumenta las exigencias a las que se somete a los componentes.		
			Alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas convencional procesando mejor la energía:				
1.- Mejorando eficiencia en el prerregulador del fdp							
i.- Redes auxiliares para ↓ pérdidas conmutación	Ventajas	Esas redes adicionales no afectan a la evolución de $i_{red}$ . Se requiere un conmutador adicional.					
	Desventajas	Se requiere algunos (aunque pequeños) elementos reactivos. Se incrementa el tamaño de la etapa de control.					
ii.- Convertidores resonantes y cuasiresonantes	Ventajas	Se obtiene una $i_{red}$ con buena forma de onda sin usar lazo de $i_{red}$ .					
	Desventajas	La energía de circulación penaliza la eficiencia.					
2.- Mejorando eficiencia en la 2ª etapa (CC/CC)							
i.- Convertidores de conmutación suave		Topologías especialmente adecuadas para elevadas tensiones de entrada. Se suele cumplir cuando se usa un CC/CC elevador como 1ª etapa.					
ii.- Post-regulador de alta eficiencia	Ventajas	Alta eficiencia, especialmente en aplicaciones con alta $V_{salida}$ .					
	Desventajas	Obliga a modificar el prerregulador del fdp añadiendo una 2ª entrada.					
Filtros activos		Su uso está prácticamente limitado a instalaciones de alta potencia debido a: Alto coste. Alta complejidad. En aplicaciones de baja potencia no es una solución rentable.					
		No sinusoidal pero ajustada a IEC 61000-3-2	Convertidor CA/CC en 1 etapa	Ventajas	Coste moderado. La energía se trata 1 vez → se puede conseguir alto rendimiento. N° de componentes < n° de componentes en CA/CC en 2 etapas.		
				Desventajas	$i_{red} \neq$ sinusoidal (aunque sí cumpla normas). Tensión de almacenamiento $V_c$ no regulada → se requiere un condensador mayor que en CA/CC en 2 etapas. Diseño dificultoso. Limitado a aplicaciones de baja potencia (hasta unos 300 W).		
		No ajustada a IEC 61000-3-2	Puente de diodos + filtro por condensador	Ventajas	El menor coste de todos. Simple.		
				Desventajas	Corriente de línea no ajustada a normativa.		

Tabla 1-6 Alternativas en la conversión CA/CC y principales características

Para la conversión CA/CC en el caso concreto del cargador de baterías sobre el que trata este proyecto, se tienen los siguientes condicionantes:

- Para dar cumplimiento a la normativa se debe llevar a cabo la conversión CA/CC con corrección del factor de potencia.
  - Se descartan todas aquellas soluciones sin corrección del fdp.



Principalmente hay 4 estrategias posibles para corregir el factor de potencia de un receptor:

1. Filtros pasivos
2. Filtros activos
3. Convertidores CA/CC en 2 etapas (y múltiples variantes)
4. Convertidores CA/CC en 1 etapa (y múltiples variantes)

La corrección pasiva es poco tolerante a los cambios en la carga y el consumo de un cargador de baterías a lo largo del tiempo varía mucho:

- Se descarta la corrección del factor de potencia mediante elementos pasivos.

La corrección activa del factor de potencia se hace utilizando convertidores conmutados. En general, la corrección activa del factor de potencia da mejores resultados en cuanto a la calidad de la onda de corriente demandada de la red (prácticamente sinusoidal y con factor de potencia próximo a 1).

Características generales de la corrección activa del factor de potencia:

- Ventajas:
  - Corriente demandada a la red prácticamente sinusoidal.
  - Factor de potencia próximo a 1.
- Desventajas:
  - Soluciones generalmente más costosas que las pasivas.
  - Soluciones generalmente menos robustas que las pasivas.

Según las indicaciones del fabricante de la batería, ésta se carga a una tensión de 56 V y, en el momento de mayor consumo demanda 32 A, lo que hace que la potencia de salida en el momento de mayor consumo sea de 2.352 W.

- Se descarta la conversión CA/CC en una sola etapa y sus variantes, puesto que son adecuadas hasta unos 300W de potencia.

Para obtener una corriente de línea aproximadamente sinusoidal, todas las alternativas a la conversión CA/CC en 2 etapas, excepto los filtros pasivos, suponen el uso de 2 convertidores:

1. Prerregulador del factor de potencia.
2. Convertidor CC/CC.

Teniendo en cuenta los puntos anteriores y lo expuesto en Cargadores alimentados desde CA con corrección del factor de potencia / Corriente de línea

---



aproximadamente sinusoidal / Convertidores CA/CC en 2 etapas, parece que las mejores alternativas son la conversión en 2 etapas con corrección del factor de potencia o, a priori, cualquiera de sus alternativas.

A lo largo del proceso de carga de la batería ésta necesita corriente continua, pero no siempre de las mismas características, por lo que se necesita un convertidor suficientemente flexible como para poder suministrar a la batería el tipo de corriente continua que necesita.

- Si está adecuadamente dimensionado, en un CA/CC de 2 etapas éstas pueden considerarse prácticamente independientes, lo que hace que, probablemente, la conversión CA/CC en 2 etapas sea la topología más flexible de todas las vistas.

Si, además de la flexibilidad en el diseño, se analiza:

- Potencia
- Coste
- Complejidad

Puede que la opción más adecuada para el cargador de baterías sobre el que trata este proyecto sea un convertidor CA/CC en 2 etapas (prerregulador del factor de potencia + CC/CC, Figura 1-33).

### **Elección de la 1ª etapa, prerregulador del factor de potencia (PFP)**

Si se tiene en cuenta que la potencia de salida del cargador en el momento de mayor consumo es de 2.352 W, se tiene que:

- Para esta potencia de salida se adaptarían bastante bien los convertidores sombreados en la Tabla 1-5 Evaluación comparativa de las distintas topologías para el prerregulador del factor de potencia, siendo los convertidores no sombreados:
  - De menor potencia a la requerida (por tanto, no válidos).
  - De mayor potencia a la requerida (innecesariamente más caros, además, no se les sacaría partido).

Los 2 convertidores sombreados en la Tabla 1-5 están bastante igualados en las características tenidas en cuenta en la comparativa:

- Elevador sin medio puente con fase cambiada: tiene mayor eficiencia.
- Elevador entrelazado: tiene menor rizado en condensador y carga.





Ambos convertidores están muy igualados, pero el Elevador sin medio puente con fase cambiada tiene dificultades añadidas que el Elevador entrelazado no, por tanto este último, en principio, será más fiable, lo que hace que sea la opción más atractiva para la corrección del factor de potencia en este proyecto.

### Elección de la 2ª etapa, convertidor CC/CC

Todos los convertidores presentados en el epígrafe “Posibles topologías para la 2ª etapa, convertidor CC/CC” se basan en el mismo principio, aprovechar los parasitarios del circuito, principalmente:

- Inductancia de dispersión del transformador.
- Capacidad de salida de los conmutadores.

Para conseguir conmutación a tensión cero (ZVS).

Al basarse en el mismo principio, sus prestaciones son bastante similares, pero la Topología LLC resonante [6], puede que sea la más adecuada para implementar un cargador de baterías, pues tolera bastante bien amplias variaciones de carga, lo que ocurrirá en un cargador de baterías cuando la batería se vaya cargando.

### Etapa final, implementación de la carga a pulsos

La topología más sencilla e inmediata para implementar un cargador a pulsos una vez se dispone de una tensión continua, consiste en utilizar un convertidor elevador-reductor como el de la Figura 1-54, [19].

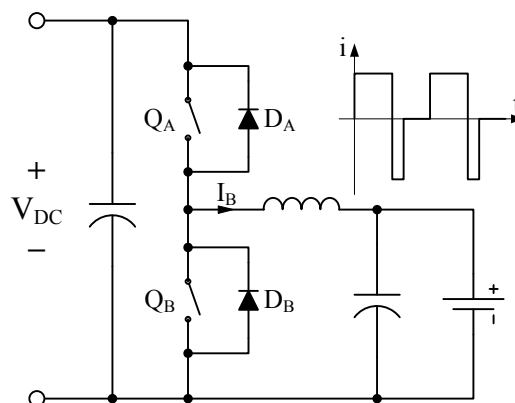


Figura 1-54 Cargador a pulsos regenerativo utilizando un convertidor elevador-reductor

Las formas de onda que se obtendrían en el convertidor de la Figura 1-54 se representan en la Figura 1-55.

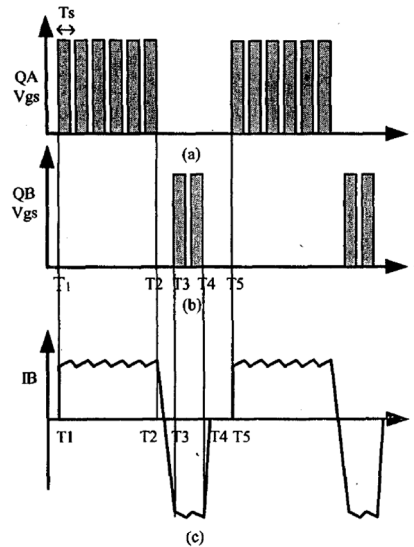


Figura 1-55 (a) señal de puerta de  $Q_A$  para el pulso de carga, (b) señal de puerta de  $Q_B$  para el pulso de descarga, (c) corriente por la bobina amortiguadora

### Bibliografía

- [2] (02/10/2012). *Battery and Energy Technologies Website* [Online]. Available: <http://www.mpoweruk.com/>
- [3] R. C. Cope and Y. Podrazhansky, "The art of battery charging," in *Battery Conference on Applications and Advances, 1999. The Fourteenth Annual, 1999*, pp. 233-235.
- [4] F. Savoye, P. Venet, M. Millet, and J. Groot, "Impact of Periodic Current Pulses on Li-Ion Battery Performance," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3481-3488, 2012.
- [5] J. Li, E. Murphy, J. Winnick, and P. A. Kohl, "The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 102, pp. 302-309, 2001.
- [6] K. Jong-Soo, C. Gyu-Yeong, J. Hye-Man, L. Byoung-Kuk, C. Young-Jin, and H. Kyu-Bum, "Design and implementation of a high-efficiency on-board battery charger for electric vehicles with frequency control strategy," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.
- [7] A. A. H. Hussein and I. Batarseh, "A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 830-838, 2011.



- 
- [8] V. Srinivasan and J. Newman, "Existence of Path-Dependence in the LiFePO<sub>4</sub> Electrode," *Electrochemical and Solid-State Letters*, vol. 9, pp. A110-A114, January 1, 2006 2006.
- [9] L. Petersen and R. W. Erickson, "Reduction of voltage stresses in buck-boost-type power factor correctors operating in boundary conduction mode," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, pp. 664-670 vol.2.
- [10] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 413-421, 2012.
- [11] F. Musavi, W. Eberle, and W. G. Dunford, "A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1833-1843, 2011.
- [12] "On board charging: Concept consideration and demonstrator hardware," in *Proc. 25th World Electric Veh. Symp. Expo. (EVS) Infineon Technol., Shenzhen, China*, 2010.
- [13] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual*, 1990, pp. 275-284.
- [14] I. D. Jitaru, "A 3 kW soft switching DC-DC converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, 2000, pp. 86-92 vol.1.
- [15] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: a survey," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 749-755, 2003.
- [16] (2011, 13/10/2012). *Power Factor Correction (PFC) Handbook. HBD853/D*. Available: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [17] J. Sebastian, P. Villegas, F. Nuno, and M. M. Hernando, "Very efficient two-input DC-to-DC switching post-regulators," in *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, 1996, pp. 874-880 vol.1.
- [18] C. Qiao and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 360-368, 2001.
-



- [19] T. J. Liang, T. Wen, K. C. Tseng, and J. F. Chen, "Implementation of a regenerative pulse charger using hybrid buck-boost converter," in *Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*, 2001, pp. 437-442 vol.2.



## Anejo de cálculos



## ANEJO DE CÁLCULOS

Breve revisión de las técnicas de modelado.....	78
Técnica de control de los convertidores del cargador de baterías.....	79
Control por corriente promediada .....	80
Lazo interno de corriente .....	82
Función de transferencia del convertidor con un lazo de control de corriente .....	82
Cálculo del regulador .....	90
Convertidor en lazo abierto.....	93
Convertidor en lazo cerrado .....	94
Lazo externo de tensión .....	97
Función de transferencia del convertidor con un lazo de control de tensión .....	97
Cálculo del regulador .....	99
Convertidor en lazo abierto.....	101
Convertidor en lazo cerrado.....	102
Bibliografía .....	103



### Breve revisión de las técnicas de modelado

Para modelar convertidores conmutados en general, y etapas de potencia en particular, se han venido utilizando técnicas basadas principalmente en 2 enfoques:

1. Modelado en espacio de estados
2. Promediado

Ambas técnicas se han desarrollado exhaustivamente pero había poca correlación entre ambas.

#### Modelado en espacio de estados:

- Se mantiene estrictamente en el dominio de la manipulación de ecuaciones.
  - Por lo tanto se basa en gran medida en métodos numéricos, lo que hace que se preste a implementaciones informatizadas.
- Su principal ventaja es la descripción unificada de todas las etapas de potencia independientemente del tipo (reductor, elevador, elevador-reductor o cualquier otra variación) a través del uso de las exactas ecuaciones de espacio de estado de los 2 modelos conmutados.

#### Técnicas basadas en el promediado:

- Se basa en las manipulaciones del circuito equivalente.
  - Esto resulta en un único modelo de circuito equivalente lineal de la etapa de potencia.
- Ventajas:
  - Proporciona al diseñador del circuito una visión física del comportamiento del circuito original conmutado.
  - Permite utilizar en toda su extensión las potentes herramientas de análisis y síntesis de circuitos lineales para el diseño de los reguladores que incorporan convertidores conmutados.

Existe una técnica que llena el vacío entre las 2 técnicas antes consideradas (Modelado en espacio de estados y Promediado): el promediado en espacio de estados, propuesto por Slobodan M. Cuk en [20].



### Técnica de control de los convertidores del cargador de baterías

La técnica de control en los 3 convertidores es la misma, modulación del ancho de pulso, por sus siglas en inglés, PWM (Pulse Width Modulation), por lo que se harán los cálculos para el convertidor cuyo control es el más complicado, el corrector del factor de potencia. Este convertidor se va a controlar mediante 2 lazos de control, mientras que los otros 2 convertidores solamente tienen un lazo de control, así que su control es más sencillo que el del corrector del factor de potencia.

Para la corrección del factor de potencia se ha empleado un convertidor elevador, así como en el convertidor que genera los pulsos de corriente para la carga de la batería.

Se tratarán los siguientes aspectos:

- Técnica de control para este tipo de circuitos.
- Cálculo de la función de transferencia del convertidor (corriente que circula por la bobina frente al ciclo de trabajo).
- Obtención de los lazos de control:
  - Lazo interno:
    - Respuesta en lazo abierto.
    - Respuesta en lazo cerrado.
  - Lazo externo:
    - Respuesta en lazo abierto.
    - Respuesta en lazo cerrado.

Principales propiedades de una técnica de control con 2 lazos:

- Se utiliza:
  - Un lazo en modo corriente.
  - Un lazo en modo tensión.
- Respuesta del convertidor estabilizada ante:
  - Variaciones de la corriente de carga.
  - Variaciones de la tensión de entrada.
- Es una de las técnicas de control para convertidores más completas.
- El circuito de control dependerá del modo de corriente que se desee implementar:
  - Control por corriente de pico.





## **Anejo de diseño de la etapa de potencia**

**ANEJO DE DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA**

Selección del método de carga.....	106
Selección de la topología del circuito de potencia.....	106
Solución adoptada.....	107
Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia... 107	
Convertidor CC/CC resonante con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia.....	111
Convertidor CC/CC que carga la batería.....	114
Cálculo de la resistencia limitadora de la corriente en el arranque..	116
Cálculo de relés.....	118
Relé para la conexión a la red y $R_{limitadora}$ .....	119
Relé para la batería.....	120
Drivers para los transistores.....	121
Drivers para los IGBTs del CA/CC.....	124
Drivers para los MOSFET del CC/CC aislado.....	124
Drivers para los IGBTs CC/CC que carga la batería.....	125
Bibliografía.....	125



### Selección del método de carga

Para seleccionar el método de carga más adecuado para este cargador se ha tenido en cuenta todo lo mencionado en Anejo Estudio sobre el estado del arte (pág. 25 y siguientes) y se ha optado por el método de carga de la Figura 1-89.

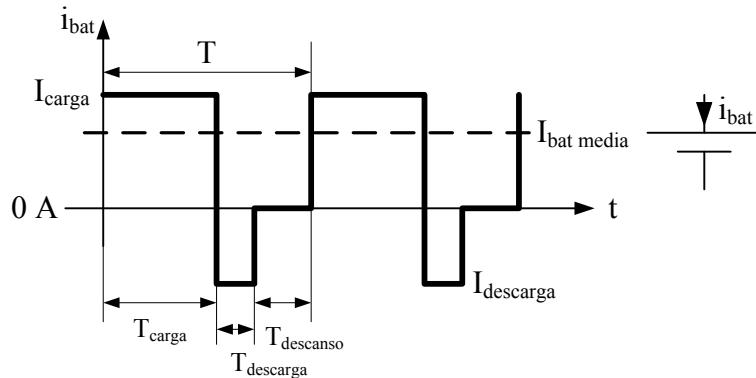


Figura 1-89 Método de carga elegido

### Selección de la topología del circuito de potencia

La elección de la topología se desprende de las conclusiones de Anejo Estudio sobre el estado del arte (pág. 25 y siguientes). El circuito de potencia completo del cargador consta de 3 convertidores en serie, enumerados de la red hacia la batería:

1. Convertidor CA/CC corrector del factor de potencia, Figura 1-90 (a).
2. Convertidor CC/CC con aislamiento galvánico, Figura 1-90 (b).
3. Convertidor CC/CC que genera la corriente pulsante de la Figura 1-89, Figura 1-90 (c).

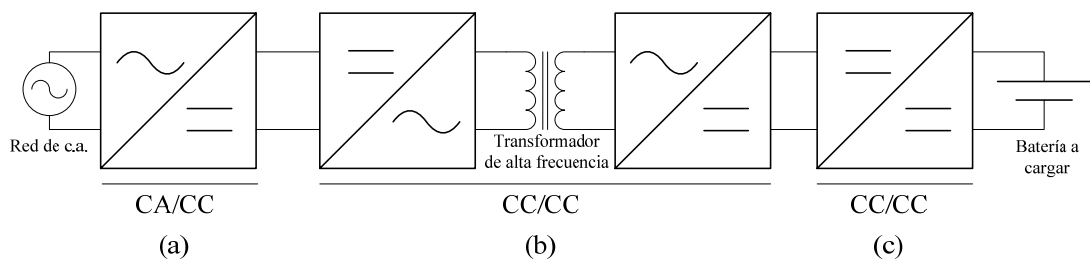


Figura 1-90 Topología de la parte de potencia



### Solución adoptada

#### Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia

Para el convertidor CA/CC corrector del factor de potencia de la Figura 1-90 (a) se ha optado por un rectificador de onda completa en serie con 2 convertidores CC/CC elevadores entrelazados para llevar una corrección activa del factor de potencia.

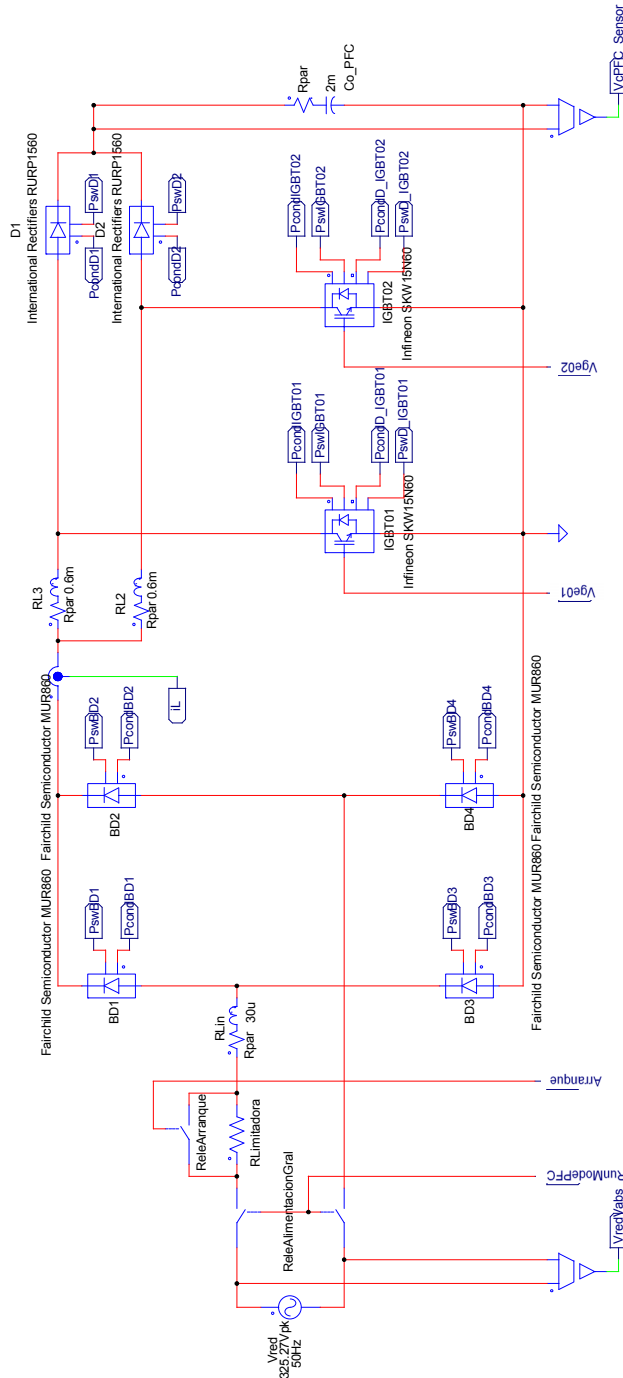


Figura 1-91 Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia

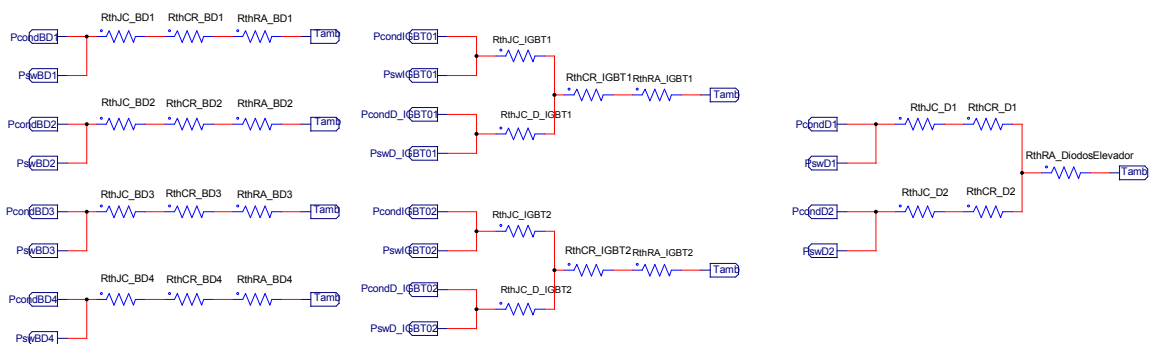


Para la selección de componentes se ha llevado a cabo una simulación con semiconductores ideales para determinar los parámetros limitativos de los mismos, obteniéndose los resultados que se indican en la Tabla 1-7.

Componente	Corriente máxima (A)	Corriente media (A)	Tensión inversa máxima (V)
Diodos puente rectificador	79,20	4,40	-333,00
Transistores	23,60	3,90	412,00
Diodos de cada elevador	55,70	6,10	-411,00

**Tabla 1-7 Parámetros eléctricos para la selección de componentes del convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia**

Además de los parámetros eléctricos se debe tener en cuenta los parámetros térmicos, si los semiconductores elegidos son o no capaces de disipar el calor que en ellos se generará durante su funcionamiento. Para evaluar este aspecto se ha considerado el circuito térmico de la Figura 1-92.



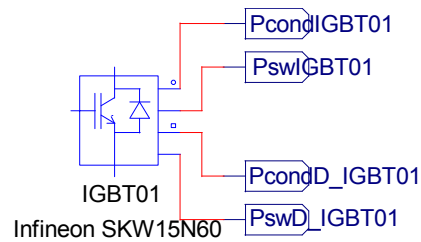
**Figura 1-92 Circuito térmico equivalente de los semiconductores del convertidor de la Figura 1-91**

Las resistencias térmicas consideradas en todos los semiconductores son, de izquierda a derecha:

1. Resistencia térmica unión semiconductor – encapsulado ( $R_{thJC}$ ).
2. Resistencia térmica encapsulado – radiador ( $R_{thCR}$ ).
3. Resistencia térmica radiador – ambiente ( $R_{thRA}$ ).

La temperatura ambiente considerada en todos los casos ha sido 50°C.

Las etiquetas que aparecen en la Figura 1-92 están conectadas con los terminales de igual nombre del circuito de la Figura 1-91. Para interpretar lo que representa cada terminal, se ve el caso de un IGBT en la Figura 1-93.



**Figura 1-93 IGBT del circuito de la Figura 1-91 con las salidas correspondientes al circuito térmico de la Figura 1-92**

Las etiquetas de la parte derecha de la Figura 1-93 tienen el significado que se indica en la Tabla 1-8.

Etiqueta	Significado
PcondIGBT01	Terminal por el que fluyen las pérdidas por conducción del IGBT01
PswIGBT01	Terminal por el que fluyen las pérdidas por conmutación del IGBT01
PcondD_IGBT01	Terminal por el que fluyen las pérdidas por conducción del diodo en antiparalelo con el IGBT01
PswD_IGBT01	Terminal por el que fluyen las pérdidas por conmutación del diodo en antiparalelo con el IGBT01

**Tabla 1-8 Significado de las etiquetas de la Figura 1-93**

La nomenclatura y significado indicados en la Tabla 1-8 se utilizará durante el resto de circuitos de potencia.

Tras haber llevado a cabo varias simulaciones con componentes reales (haciendo uso de los datos eléctricos y térmicos que el fabricante da sobre los semiconductores) se ha llegado a la conclusión de que son adecuados para esta aplicación los componentes que se indican en la Tabla 1-9.

Elemento del circuito	Componente real seleccionado
Diodos puente rectificador	Fairchild Semiconductor MUR860
Radiador	Aavid Thermalloy 6400BG
Transistores	Infineon SKW 15N60
Radiador	Aavid Thermalloy 6400BG
Diodos de cada elevador	International Rectifiers RURP1560
Radiador (conjunto)	Aavid Thermalloy 533522B02552G

**Tabla 1-9 Semiconductores y radiadores seleccionados para el convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia**



Los parámetros para la selección de los componentes pasivos son los que se indican en la Tabla 1-10.

Componente	Valor	Parámetros	
		I máxima (A)	43,50
Rlimitadora ( $\Omega$ )	5,90	I media (A)	0,00
		I eficaz (A)	26,00
		I máxima (A)	50,00
Lin ( $\mu$ H)	300	I media (A)	0,00
		I eficaz (A)	16,60
		I máxima (A)	40,00
L1 y L2 ( $\mu$ H)	600	I media (A)	9,41
		I eficaz (A)	13,50
		V máxima (V)	417,50
Co_PFC (mF)	2	V media (V)	350,00
		V eficaz (V)	350,00

**Tabla 1-10 Parámetros para la selección de los componentes pasivos del CA/CC con corrección activa del factor de potencia**

Debe hacerse notar que por la resistencia limitadora circula corriente únicamente cuando el convertidor arranca, lo que, según resultados obtenidos en la simulación, es un tiempo inferior a 1 segundo, así que no será necesario que la resistencia sea de la potencia que se deriva de los datos contenidos en la Tabla 1-10.



### Convertidor CC/CC resonante con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia

El circuito del convertidor CC/CC resonante con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia se puede ver en la Figura 1-94.

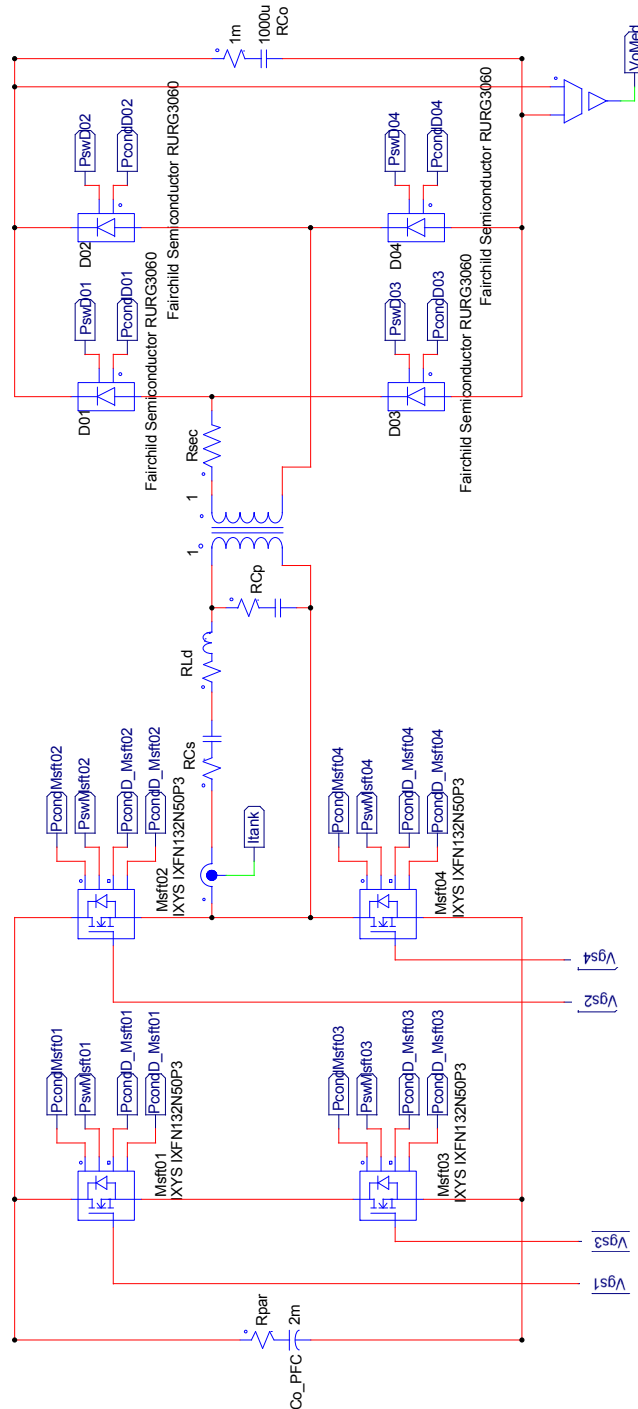


Figura 1-94 Convertidor CC/CC resonante con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia



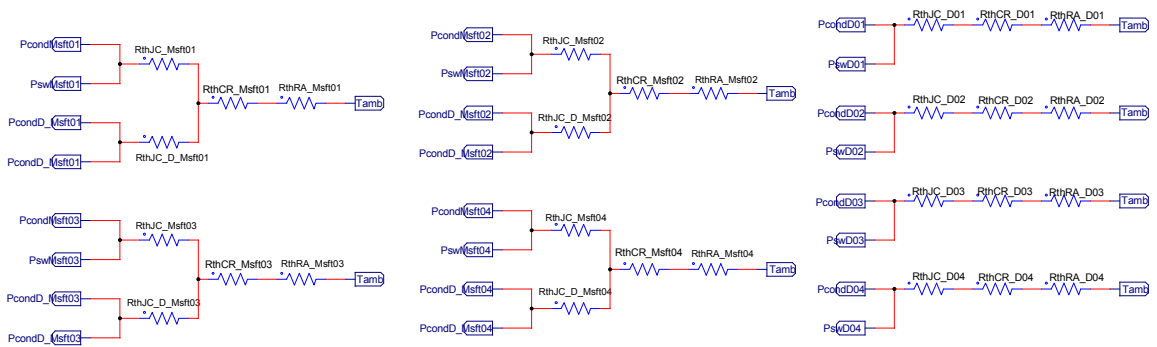


Para la selección de componentes se ha llevado a cabo una simulación con semiconductores ideales para determinar los parámetros limitativos de los mismos, obteniéndose los resultados que se indican en la Tabla 1-11.

Componente	Corriente máxima (A)	Corriente media (A)	Tensión inversa máxima (V)
Transistores MOSFET	65,00	18,00	350,00
Diodos	65,00	17,00	80,00

**Tabla 1-11 Parámetros eléctricos para la selección de componentes del convertidor CC/CC resonante con aislamiento mediante transformador de alta frecuencia**

Además de los parámetros eléctricos se debe tener en cuenta los parámetros térmicos, si los semiconductores elegidos son o no capaces de disipar el calor que en ellos se generará durante su funcionamiento. Para evaluar este aspecto se ha considerado el circuito térmico de la Figura 1-95.



**Figura 1-95 Circuito térmico equivalente de los semiconductores del convertidor de la Figura 1-94**

Las resistencias térmicas consideradas en todos los semiconductores son, de izquierda a derecha:

1. Resistencia térmica unión semiconductor – encapsulado (RthJC).
2. Resistencia térmica encapsulado – radiador (RthCR).
3. Resistencia térmica radiador – ambiente (RthRA).

La temperatura ambiente considerada en todos los casos ha sido 50°C.

Las conexiones del circuito mediante etiquetas siguen el mismo principio que se siguió en Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia, ver, como ejemplo, la Tabla 1-8, Significado de las etiquetas de la Figura 1-93.

Tras haber llevado a cabo varias simulaciones con componentes reales (haciendo uso de los datos eléctricos y térmicos que el fabricante da sobre los semiconductores) se



ha llegado a la conclusión de que son adecuados para esta aplicación los componentes que se indican en la Tabla 1-12.

Elemento del circuito	Componente real seleccionado
Transistores MOSFET	IXYS IXFN132N50P3
Radiador	Eastern Voltage Research flexiBrute Heatsink 5.4
Diodos	Infineon SKW 15N60
Radiador	Aavid Thermalloy 6400BG

**Tabla 1-12 Semiconductores y radiadores seleccionados para el convertidor CC/CC con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia**

Los parámetros para la selección de los componentes pasivos son los que se indican en la Tabla 1-13.

Componente	Valor	Parámetros	
Cs (μF)	1	V máxima (V)	339,00
		V media (V)	0,00
		V eficaz (V)	86,75
Ld (μH)	8	I máxima (A)	98,70
		I media (A)	0,00
		I eficaz (A)	37,21
Cp (μF)	0,10	V máxima (V)	85,10
		V media (V)	0,00
		V eficaz (V)	77,00
Co (mF)	1	V máxima (V)	80,30
		V media (V)	80,00
		V eficaz (V)	80,00
Transformador		Frecuencia (KHz)	100,00
		Vprim máx (V)	85,10
		Vprim rms (V)	77,00
		Iprim máx (A)	227,00
		Iprim rms (A)	43,81
		S (VA)	3.368,00
		rt (adimensional)	1,00

**Tabla 1-13 Parámetros para la selección de componentes pasivos del convertidor CC/CC con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia**



### Convertidor CC/CC que carga la batería

Para suministrar una corriente a pulsos como la de la Figura 1-89 se ha optado por un convertidor CC/CC reductor para suministrar los pulsos de carga y un convertidor CC/CC elevador para suministrar los pulsos de descarga. El circuito resultante se puede ver en la Figura 1-96.

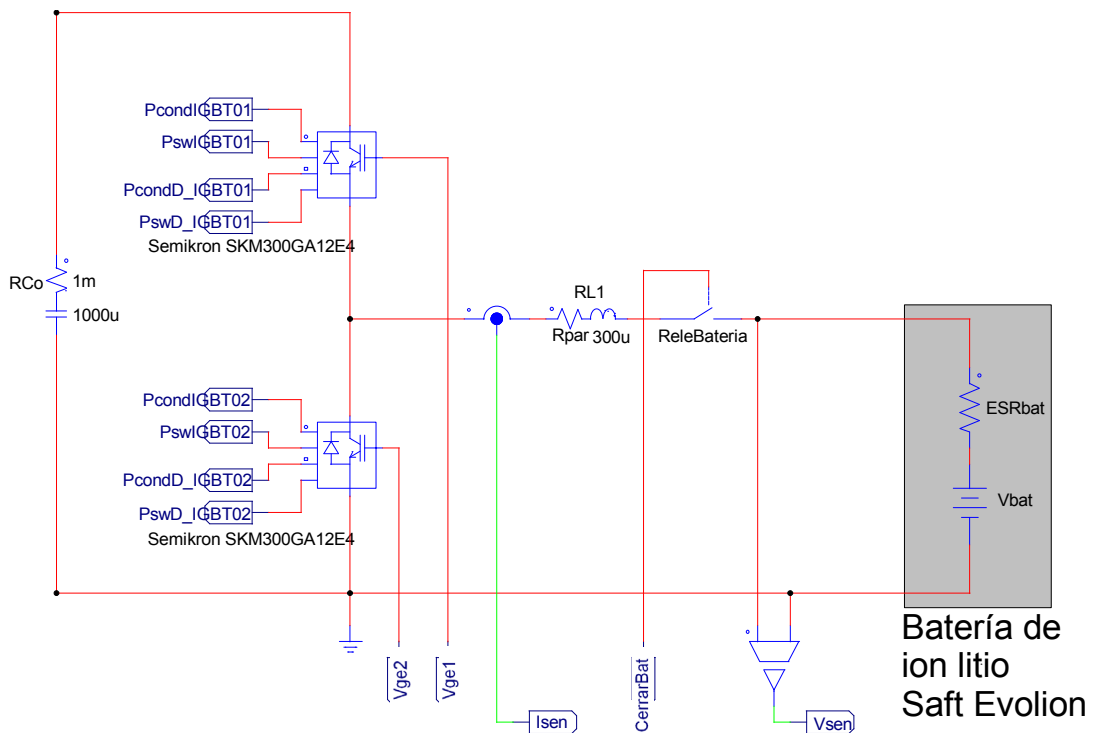


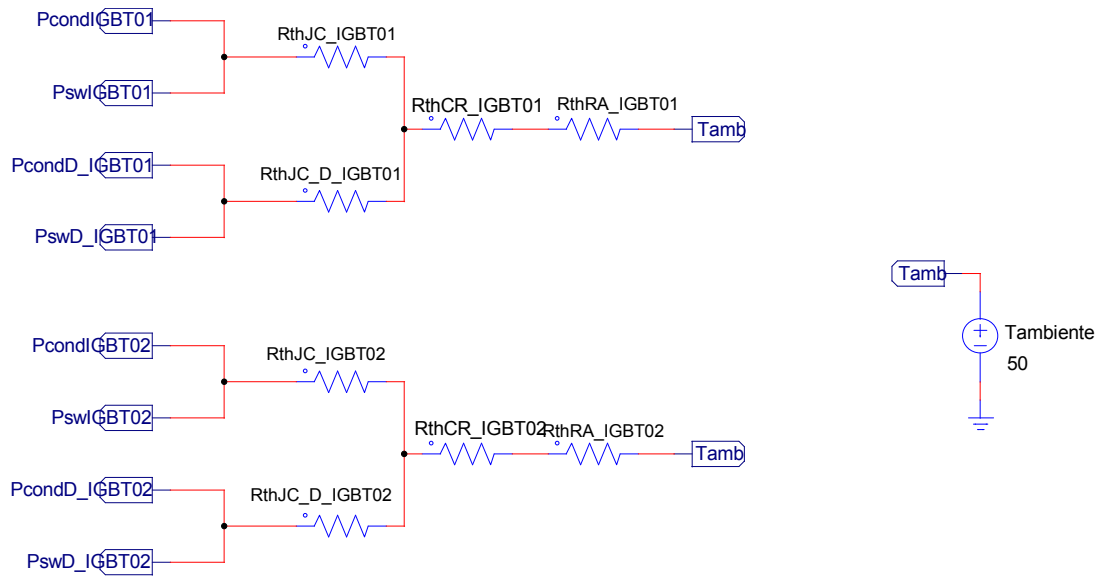
Figura 1-96 Convertidor CC/CC que suministra una corriente a pulsos a la batería

Para la selección de componentes se ha llevado a cabo una simulación con semiconductores ideales para determinar los parámetros limitativos de los mismos, obteniéndose los resultados que se indican en la Tabla 1-14.

Componente	Corriente máxima (A)	Corriente media (A)	Tensión inversa máxima (V)
Transistor IGBT reductor	56,30	18,00	80,00
Transistor IGBT elevador	120,00	64,20	80,00

Tabla 1-14 Parámetros eléctricos para la selección de componentes del convertidor CC/CC que suministra una corriente a pulsos a la batería

Además de los parámetros eléctricos se debe tener en cuenta los parámetros térmicos, si los semiconductores elegidos son o no capaces de disipar el calor que en ellos se generará durante su funcionamiento. Para evaluar este aspecto se ha considerado el circuito térmico de la Figura 1-97.



**Figura 1-97 Circuito térmico equivalente de los semiconductores del convertidor de la Figura 1-96**

Las resistencias térmicas consideradas en todos los semiconductores son, de izquierda a derecha:

1. Resistencia térmica unión semiconductor – encapsulado ( $R_{thJC}$ ).
2. Resistencia térmica encapsulado – radiador ( $R_{thCR}$ ).
3. Resistencia térmica radiador – ambiente ( $R_{thRA}$ ).

La temperatura ambiente considerada en todos los casos ha sido 50°C.

Las conexiones del circuito mediante etiquetas siguen el mismo principio que se siguió en Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia, ver, como ejemplo, la Tabla 1-8, Significado de las etiquetas de la Figura 1-93.

Tras haber llevado a cabo varias simulaciones con componentes reales (haciendo uso de los datos eléctricos y térmicos que el fabricante da sobre los semiconductores) se ha llegado a la conclusión de que son adecuados para esta aplicación los componentes que se indican en la Tabla 1-15.

Elemento del circuito	Componente real seleccionado
Transistores IGBT	Semikron SKM300GA 12E4
Radiador	Semikron P3

**Tabla 1-15 Semiconductores y radiadores seleccionados para el convertidor CC/CC que suministra una corriente a pulsos a la batería**



Los parámetros para la selección del único componente pasivo se indica en la Tabla 1-16.

Componente	Valor	Parámetros	
		I máxima (A)	120,00
L (μH)	300	I media (A)	42,00
		I eficaz (A)	56,30

**Tabla 1-16 Parámetros par la selección de la bobina del convertidor CC/CC que suministra una corriente a pulsos a la batería**

### **Cálculo de la resistencia limitadora de la corriente en el arranque**

El valor de la corriente de arranque se limita mediante una resistencia que limita la corriente únicamente durante el arranque y durante el funcionamiento normal está puenteada mediante un relé, ver Figura 1-91.

El valor eficaz de la corriente que circula por esta resistencia es de 25,7A, con un valor óhmico de 5,9 ohmios, lo que da una potencia de unos 3.900W, pero solamente conduce durante unos 55,2ms, Figura 1-98.

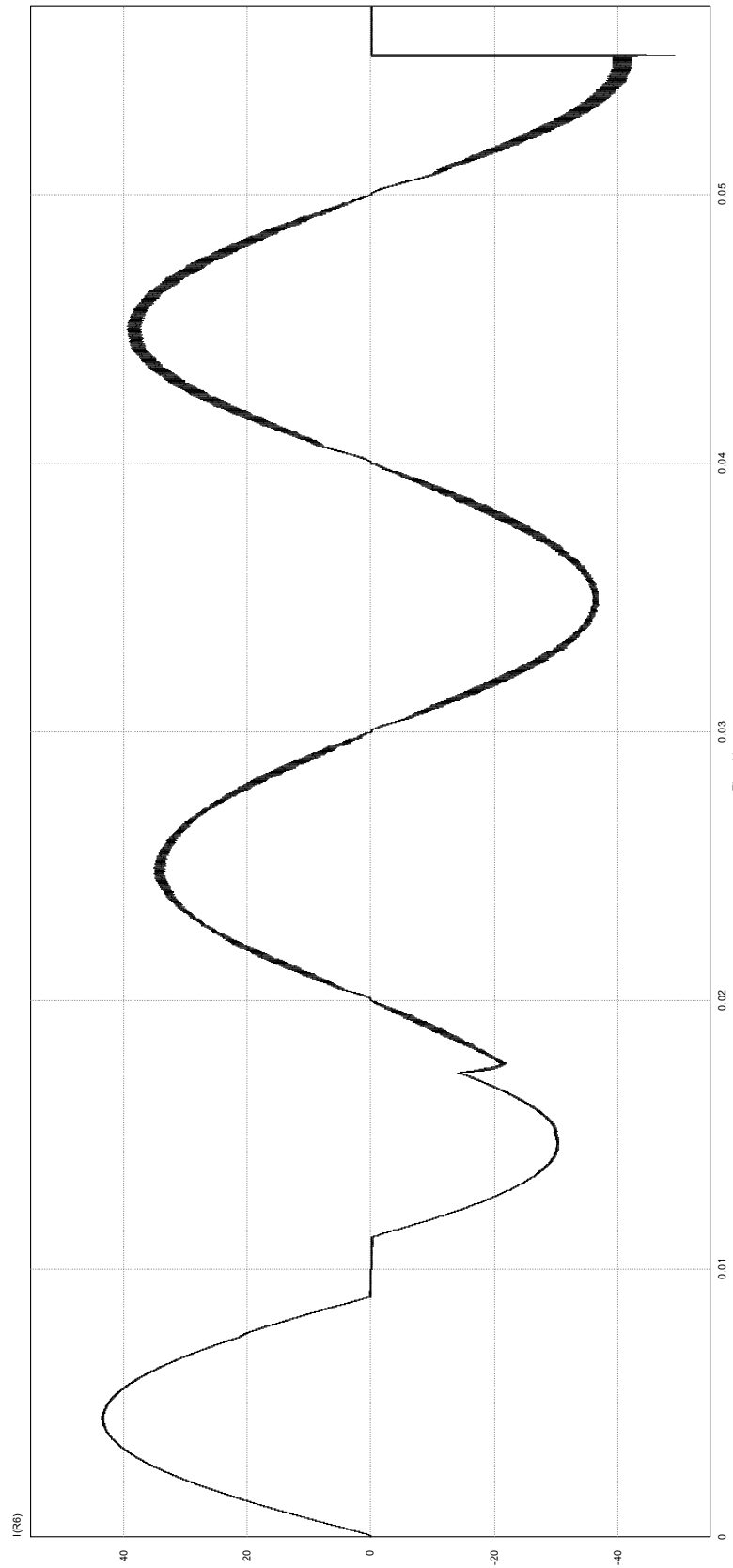


Figura 1-98 Corriente por la resistencia limitadora durante el arranque



Utilizar una resistencia de 3.900W sería muy caro y, además, innecesario, puesto que el calentamiento que va a producirse en esta resistencia tiene lugar durante unos 55'2ms, no de manera indefinida. Por este motivo se elige una resistencia de una potencia mucho menor, 50W, la resistencia HSA505R6J de 5'6Ω del fabricante TE connectivity, puesto que el fabricante de la misma da unas curvas en las que se puede ver que la resistencia admite sobrecargas muy grandes en períodos de tiempo relativamente cortos, Figura 1-99.

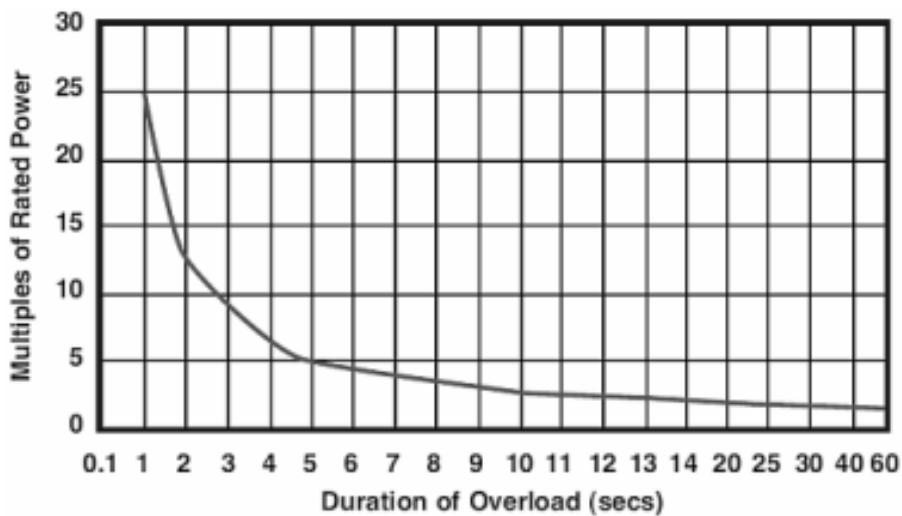


Figura 1-99 Sobrecargas de potencia admisibles en la resistencia limitadora

### Cálculo de relés

Se debe elegir relés para la conexión del cargador a la red, la resistencia limitadora y otro como protección contra la inversión de la polaridad de la batería, Figura 1-100.

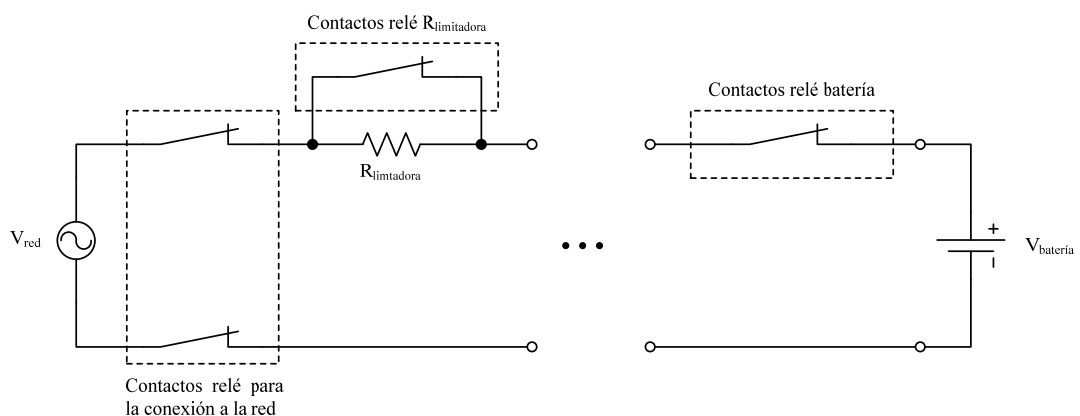
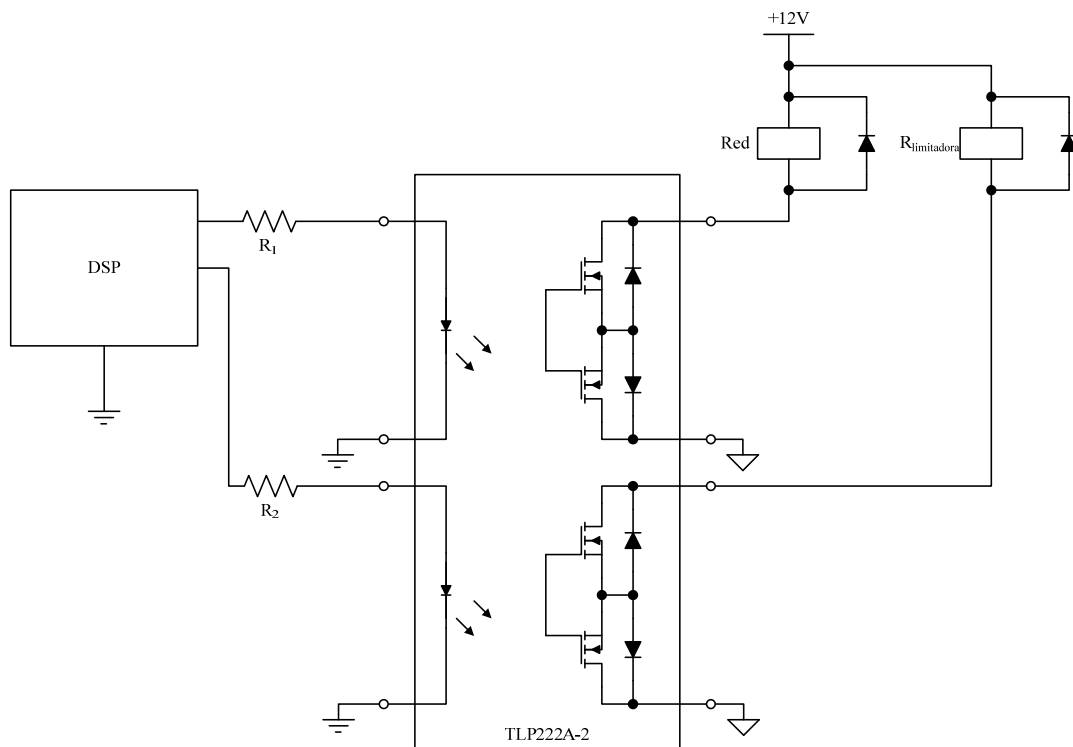


Figura 1-100 Relés a calcular



### Relé para la conexión a la red y $R_{limitadora}$

La corriente eficaz nominal que consume el cargador es de en torno a 10A, de manera que se elige un relé que soporte dicha corriente, el G4W-2212P-US-TV8 de Omron con una bobina de 12V de corriente continua. Se elige de contactos normalmente cerrados porque durante el funcionamiento normal va a estar en esta posición y elegirlo con contactos normalmente cerrados provocará un menor consumo. La bobina de este relé consume unos 66'7mA que el circuito de control (DSP) no puede suministrar, además las salidas del DSP dan 3'3V a nivel alto y tanto a nivel bajo como alto el valor absoluto de la corriente máxima es de 8mA, de modo que se recurre a un optoacoplador tal y como se indica en la Figura 1-101.



**Figura 1-101 Conexión de las bobinas de los relés para la conexión a red y la resistencia limitadora al DSP**

Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son para limitar la corriente que circula por el diodo emisor de luz del optoacoplador y se calculan considerando lo siguiente:

- La corriente máxima que puede suministrar el dsp por una salida digital es de 8mA.
- La corriente que se pretende alcanzar por el diodo emisor de luz es de 7'5mA, pues así lo aconseja el fabricante del optoacoplador.
- La caída de tensión en el diodo emisor de luz en conducción es de 1'5V.





Teniendo en cuenta estos aspectos se trata de resolver el circuito de la Figura 1-102.

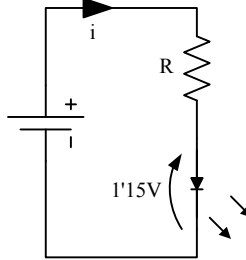


Figura 1-102 Circuito para calcular las resistencias limitadoras de la corriente de salida del DSP

La resistencia del circuito de la Figura 1-102 se calcula según (1.45) para que la corriente sea de 7'5mA.

$$R = \frac{3'3V - 1'5V}{7'5mA} \underset{\substack{\approx \\ \text{Valor} \\ \text{normalizado}}}{\approx} 280\Omega \quad (1.45)$$

### Relé para la batería

La corriente máxima que va a circular por la batería es de 74A, de manera que se elige un relé que soporte dicha corriente, el G9EA-1-B-AQ de Omron con una bobina de 12V de corriente continua. Se elige de contactos normalmente cerrados porque durante el funcionamiento normal va a estar en esta posición y elegirlo con contactos normalmente cerrados provocará un menor consumo. La bobina de este relé consume unos 485mA que el circuito de control (DSP) no puede suministrar, además las salidas del DSP dan 3'3V a nivel alto y tanto a nivel bajo como alto el valor absoluto de la corriente máxima es de 8mA, de modo que se recurre a un optoacoplador tal y como se indica en la Figura 1-103.

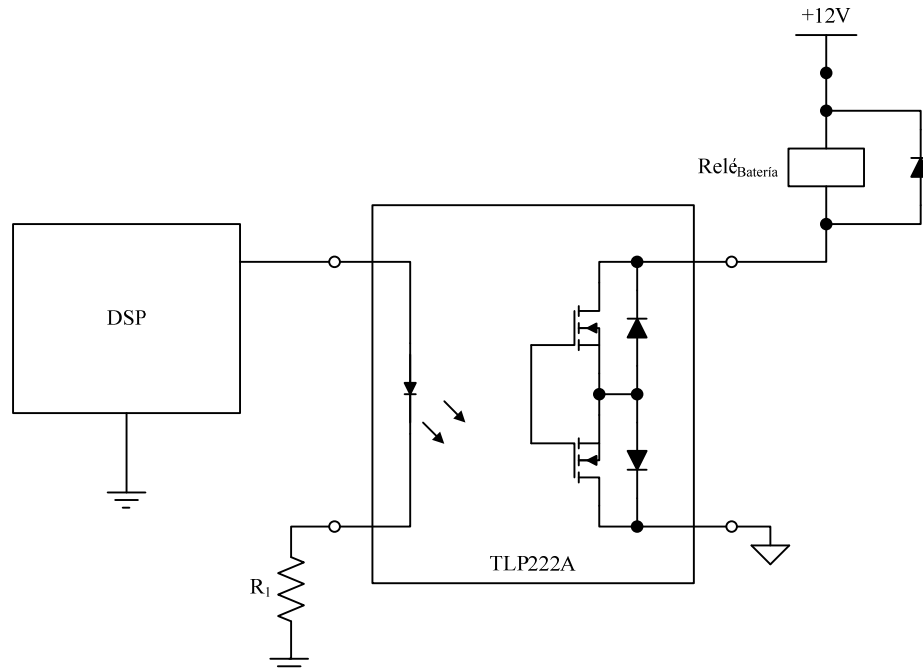


Figura 1-103 Conexión de la bobina del relé para la batería al DSP

El valor de la resistencia  $R_1$  se calcula según (1.45).

### Drivers para los transistores

Para el cálculo de los drivers de los IGBTs y los MOSFETs se tendrán en cuenta las recomendaciones que se dan en [22]:

#### 1. Potencia de salida del driver:

Teniendo en cuenta que el circuito de disparo de los transistores debe cargar y descargar una capacidad, la capacidad de puerta del transistor, se puede calcular la potencia del driver según (1.46).

$$\left. \begin{aligned} P_{GD} &= E \cdot f_{sw} \\ E &= Q_G \cdot (V_{G_{ON}} - V_{G_{OFF}}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_{GD} = Q_G \cdot (V_{G_{ON}} - V_{G_{OFF}}) \cdot f_{sw} \quad (1.46)$$

El valor de la carga que hay que suministrar al circuito de puerta ( $Q_G$ ) viene dado por la característica del circuito de puerta, que se obtiene de la hoja de características de cada transistor, un ejemplo se puede ver en la Figura 1-104.

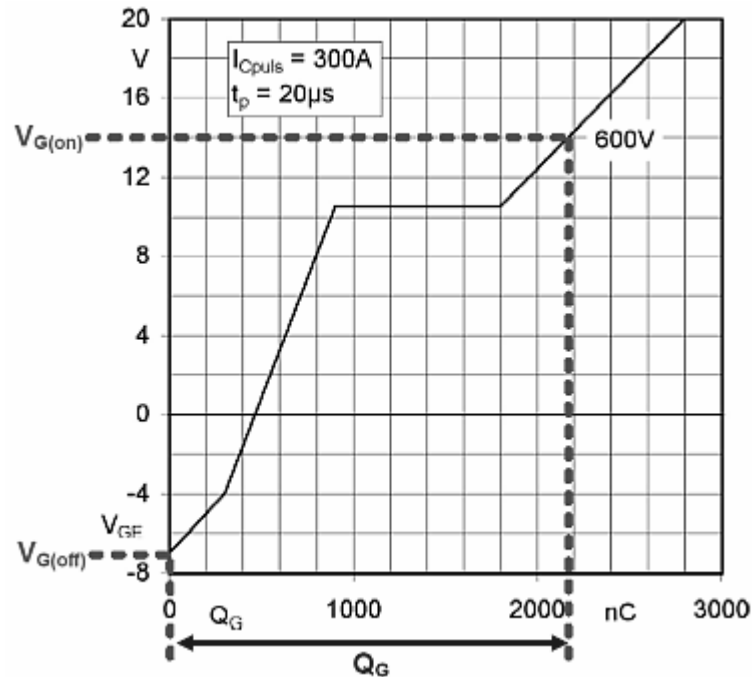


Figura 1-104 Ejemplo de la carga necesaria para el circuito de puerta de un transistor IGBT

2. Corriente de puerta:

Teniendo en cuenta que las capacidades de un IGBT son las que se indican en la Figura 1-105, se puede calcular la corriente de puerta.

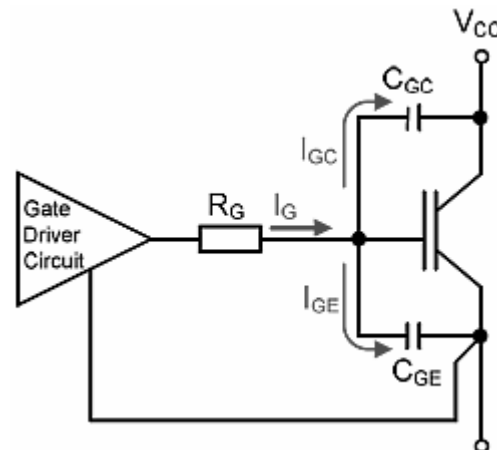


Figura 1-105 Capacidades en un IGBT

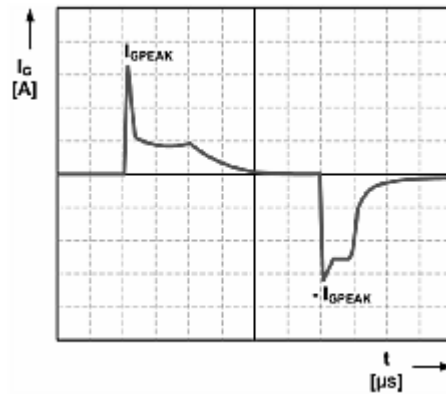
La corriente de puerta se calculará según (1.47).



$$\begin{aligned}
 Q_G &= \int_0^T i_G dt \\
 \left. \begin{aligned}
 Q_{GE} &= i_{GE} \cdot T_{sw} \\
 Q_{GC} &= i_{GC} \cdot T_{sw} \\
 Q_G &= Q_{GE} + Q_{GC} \\
 T_{sw} &= \frac{1}{f_{sw}}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned}
 Q_G &= \frac{i_{GE} + i_{GC}}{f_{sw}} \\
 i_G &= i_{GE} + i_{GC}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_G = Q_G \cdot f_{sw}
 \end{aligned} \quad (1.47)$$

3. Valor de pico de la corriente de puerta:

El valor de pico se puede obtener sin más que considerar que el driver debe cargar una capacidad, por lo que la corriente de puerta presentará un aspecto como el de la Figura 1-106.



**Figura 1-106 Corriente de puerta suministrada por el driver en un transistor IGBT**

El valor de la corriente de puerta se calculará a partir del circuito de la Figura 1-105, teniendo en cuenta que cuando se inicia el proceso de carga la capacidad está cargada con signo contrario al que se pretende aplicar, de manera que se puede calcular el valor de pico de la corriente de puerta como se indica en (1.48).

$$i_{G_{pico}} = \frac{V_{G_{ON}} - V_{G_{OFF}}}{R_G} \quad (1.48)$$

Para la selección de los drivers se tendrá en cuenta lo siguiente:

1.  $P_{GD}$  del driver  $\geq P_{GD}$  calculada para el transistor.
2.  $I_{G_{pico}}$  del driver  $\geq I_{G_{pico}}$  calculada para el transistor.
3. Máxima carga por pulso suministrada por el driver  $\geq Q_G$  (este parámetro es habitual que no se dé en las hojas de características de los drivers).



### Drivers para los IGBTs del CA/CC

Los IGBTs utilizados son Infineon SKW15N60 con  $V_{Gon} = 20V$  y  $V_{Goff} = 0V$ . A partir de las curvas de estos transistores se tiene que  $Q_G=100nC$ . Se utilizan con una  $R_G$  de  $10\Omega$ . Con estos parámetros se tendrá (1.49).

$$\begin{aligned}P_{GD} &= 100 \cdot 10^{-9} C \cdot (20V - 0V) \cdot 30 \cdot 10^3 Hz = 60mW \\i_G &= 100 \cdot 10^{-9} C \cdot 30 \cdot 10^3 Hz = 3mA \\i_{G_{pico}} &= \frac{20V - 0V}{10\Omega} = 2A\end{aligned}\tag{1.49}$$

Se selecciona el driver de International Rectifier IRS4462SPBF porque, es capaz de suministrar una corriente de pico de 2'3A de carga, absorber 3'3A de descarga, el tiempo de retraso al encendido y al apagado es de 50ns ( $20MHz \gg 30kHz = f_{sw}$ ) y es compatible con la lógica del dsp (nivel alto = 3'3V).

El driver elegido tiene salidas para los 2 transistores, de modo que con un único driver se disparan ambos transistores. Ambos transistores tienen emisor unido a la misma referencia que el circuito de control, de manera que no es necesario alimentar los drivers con fuentes aisladas de la de control.

### Drivers para los MOSFET del CC/CC aislado

Los MOSFET utilizados son IXYS IKFN132N50P3 con  $V_{Gon} = 20V$  y  $V_{Goff} = 0V$ . A partir de las curvas de estos transistores se tiene que  $Q_G=500nC$ . Se utilizan con una  $R_G$  de  $6'2\Omega$ . Con estos parámetros se tendrá (1.50).

$$\begin{aligned}P_{GD} &= 500 \cdot 10^{-9} C \cdot (20V - 0V) \cdot 100 \cdot 10^3 Hz = 1W \\i_G &= 500 \cdot 10^{-9} C \cdot 100 \cdot 10^3 Hz = 50mA \\i_{G_{pico}} &= \frac{20V - 0V}{6'2\Omega} = 3'23A\end{aligned}\tag{1.50}$$

Se selecciona el driver de International Rectifier IRS2186SPBF porque, es capaz de suministrar una corriente de pico de 4A de carga, absorber 4A de descarga, el tiempo de retraso al encendido y al apagado es de 170ns ( $5'89MHz \gg 100kHz = f_{sw}$ ) y es compatible con la lógica del dsp (nivel alto = 3'3V).

Se utilizan 2 drivers con la salida de cada uno de ellos preparada para una configuración en puente, soportando como máximo 600V de diferencia entre el



MOSFET de la parte alta y el de la parte baja, y en esta aplicación hay en torno a 400V, luego es suficiente. La parte baja del puente de transistores está unida a la misma referencia que el circuito de control, así que se utiliza para alimentar los drivers una fuente no aislada, pues no es necesario.

### Drivers para los IGBTs CC/CC que carga la batería

Los IGBTs utilizados son Semikron SKM300GA12E4 con  $V_{Gon} = 20V$  y  $V_{Goff} = 0V$ . A partir de las curvas de estos transistores se tiene que  $Q_G = 1.875nC$ . Se utilizan con una  $R_G$  de  $5'6\Omega$ . Con estos parámetros se tendrá (1.51).

$$\begin{aligned}P_{GD} &= 1.875 \cdot 10^{-9} C \cdot (20V - 0V) \cdot 30 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 1'125W \\i_G &= 1.875 \cdot 10^{-9} C \cdot 30 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 56'25mA \\i_{G_{pico}} &= \frac{20V - 0V}{5'6\Omega} = 3'57A\end{aligned}\tag{1.51}$$

Se selecciona el driver de Texas Instruments UCC27210 porque, es capaz de suministrar una corriente de pico de 4A de carga, absorber 4A de descarga, el tiempo de retraso al encendido y al apagado es de  $2\mu s$  ( $500kHz \gg 30kHz = f_{sw}$ ) y es compatible con la lógica del dsp (nivel alto = 3'3V).

Se utilizan 2 drivers con la salida de cada uno de ellos preparada para una configuración en puente, soportando como máximo 600V de diferencia entre el IGBT de la parte alta y el de la parte baja, y en esta aplicación hay en torno a 80V, luego es suficiente. La parte baja del puente de transistores no está unida a la misma referencia que el circuito de control, así que se utiliza para alimentar los drivers una fuente aislada y para las entradas del circuito de control el mismo amplificador de aislamiento que se ha usado para el sensado de tensiones, el ISO122P y su fuente de alimentación para no romper el aislamiento galvánico, la fuente HPR110.

### Bibliografía

- [22] M. Hermwille. (2007), Application Note AN-7004 IGBT Driver Calculation. Available: [http://www.semikron.com/skcompub/en/AN-7004\\_IGBT\\_Driver\\_Calculation\\_rev00.pdf](http://www.semikron.com/skcompub/en/AN-7004_IGBT_Driver_Calculation_rev00.pdf)



## **Anejo de diseño de la etapa de control**



---

## ANEJO DE DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL

Selección del tipo de controlador .....	128
Solución adoptada .....	131
Muestreo de las variables sensadas .....	133
Cálculo de sensores .....	133
Sensado de corrientes .....	133
Corriente en las bobinas del convertidor CA/CC.....	134
Corriente por la bobina del convertidor CC/CC resonante ..	136
Corriente por la batería.....	138
Sensado de tensiones.....	140
Tensión en el condensador del CA/CC .....	140
Tensión en el condensador de salida CC/CC resonante.....	141
Tensión en la batería .....	142
Tensión de red.....	144
Entradas para la operación del cargador .....	145
Comprobaciones previas al inicio del proceso de carga .....	148
Protecciones .....	151
Determinación del final del proceso de carga .....	154
Reguladores para cada convertidor .....	157
Convertidor que genera los pulsos de corriente en la batería.....	158
Convertidor CC/CC con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia.....	160
Convertidor CA/CC corrector del factor de potencia .....	164
Salidas para señalización.....	165
Fuente de alimentación para los circuitos de control .....	165





### Selección del tipo de controlador

Para implementar el control de la etapa de potencia hay, principalmente, 2 tipos de procesamiento de las señales: analógico y digital. Dentro del tipo de procesado digital se analizará el control digital programable. Para decantarse por uno u otro tipo se tendrán en cuenta las ventajas y desventajas en diferentes aspectos para cada tipo de control.

#### Flexibilidad:

- Control digital programable:
  - Hacer algún cambio en la configuración de un sistema digital programable suele reducirse a modificar el programa de control.
- Control analógico:
  - Hacer algún cambio en la configuración de un sistema analógico generalmente conlleva hacer cambios en el circuito físico.

#### Precisión:

- Control digital programable:
  - Elección de la resolución, precisión y frecuencia de muestreo adecuadas de los convertidores analógico-digitales.
  - Elección del tipo de procesador digital adecuado al sistema a controlar:
    - Longitud de la palabra de datos.
    - Aritmética en coma fija o en coma flotante<sup>2</sup>.
    - Otros factores similares.
- Control analógico:
  - Ajustar con precisión suficiente un sistema de control analógico implementado con componentes discretos tiene algunas limitaciones:
    - Tolerancias de los componentes.
    - Derivas térmicas, temporales, etc. más acusadas que en componentes integrados (como es el caso de los circuitos digitales programables).

---

<sup>2</sup> Para cierto tamaño de bytes, la notación en coma flotante puede ser más lenta de procesar y menos precisa que la notación en coma fija porque además de almacenarse el número (parte significativa), también debe almacenarse el exponente, pero la notación en coma flotante permite un mayor rango en los números a representar.



Almacenamiento de los datos obtenidos durante el funcionamiento para su posterior análisis:

- Control digital programable:
  - En un sistema digital programable cabe la posibilidad de almacenar fácilmente los datos procesados (por ejemplo, en una memoria EEPROM) para ser analizadas posteriormente sin apenas más pérdida de precisión que el error introducido en la conversión analógica-digital.
- Control analógico:
  - No parece viable si no se recurre a un sistema digital de almacenamiento.

Ajuste del sistema:

- Control digital programable:
  - Mediante programa se pueden implementar algoritmos muy refinados, pudiendo realizarse sin apenas complicación multitud de operaciones matemáticas.
- Control analógico:
  - Hacer operaciones matemáticas con señales analógicas con cierta precisión suele resultar muy difícil.

Precio:

En algunos casos, para un mismo sistema a controlar resulta más barato implementar un control digital programable que un control analógico debido, principalmente a:

- Menor coste de los componentes (circuitaría física).
- Algunas veces, debido a la mayor flexibilidad del control digital.

Rango de aplicación:

- Control digital programable:
  - Mediante programa se pueden implementar algoritmos muy refinados, pudiendo realizarse sin apenas complicación multitud de operaciones matemáticas.
- Control analógico:
  - Hacer operaciones matemáticas con señales analógicas con cierta precisión suele resultar muy difícil.

Ancho de banda de las señales a procesar:

El control digital tiene una importante limitación práctica: la frecuencia de muestreo de los conversores analógico-digitales. Señales con anchos de banda muy grandes requieren conversores analógico-digitales con una frecuencia de muestreo alta y procesadores digitales rápidos. Con el actual estado de la técnica de los sistemas digitales, hay señales analógicas con un ancho de banda demasiado grande para ser procesadas digitalmente.

A la vista de las ventajas y desventajas de un control digital o analógico en diferentes aspectos y teniendo en cuenta que el ancho de banda de las señales a procesar será inferior a 1 MHz, se opta por implementar un control digital programable.

De entre las diferentes opciones de control digital programable se elige un procesador digital de señal (DSP). Un DSP es un sistema basado en un procesador o microprocesador que se caracteriza por lo siguiente:

- Su conjunto de instrucciones.
- Su circuitería.

Están optimizados para aplicaciones que demanden operaciones numéricas a muy alta velocidad.

Debido a estas características un DSP resulta especialmente útil para procesar señales analógicas en tiempo real.

Un sistema en tiempo real es aquel en el que se establecen restricciones temporales para la obtención de resultados o realización de operaciones. El funcionamiento correcto del sistema requiere que las operaciones se lleven a cabo:

- Correctamente.
- En el momento adecuado.
- Con la duración adecuada.

Cuando esta condición se da, se dice que el sistema es predecible.

Tiempo real no implica rapidez, un sistema en tiempo real asegura que el rendimiento temporal del sistema es el suficiente para resolver el problema al que está dedicado.

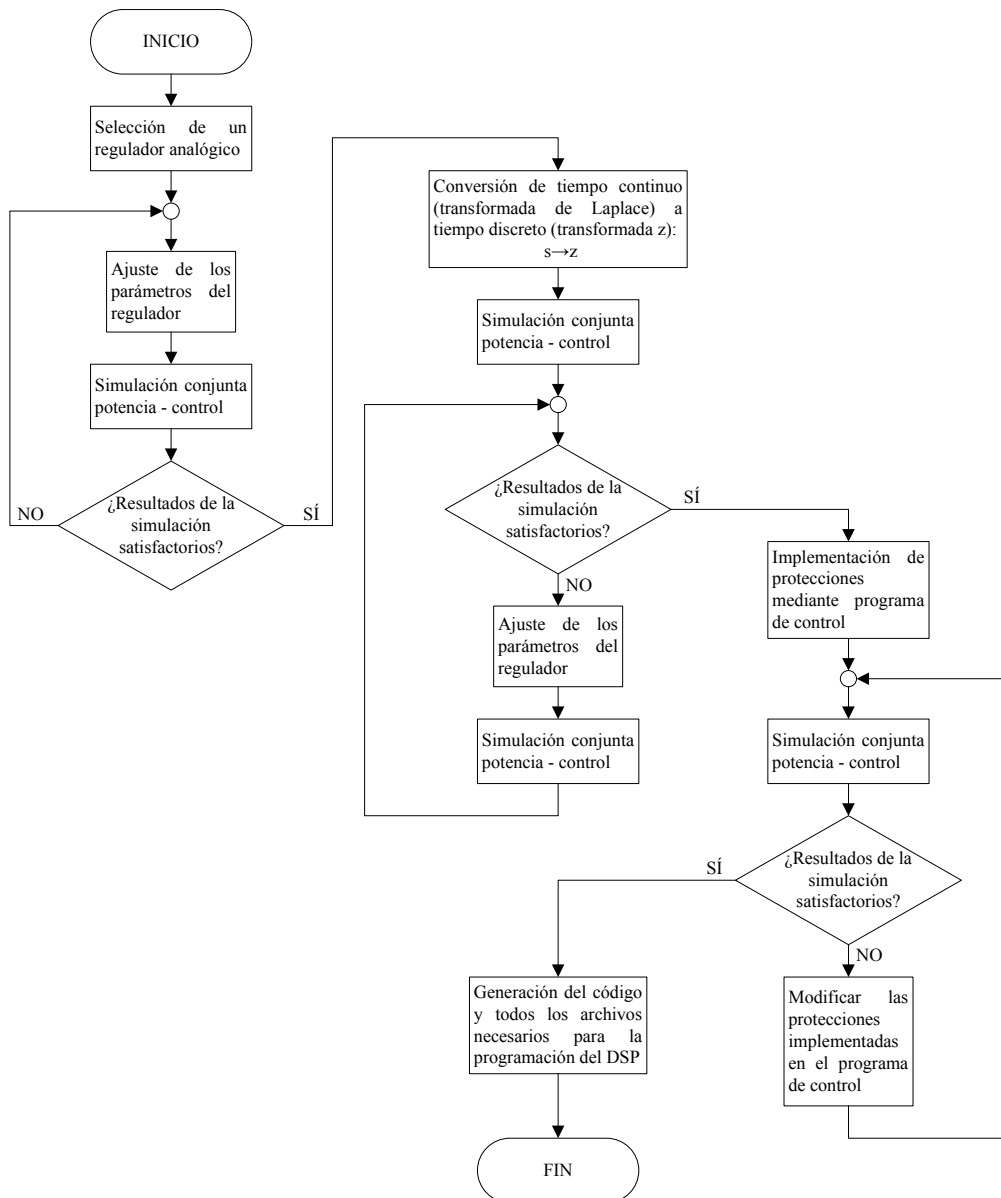
**Solución adoptada**

Para implementar el control se ha escogido el DSP de Texas Instruments TI F28335 debido a que sus recursos se adaptan muy bien a las necesidades de control en electrónica de potencia (por ejemplo, dispone de generadores PWM) además de disponer de un conversor analógico-digital con canales suficientes para la aplicación así como un bajo tiempo de conversión (80ns), pudiendo llegar a frecuencias de muestreo suficientemente altas para la aplicación (dependiendo del número de canales utilizados, a más canales utilizados menor podrá ser la frecuencia de muestreo para cada uno de ellos).

La programación se ha llevado a cabo de manera gráfica mediante la aplicación PSIM, haciendo uso de la aplicación SimCoder, que, partiendo de un circuito de control implementado con cierto tipo de circuitos discretos (puertas lógicas, integradores, fuentes de tensión constante, multiplexores...) es capaz de generar el código C para un DSP.



Los circuitos de control se han obtenido siguiendo el diagrama de flujo de la Figura 1-107.



**Figura 1-107 Diagrama de flujo del procedimiento seguido para la implementación del circuito de control**

Tras haber seguido el procedimiento indicado en el diagrama de flujo de la Figura 1-107 se ha obtenido un circuito de control que consta de las siguientes partes:



## Muestreo de las variables sensadas

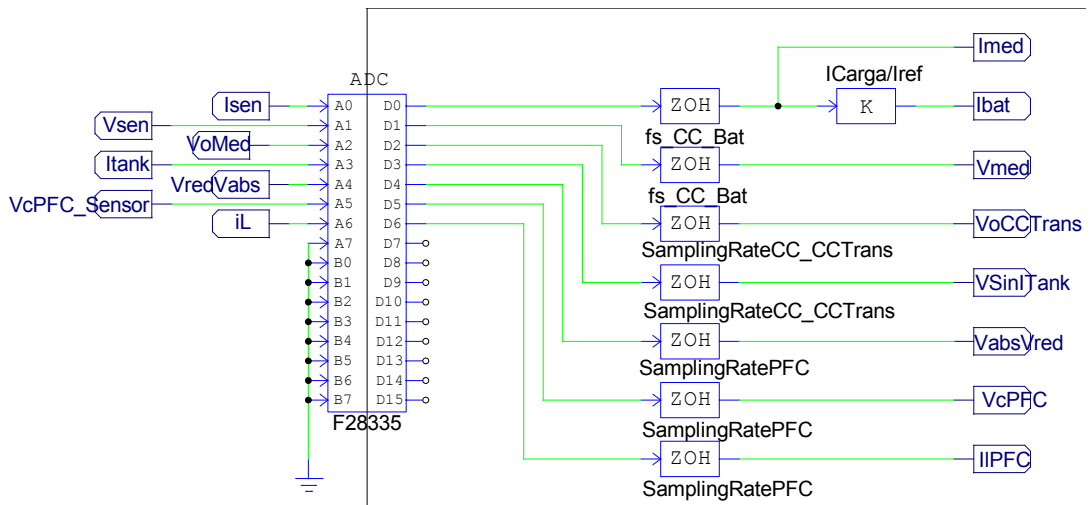


Figura 1-108 Entradas analógicas conectadas al convertor analógico - digital del DSP

La entrada de las señales analógicas está situada en la parte izquierda de la Figura 1-108, las entradas son las que se indican en la Tabla 1-17.

Entrada	Sensor de procedencia
Isen	Corriente a través de la batería
Vsen	Tensión en bornes de la batería
VoMed	Tensión de entrada al convertidor que genera los pulsos de corriente para la batería
Itank	Corriente de entrada en el circuito resonante del convertidor CC/CC con transformador
VredVabs	Tensión de red
VcPFC Sensor	Tensión a la salida del corrector de potencia
iL	Suma de las corrientes por cada bobina del corrector del factor de potencia

Tabla 1-17 Correspondencia variables sensadas / entradas analógicas de la Figura 1-108

Los elementos ZOH sirven para establecer la frecuencia de muestreo de cada canal del convertor analógico-digital. Los valores que se obtienen a la salida de esos elementos ZOH serán los datos digitales con los que se operará el DSP. La constante K da a su salida el valor de entrada multiplicado por el valor de dicha constante, para operar, en este caso, con la corriente de la batería afectada o no por una constante.

## Cálculo de sensores

### Sensado de corrientes

Para la medida de corrientes se utilizarán sensores de efecto Hall porque están aislados galvánicamente y su respuesta ante cambios en la corriente es suficientemente rápida para la aplicación. Se han elegido sensores de la marca Honeywell adaptados al valor de la corriente a medir en cada caso.



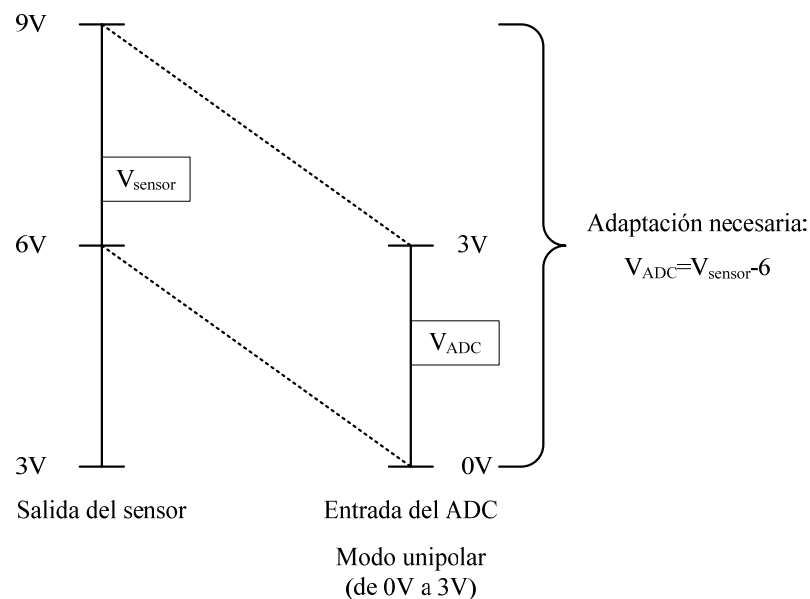
### Corriente en las bobinas del convertidor CA/CC

Para medir esta corriente se utiliza el sensor de corriente Honeywell CSLA1CD porque es capaz de medir corrientes entre  $-57A$  y  $+57A$ , estando comprendida la de esta aplicación entre  $0A$  y  $45A$ .

Debe tenerse en cuenta lo siguiente:

- La salida del sensor de corriente CSLA1CD estará entre  $0,75 \cdot 12V$  y  $0,25 \cdot 12V$ , correspondiéndose el nivel de  $6V$  con corriente de  $0A$ .
- La corriente  $i_L$  solamente puede tomar valores positivos ó  $0$ .
- El rango de entrada del convertidor analógico a digital (ADC) del DSP en modo unipolar es de  $0V$  a  $3V$ .

Teniendo en cuenta todas estas consideraciones, se tiene que llevar a cabo la adaptación de niveles de tensión que se indica en la Figura 1-109.



**Figura 1-109 Adaptación de niveles de tensión entre la salida del sensor de efecto Hall CSLA1CD y la entrada del ADC**

Para el sensado de la corriente  $i_L$  de la Tabla 1-17 se utilizará el circuito de la Figura 1-110, pues como se puede ver en dicho circuito, la tensión de salida tendrá el valor deducido en la Figura 1-109 si se eligen los valores de resistencia adecuados.

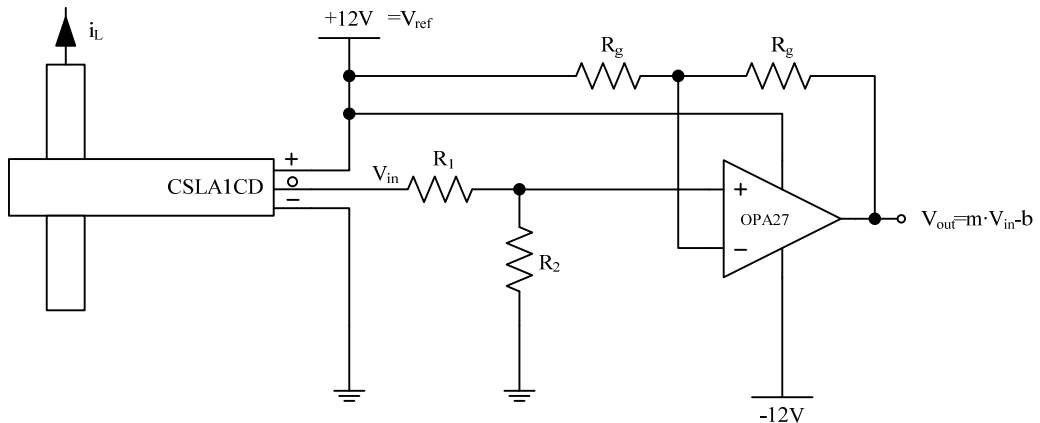


Figura 1-110 Sensado de la corriente  $i_L$  de la Tabla 1-17

Se puede conectar la salida del sensor CSLA1CD directamente al divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$  porque el sensor tiene la salida regulada, es decir, la señal que suministra ya ha sido acondicionada y tiene una impedancia de salida suficientemente baja. Si se resuelve el circuito de la Figura 1-110 teniendo en cuenta que la corriente por las entradas del amplificador operacional es aproximadamente 0 y la realimentación negativa en el amplificador operacional (cortocircuito virtual entre las entradas del amplificador operacional) se tiene (1.52).

$$\begin{aligned}
 \left( V_{\text{ref}} - V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \frac{1}{R_g} &= \left( V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{\text{out}} \right) \cdot \frac{1}{R_f} \Rightarrow \\
 \Rightarrow \frac{V_{\text{ref}}}{R_g} - V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_g} &= V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_f} - \frac{V_{\text{out}}}{R_f} \Rightarrow \quad (1.52) \\
 V_{\text{out}} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \cdot V_{\text{in}} - \left( V_{\text{ref}} + \frac{R_f}{R_g} \right)
 \end{aligned}$$

$V_{\text{ref}}=12\text{V}$  y si  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_f$  y  $R_g$  toman los valores de resistencia normalizados de la serie E24 ( $\pm 5\%$ ) que se indican en (1.53), se conseguirá el valor de  $V_{\text{out}}$  de la Figura 1-110.

$$\left. \begin{aligned}
 R_f &= 1.800\Omega \\
 R_g &= 3.600\Omega \\
 R_1 &= 1.800\Omega \\
 R_2 &= 3.600\Omega \\
 V_{\text{ref}} &= 12\text{V}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_{\text{out}} = V_{\text{in}} - 6 \quad (1.53)$$





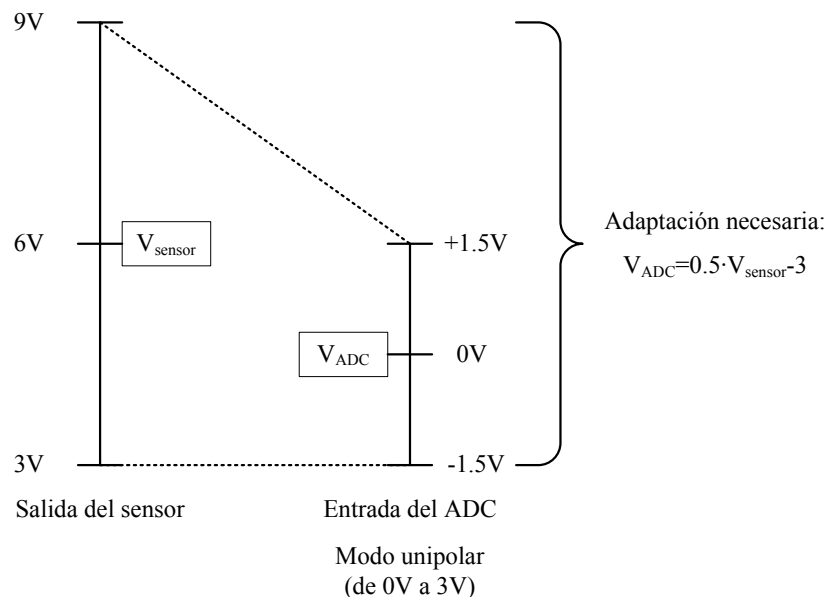
### Corriente por la bobina del convertidor CC/CC resonante

Para medir esta corriente se utiliza el sensor de corriente Honeywell CSLA2CE porque es capaz de medir corrientes entre  $-92A$  y  $+92A$ , estando comprendida la de esta aplicación entre  $-90A$  y  $90A$ .

Debe tenerse en cuenta lo siguiente:

- La salida del sensor de corriente CSLA2CE estará entre  $0,75 \cdot 12V$  y  $0,25 \cdot 12V$ , correspondiéndose el nivel de  $6V$  con corriente de  $0A$ .
- La corriente  $i_{Tank}$  puede tomar valores positivos o negativos.
- El rango de entrada del convertidor analógico a digital (ADC) del DSP en modo bipolar es de  $-1.5V$  a  $1.5V$ .

Teniendo en cuenta todas estas consideraciones, se tiene que llevar a cabo la adaptación de niveles de tensión que se indica en la Figura 1-111.



**Figura 1-111 Adaptación de niveles de tensión entre la salida del sensor de efecto Hall CSLA2CE y la entrada del ADC**

Para el sensado de la corriente  $i_{Tank}$  de la Tabla 1-17 se utilizará el circuito de la Figura 1-112, pues como se puede ver en dicho circuito, la tensión de salida tendrá el valor deducido en la Figura 1-111 si se eligen los valores de resistencia adecuados.

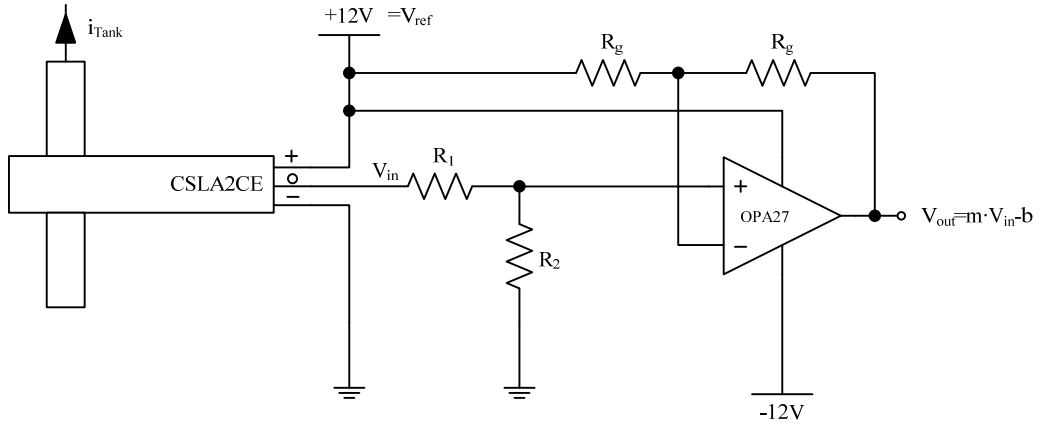


Figura 1-112 Sensado de la corriente  $i_{Tank}$  de la Tabla 1-17

Se puede conectar la salida del sensor CSLA2CE directamente al divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$  porque el sensor tiene la salida regulada, es decir, la señal que suministra ya ha sido acondicionada y tiene una impedancia de salida suficientemente baja. Si se resuelve el circuito de la Figura 1-112 teniendo en cuenta que la corriente por las entradas del amplificador operacional es aproximadamente 0 y la realimentación negativa en el amplificador operacional (cortocircuito virtual entre las entradas del amplificador operacional) se tiene (1.54).

$$\begin{aligned} \left( V_{ref} - V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \frac{1}{R_g} &= \left( V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{out} \right) \cdot \frac{1}{R_f} \Rightarrow \\ \Rightarrow \frac{V_{ref}}{R_g} - V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_g} &= V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_f} - \frac{V_{out}}{R_f} \Rightarrow \\ V_{out} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \cdot V_{in} - \left( V_{ref} + \frac{R_f}{R_g} \right) \end{aligned} \quad (1.54)$$

$V_{ref}=12V$  y si  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_f$  y  $R_g$  toman los valores de resistencia normalizados de la serie E24 ( $\pm 5\%$ ) que se indican en (1.55), se conseguirá el valor de  $V_{out}$  de la Figura 1-111.

$$\left. \begin{aligned} R_f &= 750\Omega \\ R_g &= 3.000\Omega \\ R_1 &= 3.600\Omega \\ R_2 &= 2.400\Omega \\ V_{ref} &= 12V \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} - 3 \quad (1.55)$$



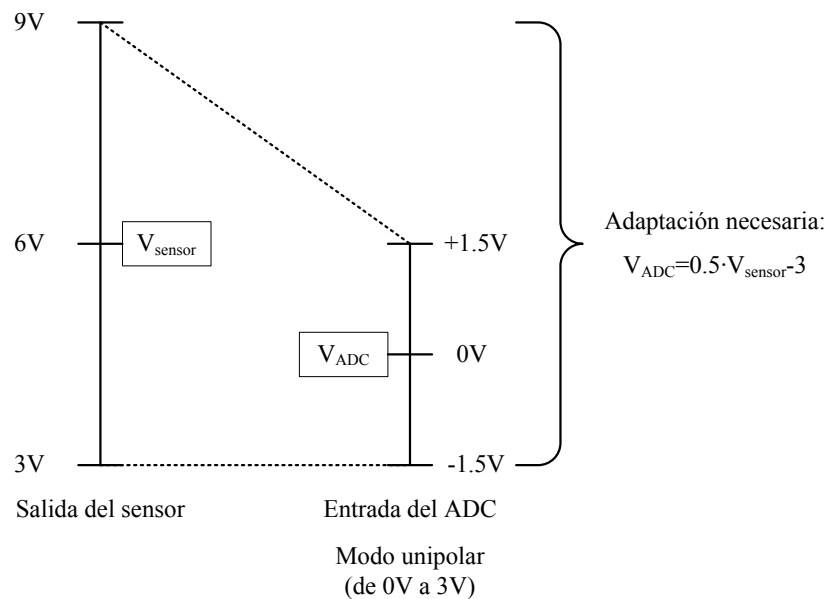
### Corriente por la batería

Para medir esta corriente se utiliza el sensor de corriente Honeywell CSLA1DG porque es capaz de medir corrientes entre -120A y +120A, estando comprendida la de esta aplicación entre 74A y -120A. Debe tenerse en cuenta que llegar al límite de la corriente del sensor de efecto Hall no supone una sobrecarga del mismo, solamente dará el valor máximo a su salida pero no se deteriorará.

Debe tenerse en cuenta lo siguiente:

- La salida del sensor de corriente CSLA1DG estará entre  $0,75 \cdot 12V$  y  $0,25 \cdot 12V$ , correspondiéndose el nivel de 6V con corriente de 0A.
- La corriente  $i_{bat}$  puede tomar valores positivos o negativos.
- El rango de entrada del convertidor analógico a digital (ADC) del DSP en modo bipolar es de -1.5V a 1.5V.

Teniendo en cuenta todas estas consideraciones, se tiene que llevar a cabo la adaptación de niveles de tensión que se indica en la Figura 1-111.



**Figura 1-113 Adaptación de niveles de tensión entre la salida del sensor de efecto Hall CSLA1DG y la entrada del ADC**

Para el sensado de la corriente  $i_{bat}$  de la Tabla 1-17 se utilizará el circuito de la Figura 1-114, pues como se puede ver en dicho circuito, la tensión de salida tendrá el valor deducido en la Figura 1-113 si se eligen los valores de resistencia adecuados.

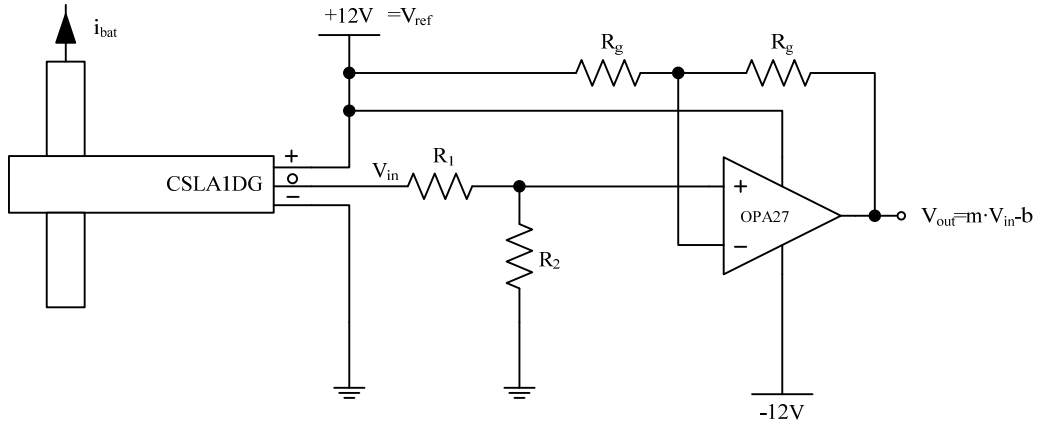


Figura 1-114 Sensado de la corriente  $i_{bat}$  de la Tabla 1-17

Se puede conectar la salida del sensor CSLA1DG directamente al divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$  porque el sensor tiene la salida regulada, es decir, la señal que suministra ya ha sido acondicionada y tiene una impedancia de salida suficientemente baja. Si se resuelve el circuito de la Figura 1-114 teniendo en cuenta que la corriente por las entradas del amplificador operacional es aproximadamente 0 y la realimentación negativa en el amplificador operacional (cortocircuito virtual entre las entradas del amplificador operacional) se tiene (1.56).

$$\begin{aligned} \left( V_{ref} - V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \frac{1}{R_g} &= \left( V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{out} \right) \cdot \frac{1}{R_f} \Rightarrow \\ \Rightarrow \frac{V_{ref}}{R_g} - V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_g} &= V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_f} - \frac{V_{out}}{R_f} \Rightarrow \\ V_{out} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \cdot V_{in} - \left( V_{ref} + \frac{R_f}{R_g} \right) \end{aligned} \quad (1.56)$$

$V_{ref}=12V$  y si  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_f$  y  $R_g$  toman los valores de resistencia normalizados de la serie E24 ( $\pm 5\%$ ) que se indican en (1.57), se conseguirá el valor de  $V_{out}$  de la Figura 1-113.

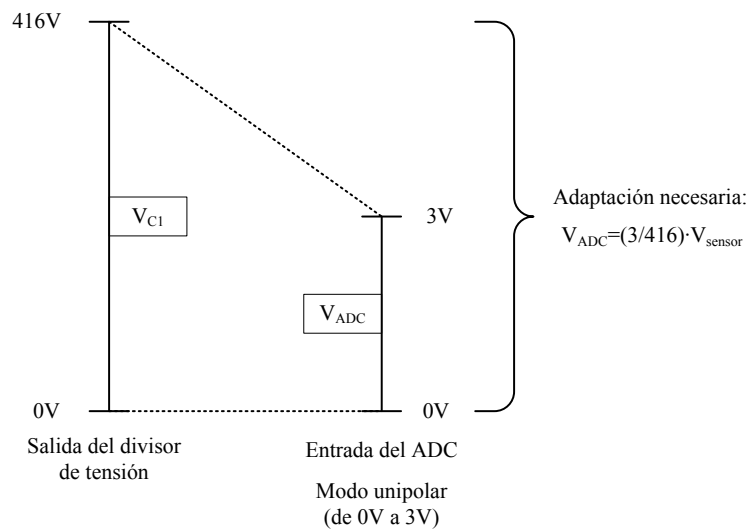
$$\left. \begin{aligned} R_f &= 750\Omega \\ R_g &= 3.000\Omega \\ R_1 &= 3.600\Omega \\ R_2 &= 2.400\Omega \\ V_{ref} &= 12V \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} - 3 \quad (1.57)$$



## Sensado de tensiones

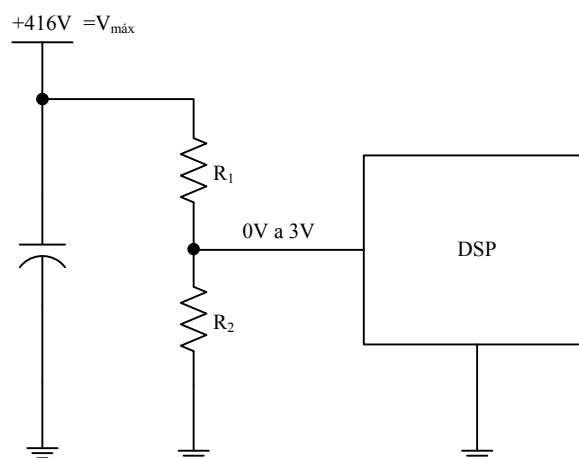
### Tensión en el condensador del CA/CC

El valor de dicha tensión está comprendido entre 0V y 416V y la referencia de esta tensión coincide con la de la fuente de alimentación de los circuitos de control, de modo que basta con recurrir a un divisor de tensión para medir la tensión en este condensador. La adaptación de niveles necesaria se muestra en la Figura 1-115.



**Figura 1-115 Adaptación de niveles entre la tensión del condensador del corrector del factor de potencia y el ADC**

Para llevar a cabo la adaptación de niveles de la Figura 1-115 se ha llevado a cabo la solución indicada en la Figura 1-116.



**Figura 1-116 Medida de la tensión en el condensador del corrector del factor de potencia**



Los valores de las resistencias de la Figura 1-116 son los que se indican en (1.58).

$$416 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3}{416} = \frac{30\text{k}\Omega}{4'13\text{M}\Omega + 30\text{k}\Omega} \quad (1.58)$$

Valores normalizados

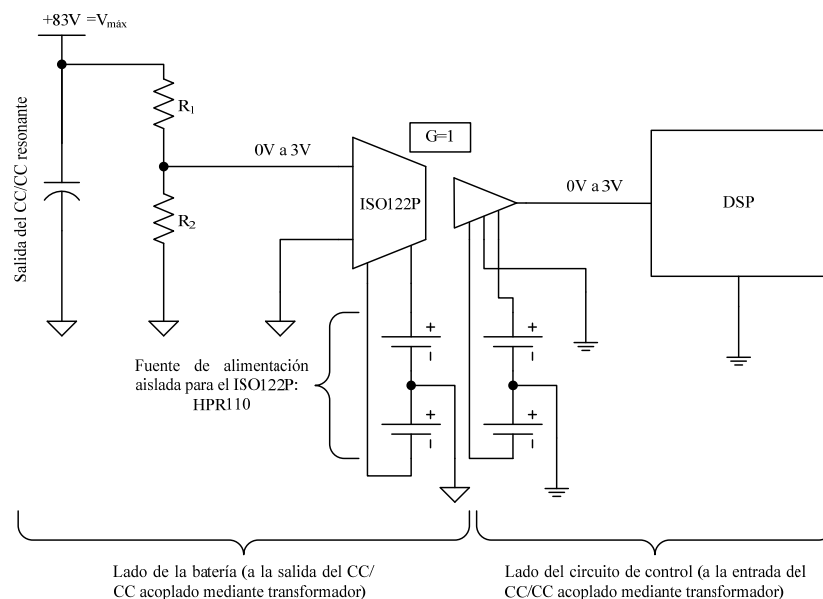
La corriente que circulará por estas resistencias es de unos  $100\mu\text{A}$ , por lo que la potencia disipada será de  $41'3\text{mW}$ , de modo que será suficiente con resistencias de  $\frac{1}{4}\text{W}$ .

### Tensión en el condensador de salida CC/CC resonante

La salida de este convertidor está aislada galvánicamente de su entrada mediante el transformador de alta frecuencia. La referencia del circuito de control está en la entrada de este convertidor, de manera que la tensión a la salida del convertidor CC/CC resonante está galvánicamente aislada de la entrada y del circuito de control.

- Para seguir manteniendo el aislamiento galvánico se medirá esta tensión con un amplificador de aislamiento.
- Esta tensión toma valores entre  $0\text{V}$  y  $83\text{V}$ , de manera que hay que adaptarla al rango de entrada del ADC,  $0\text{V}$  a  $3\text{V}$  en modo unipolar.
- El amplificador de aislamiento elegido tiene ganancia unitaria.

Con estas restricciones, se ha optado por la solución de la Figura 1-117.



**Figura 1-117 Medida de la tensión del condensador de salida del CC/CC acoplado mediante transformador**



La tensión de entrada al amplificador de aislamiento de la Figura 1-117 es la indicada en (1.59).

$$V_{in} = V_{C_2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.59)$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  se calculan según (1.59) con los valores indicados en (1.60).

$$3 = 83 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3}{83} = \frac{3k\Omega}{80k\Omega + 3k\Omega} \quad (1.60)$$

Valores normalizados

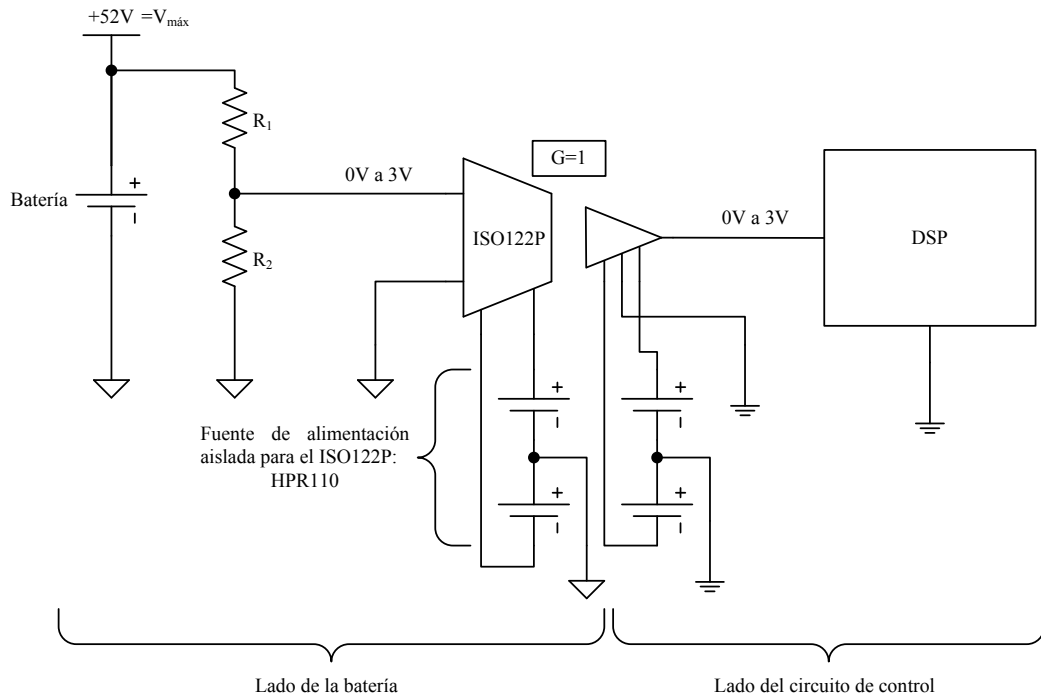
Con estos valores de resistencia circulará por ellas una corriente de en torno a 1mA, de modo que disiparán una potencia de 80mW  $R_1$  y 3mW  $R_2$ , así que será suficiente con resistencias de 1/8 W. Se elegirá una tolerancia del 5%, serie E24.

### Tensión en la batería

La batería conectada al cargador está aislada galvánicamente del circuito de control gracias al transformador de alta frecuencia. La referencia del circuito de control está al otro en el primario de dicho transformador.

- Para seguir manteniendo el aislamiento galvánico se medirá esta tensión con un amplificador de aislamiento.
- Esta tensión toma valores entre 0V y 52V, de manera que hay que adaptarla al rango de entrada del ADC, 0V a 3V en modo unipolar.
- El amplificador de aislamiento elegido tiene ganancia unitaria.

Con estas restricciones, se ha optado por la solución de la Figura 1-118.



**Figura 1-118 Sensado de la tensión de la batería**

La tensión de entrada al amplificador de aislamiento de la Figura 1-118 es la indicada en (1.61).

$$V_{in} = V_{Bat} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.61)$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  se calculan según (1.61) con los valores indicados en (1.62).

$$52 = 3 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3}{52} \approx \frac{3k\Omega}{47k\Omega + 3k\Omega} \quad (1.62)$$

Valores normalizados

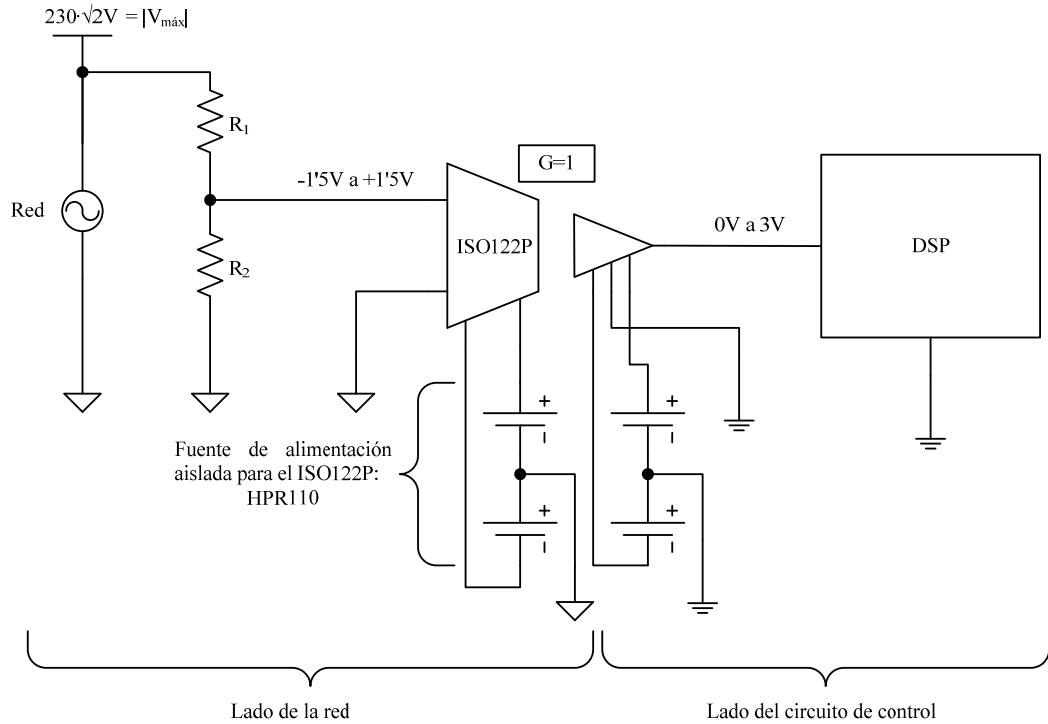
Con estos valores de resistencia circulará por ellas una corriente de en torno a 1mA, de modo que disiparán una potencia de 49mW  $R_1$  y 3mW  $R_2$ , así que será suficiente con resistencias de 1/8 W. Se elegirá una tolerancia del 5%, serie E24.





### Tensión de red

El circuito de control y la red no comparten la misma referencia, de manera que se recurre de nuevo a un amplificador de aislamiento, Figura 1-119.



**Figura 1-119 Sensado de la tensión de red**

La tensión de entrada al amplificador de aislamiento de la Figura 1-119 es la indicada en (1.63).

$$V_{in} = V_{Bat} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.63)$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  se calculan según (1.63) con los valores indicados en (1.64).

$$230 \cdot \sqrt{2} = 1.5 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1.5}{230 \cdot \sqrt{2}} \approx \frac{4.63k\Omega}{1M\Omega + 4.63k\Omega} \quad (1.64)$$

Valores normalizados

Con estos valores de resistencia circulará por ellas una corriente eficaz de en torno a  $230\mu A$ , de modo que disiparán una potencia de  $52mW$   $R_1$  y  $0.2mW$   $R_2$ , así que será suficiente con resistencias de  $1/8 W$ . Se elegirá una tolerancia del 5%, serie E24.



### Entradas para la operación del cargador

El cargador se controlará mediante los pulsadores de marcha y paro. Estos pulsadores estarán conectados a 2 entradas digitales del DSP, Figura 1-120.

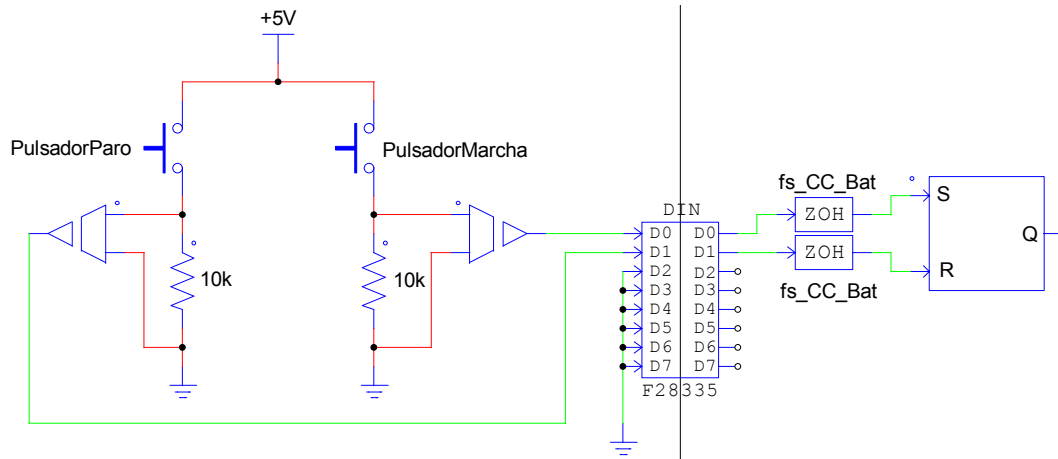


Figura 1-120 Entradas digitales del procesador digital de señal (DSP)

Al actuarse sobre un biestable (programado) se elimina la necesidad de disponer de un circuito antirrebotes para los pulsadores externos al DSP. Las señales de marcha y paro se procesan como se indica en la Figura 1-121. El biestable de la parte inferior de la Figura 1-121 es el biestable de la parte derecha de la Figura 1-120.

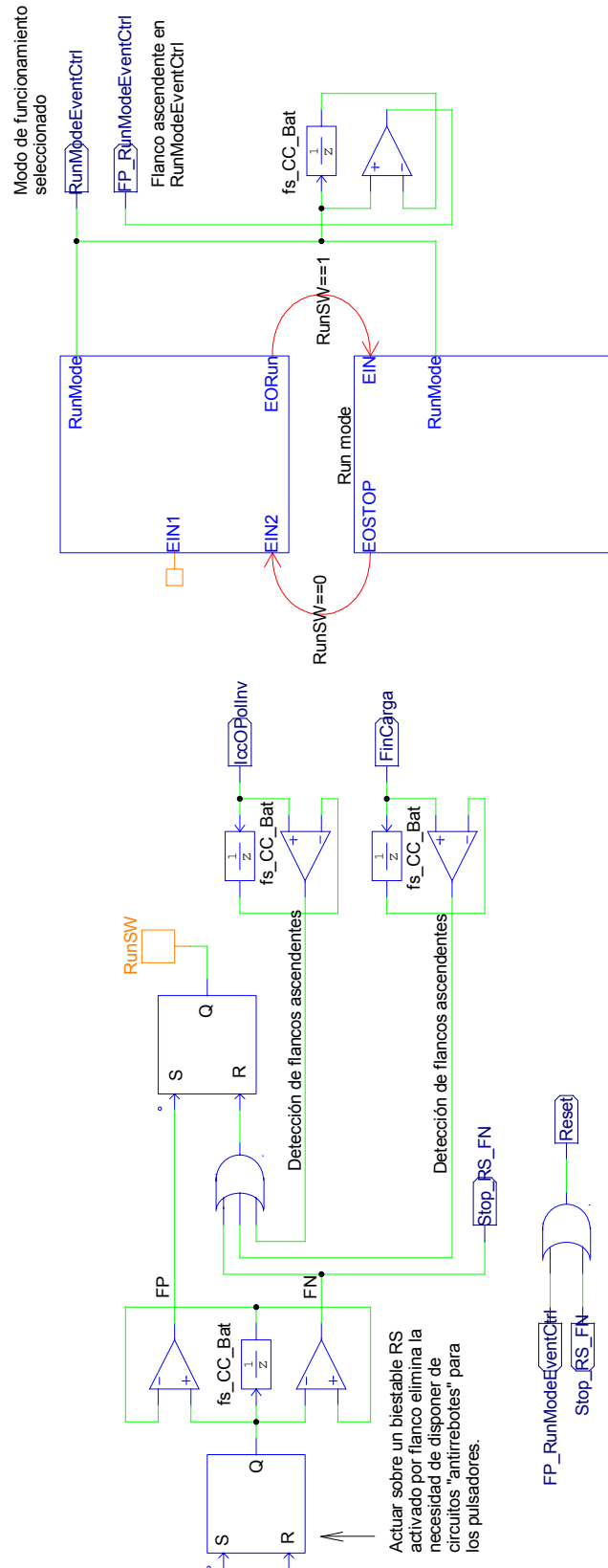


Figura 1-121 Procesado de las señales de marcha/paro



Los bloques 1/z introducen un retraso correspondiente a un período de muestreo, lo que hace que sea posible, mediante un comparador, detectar un flanco ascendente (etiquetado como FP, Flanco Positivo) o un flanco descendente (etiquetado como FN, Flanco Negativo), puesto que a la entrada de los bloques 1/z se tiene el valor actual de la variable mientras que a su salida se tiene el valor anterior.

El procesado de las señales de marcha/paro que tiene lugar en la Figura 1-121 hace que cuando hay un cambio de pulsar marcha a paro o viceversa, se actúe sobre la entrada de puesta a 1 de un biestable RS (el 2º empezando por la izquierda de la Figura 1-121). La salida de este biestable RS dará la orden de marcha/paro al convertidor, pero se pondrá a 0 dicho biestable mediante una pulsación del pulsador de paro o si tiene lugar alguna otra circunstancia:

- Cortocircuito en la batería
- Polaridad invertida en la batería
- Finalización de la carga de la batería

Al resto de circuitos de control del convertidor se enviará la señal “RunModeEventCtrl” saliente de los subcircuitos de control, que determinará el permiso para que el resto de subcircuitos de control den las señales adecuadas a los semiconductores. Cuando está activo el modo Stop (modo por defecto) la señal RunModeEventCtrl será 0, lo que parará el resto del circuito. Cuando se pasa al modo Run la señal RunModeEventCtrl será 1, poniéndose en marcha el cargador.



### Comprobaciones previas al inicio del proceso de carga

Antes de iniciarse el proceso de carga se comprobará:

- Polaridad invertida en la batería
- Cortocircuito en la batería
- Batería no presente
- Batería ya cargada

Solamente si esas condiciones son correctas se dará la orden de comienzo de carga. En caso contrario se encenderá un diodo led para señalar cuál de esos problemas se ha detectado en la salida del cargador y se requerirá que el usuario solucione el problema, pulse paro para poner a 0 esas condiciones que impiden iniciar la carga y pulse de nuevo marcha para reiniciar la carga. Estas comprobaciones las lleva a cabo el subcircuito de control de la Figura 1-122.



**Figura 1-122 Subcircuito para la comprobación inicial antes de comenzar la carga de la batería**

El contenido del subcircuito de control de la Figura 1-122 es el que se puede ver en la Figura 1-123.

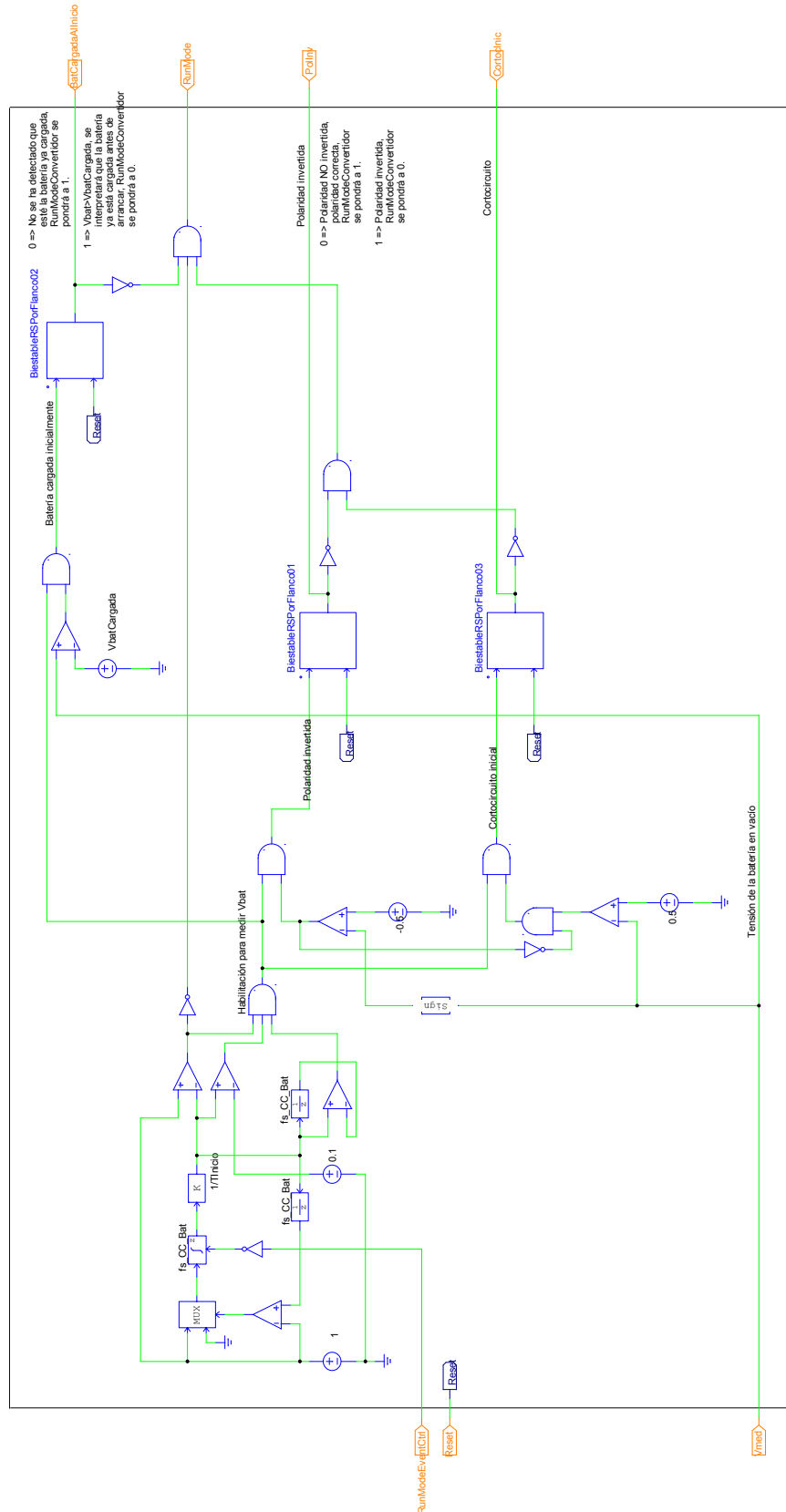
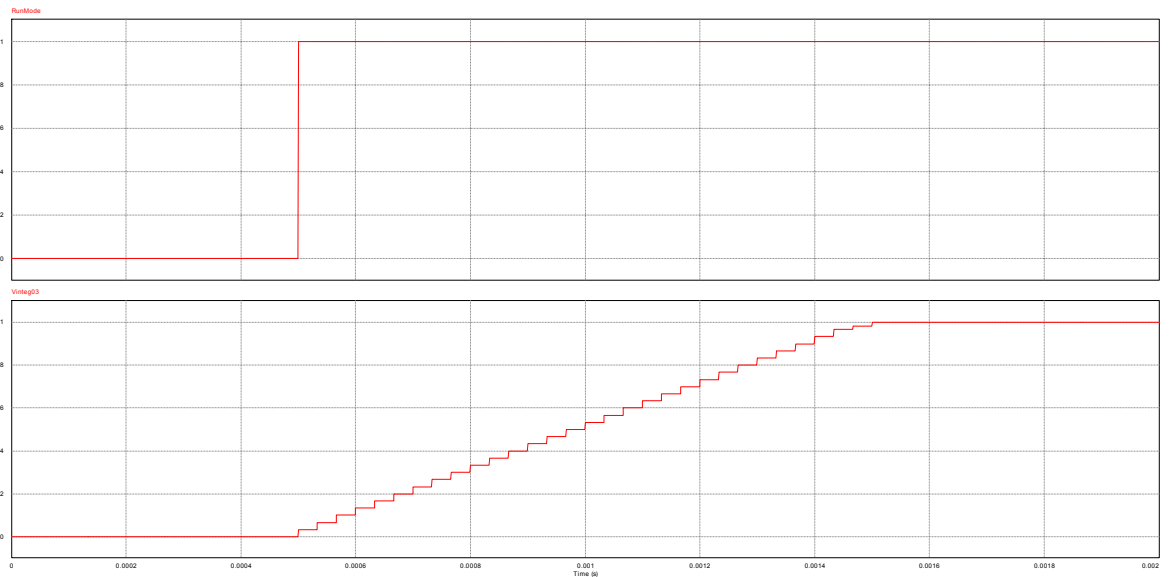


Figura 1-123 Contenido del subcircuito de control de la Figura 1-122



El circuito de la Figura 1-123 genera una rampa mediante un integrador (parte izquierda de la Figura 1-123) y si durante el transcurso de 0 al valor máximo de la rampa no se detecta cortocircuito, polaridad invertida o batería no presente, se iniciará la carga mediante la señal RunMode a 1 (Figura 1-122). En caso contrario RunMode será 0 y no se arrancará el cargador.



**Figura 1-124 (a) RunModeEventCtrl en la parte superior y (b) rampa durante la que se hacen las comprobaciones antes de iniciar la carga de la batería**

En los biestables RS de la Figura 1-123 se almacenará si ha tenido lugar o no alguna de las 3 condiciones medidas (polaridad invertida, cortocircuito, batería cargada o batería no presente).



## Protecciones

En cada ciclo de ejecución del programa de control se comprobará si se produce alguna de las siguientes situaciones durante el proceso de carga:

- Polaridad invertida en la batería
- Cortocircuito en la batería
- Batería no presente

Si se produjese alguna de estas circunstancias se detendrá el proceso de carga. El subcircuito de control de la Figura 1-125 lleva a cabo estas comprobaciones y detiene el proceso de carga si fuese necesario. Una entrada es la variable RunMode porque estas comprobaciones se llevan a cabo si el proceso de carga está iniciado.



**Figura 1-125 Subcircuito que implementa las protecciones**

El contenido del subcircuito de la Figura 1-125 se puede ver en la Figura 1-126.



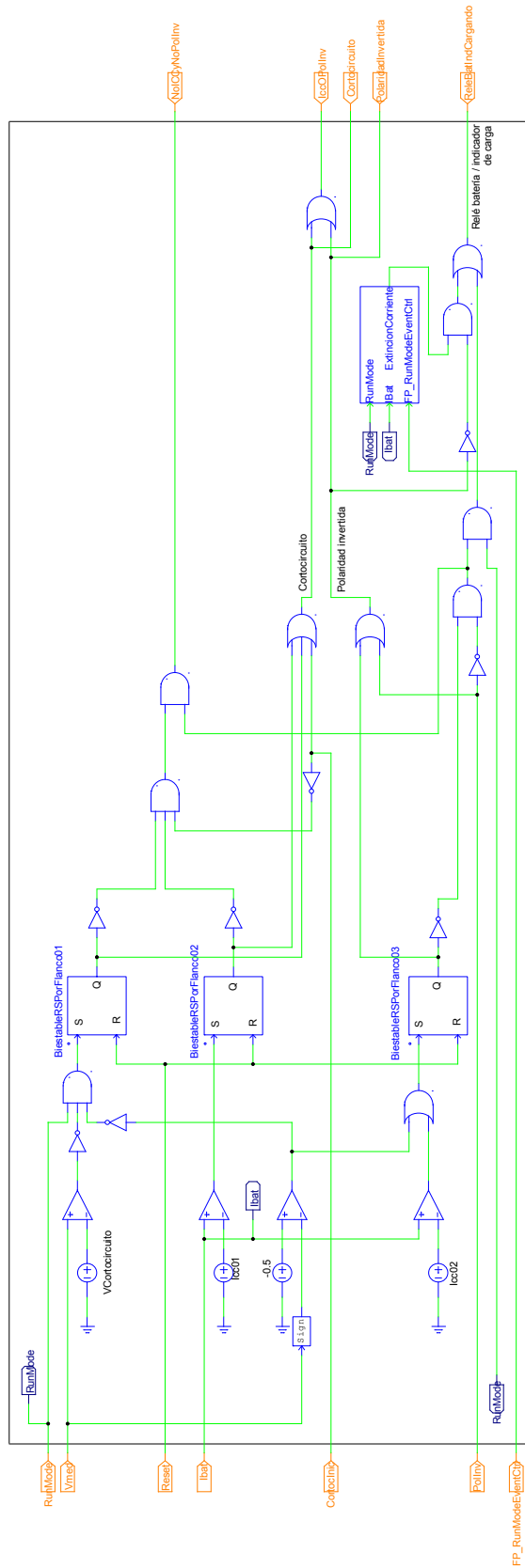


Figura 1-126 Contenido del subcircuito de la Figura 1-125



De arriba hacia abajo, si se coloca el lado más largo de la Figura 1-126 en horizontal, en el circuito de la Figura 1-126 se realizan las siguientes comprobaciones:

- Tensión en la batería es superior a la de cortocircuito.
  - En caso afirmativo se pondrá a 1 la salida del biestable RS correspondiente, el situado en la parte superior de la Figura 1-126.
- Corriente de la batería mayor de la establecida, se alcanza en caso de producirse un cortocircuito.
  - En caso afirmativo se pondrá a 1 la salida del biestable RS correspondiente, el de la parte central en la Figura 1-126.
- Corriente de la batería mayor de la corriente de cortocircuito. Si la corriente sigue creciendo habiéndose detectado que se llegó ya a la corriente de cortocircuito puede ser debido a una inversión de la polaridad de la batería.
  - En caso afirmativo se pondrá a 1 la salida del biestable RS situado en la parte inferior de la Figura 1-126.

Cualquiera de las detecciones anteriores provocará:

- El paro del proceso de carga.
- El cese de las señales de puerta de los convertidores para que dejen de suministrar energía a la batería.
- Por seguridad, se desconectará la batería del cargador hasta que el usuario del cargador subsane el defecto (el usuario será informado del defecto mediante diodos led, su descripción se puede ver en 0 Salidas para señalización).

La corriente que atraviesa la batería es suministrada a la misma a través de una bobina. La desconexión de la batería en el mismo instante en que se detecta el fallo provocaría una rápida destrucción de los contactos del contactor que conecta/desconecta la batería del cargador, por lo que se procederá de la siguiente manera:

- Si la situación detectada es cortocircuito se paran los convertidores y se espera a que la corriente tome un valor bajo (del orden de miliamperios) para cortar con seguridad.
- Si la situación detectada es polaridad invertida se abre el contactor, pues, de no hacerlo, la corriente seguiría creciendo.



El circuito encargado de asegurarse de que la corriente por la batería tome valores seguros es el que aparece en la parte derecha de la Figura 1-126, cuyo contenido se puede ver en la Figura 1-127.

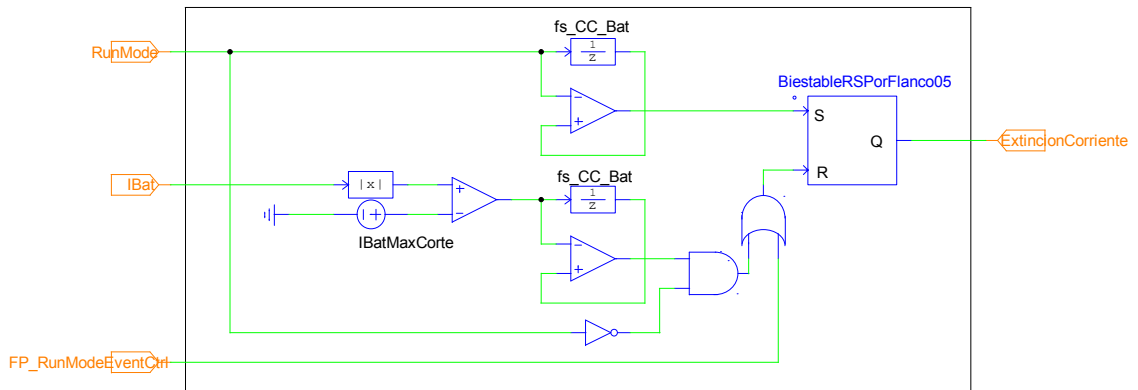


Figura 1-127 Subcircuito encargado de desconectar la batería cuando la corriente que la atraviesa toma un valor seguro para el contactor

Se puede ver en el circuito de la Figura 1-127 que se actúa sobre un biestable RS que dará permiso para que la corriente se extinga de manera natural cuando se da la orden de apagado del convertidor y cuando se llega a un valor suficientemente bajo (IBatMaxCorte en la Figura 1-127) se da la orden de apertura del contactor.

### Determinación del final del proceso de carga

Durante los pulsos de descanso en la carga de la batería se medirá la tensión de la misma para comprobar así su estado de carga y determinar cuándo se llega al final de la carga.

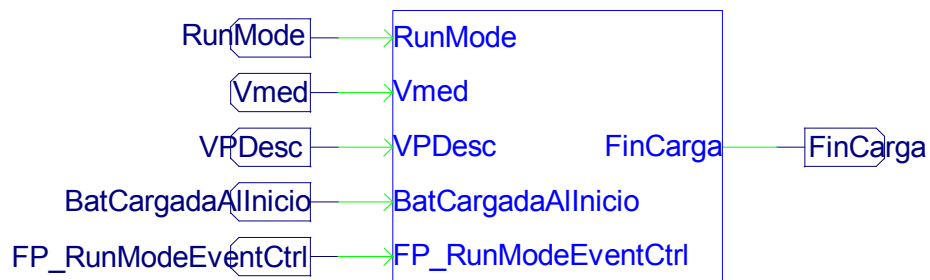


Figura 1-128 Subcircuito de control para determinar el final de la carga

El subcircuito de la Figura 1-128 tiene las siguientes entradas:

- RunMode: sólo se medirá la tensión en la batería para determinar si está cargada durante el pulso de descanso, para ello tiene que estar el convertidor en marcha (esto ocurre cuando RunMode=1).



- $V_{med}$ : la tensión medida en la batería.
- $V_{PDesc}$ : señal que provoca los pulsos de descarga para que cuando finalice el pulso de descarga se mida la tensión en la batería.
- $BatCargadaAlInicio$ : señal que indica si la batería está cargada al inicio, si esta señal está activada también se finalizará la carga ( $FinCarga$  se pondrá a 1).
- $FP\_RunModeEventCtrl$ : cuando esta señal es 1 indica un flanco ascendente en la señal de marcha, lo que pondrá a 0 el biestable RS que memoriza la detección del final de la carga.

El contenido del subcircuito de control de la Figura 1-128 es el que se indica en la Figura 1-129. El integrador de la parte izquierda de la Figura 1-129 es para, de nuevo, generar una rampa y esperar a que se extinga la corriente por la batería, pues transcurre un tiempo desde que se da la orden de hacer 0 la corriente hasta que se hace 0.

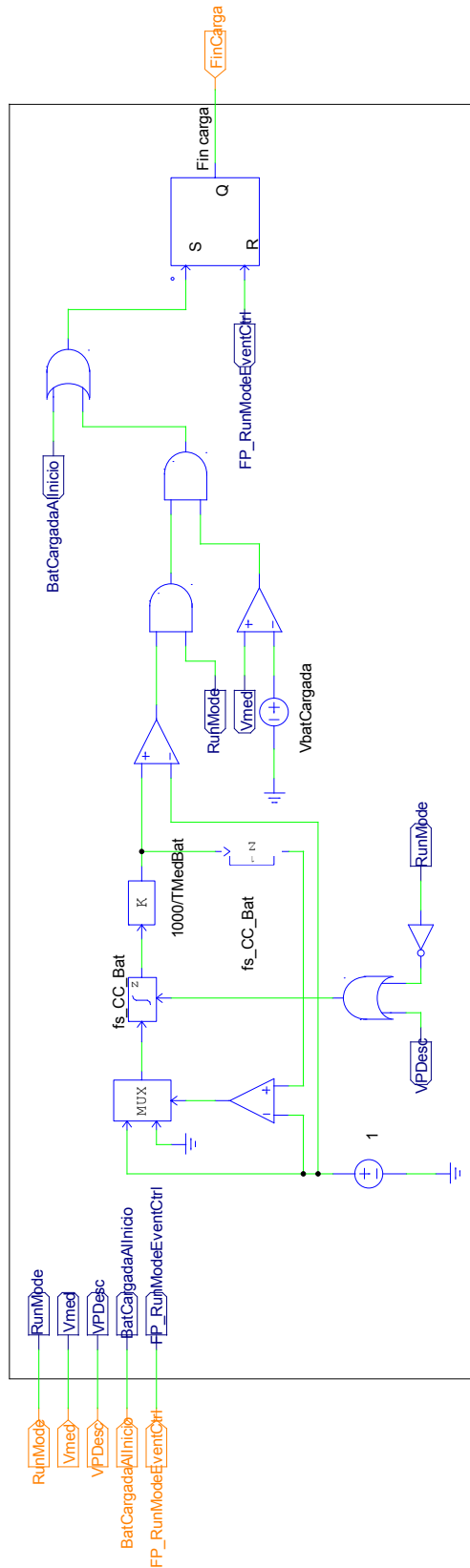
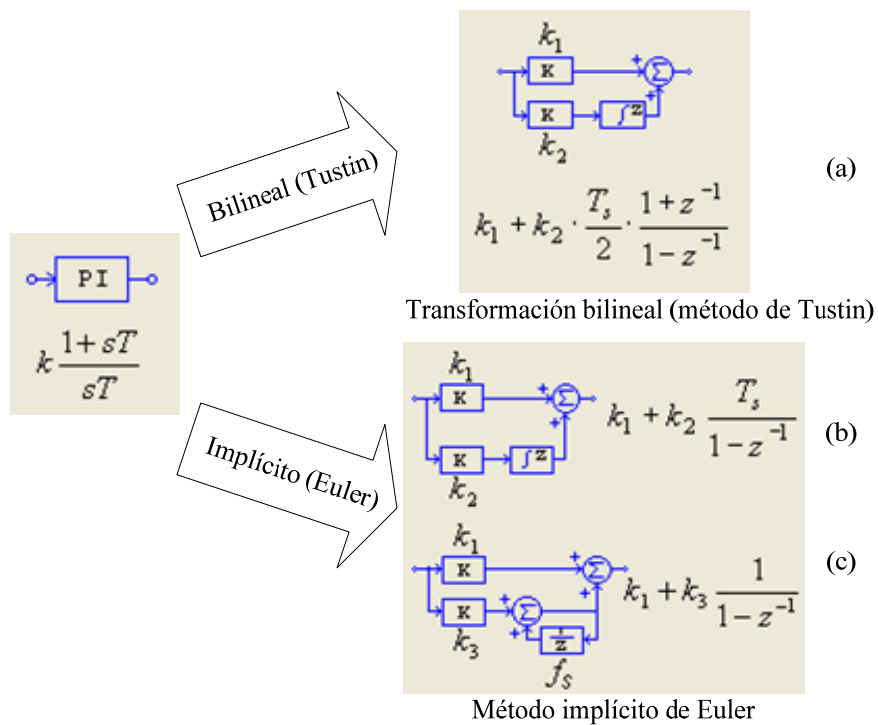


Figura 1-129 contenido del subcircuito de control de la Figura 1-128



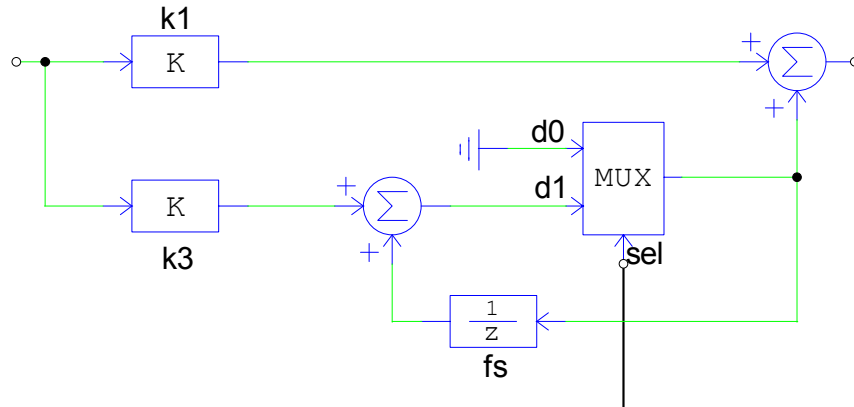
### Reguladores para cada convertidor

La actuación sobre las señales de puerta de los transistores del circuito de potencia para que el circuito cargue la batería se hará si las comprobaciones efectuadas hasta ahora son correctas. Para implementar los reguladores que comenzaron siendo analógicos, es necesario pasar de tiempo continuo (transformada de Laplace) a tiempo discreto (transformada  $z$ ). Para llevar a cabo este paso se puede recurrir a cualquiera de los 2 métodos numéricos que se indican en la Figura 1-130.



**Figura 1-130** Dos métodos numéricos para obtener un regulador en  $z$  equivalente a un PI en  $s$

Se ha elegido el método implícito de Euler / Figura 1-130 (c) porque tiene la ventaja de poder empezar o parar la integración como se indica en la Figura 1-131.



0 detiene la acción del integrador (se obtiene 0 a la salida)  
1 permite la acción normal del integrador

Figura 1-131 Regulador en z equivalente a un PI en s (método implícito de Euler) con marcha y paro en el integrador

Los subcircuitos de control de los reguladores actuarán sobre los drivers, que enviarán las señales de puerta de los transistores del circuito de potencia, Figura 1-132.

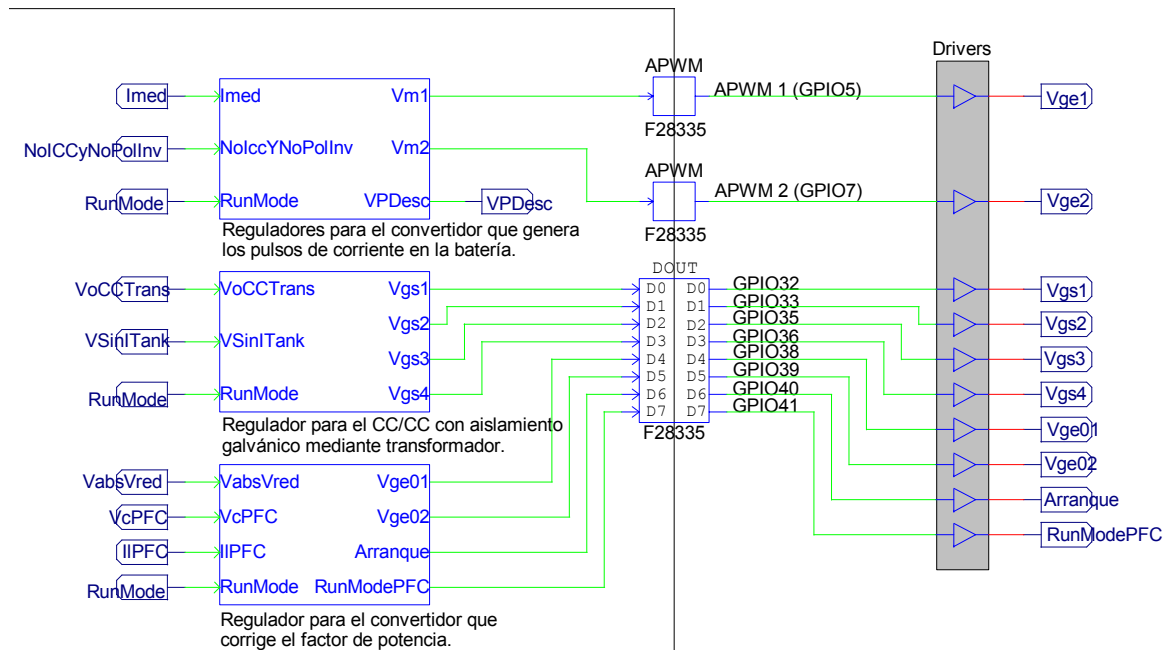


Figura 1-132 Reguladores para cada uno de los tres convertidores y salidas del DSP a los drivers

### Convertidor que genera los pulsos de corriente en la batería

El contenido del subcircuito regulador para el convertidor que genera los pulsos de corriente en la batería se puede ver en la Figura 1-133.

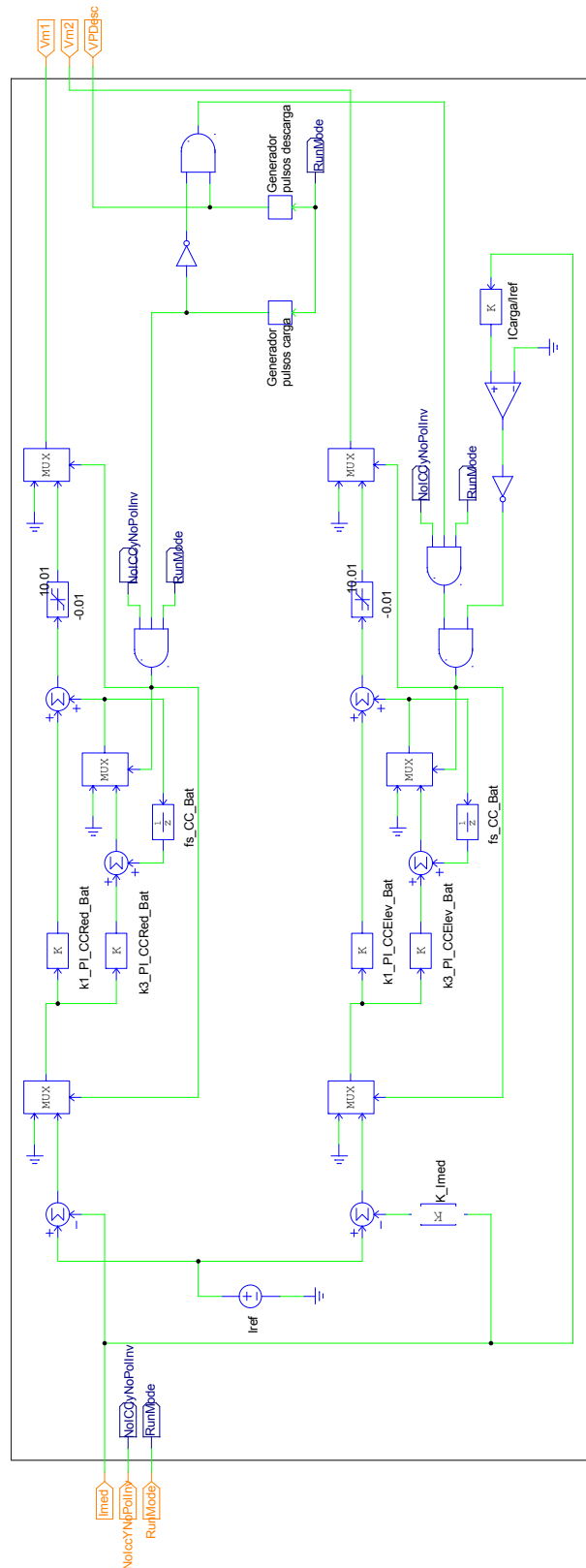


Figura 1-133 Subcircuito del regulador del convertidor que genera los pulsos de corriente en la batería





Se puede ver en la parte superior de la Figura 1-133 el regulador en lazo cerrado correspondiente al convertidor que genera los pulsos de carga. En la parte inferior está situado el regulador en lazo cerrado correspondiente al convertidor que genera los pulsos de descarga. En la parte derecha se generan los pulsos de carga y descarga patrones para los de la batería. Los multiplexores de la Figura 1-133 tienen como función evitar que los integradores sigan integrando cuando no deben actuar. Las 2 salidas de este circuito son el equivalente a las ondas moduladoras en un circuito analógico. Estas 2 señales se llevarán (como se puede ver en la parte superior de la Figura 1-132) a 2 generadores PWM (APWM en la Figura 1-132). Estos generadores descargan de trabajo al DSP, pues son circuitos dedicados exclusivamente a esa misión. Las señales de los otros transistores se envían a través de salidas digitales porque se ha seguido una estrategia de control diferente.

### Convertidor CC/CC con aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia

El contenido del subcircuito regulador para el convertidor CC/CC con aislamiento galvánico mediante transformador se puede ver en la Figura 1-134.

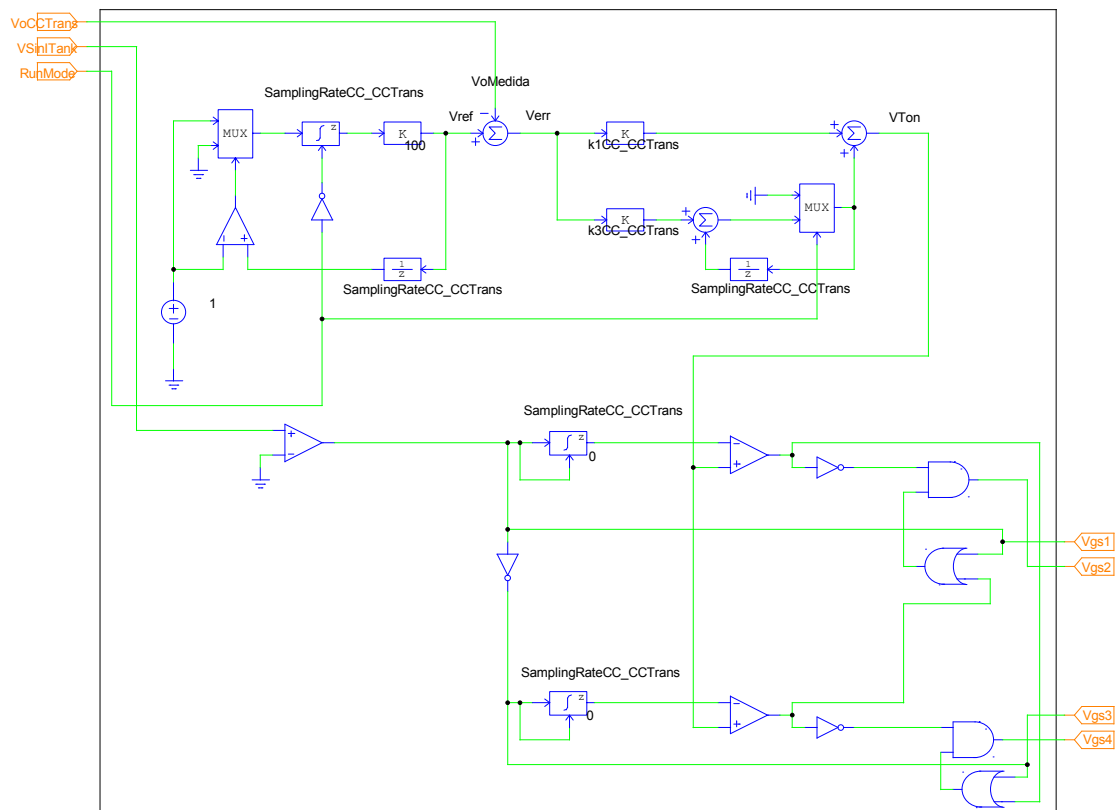
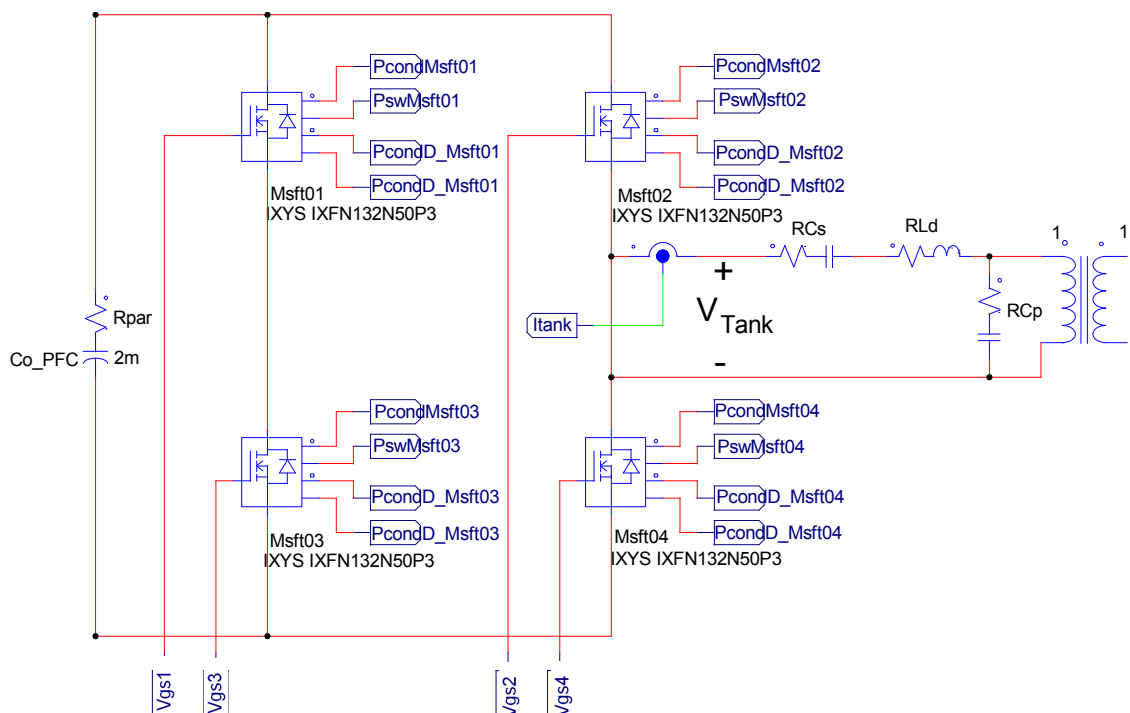


Figura 1-134 Subcircuito del regulador para el convertidor CC/CC acoplado por transformador de alta frecuencia



La entrada  $V_{SinTank}$  es el valor de la corriente en el circuito resonante, en principio, esta corriente será sinusoidal, se comparará con 0 y se tendrá una onda cuadrada que será la señal del transistor  $Msft01$  de la Figura 1-135. Su complementaria será la señal del transistor  $Msft03$  de la Figura 1-135. Para conseguir la resonancia se ajustará el ancho del pulso de tensión aplicada al circuito resonante, mediante el valor de  $V_{Ton}$ , valor proporcional al tiempo de desfase entre las señales de los transistores 1-3 y 2-4.  $V_{Ton}$  se obtiene del regulador en z.



**Figura 1-135 Transistores del lado del primario en el convertidor CC/CC resonante con transformador de alta frecuencia**

Para ver mejor cómo actúa este circuito de control se ha simulado solamente el circuito de control de la Figura 1-134 con 2 valores diferentes de  $V_{Ton}$  para que se pueda ver cómo cambia  $V_{Tank}$  de la Figura 1-135.

En las últimas gráficas de la Figura 1-136 y de la Figura 1-137 se puede ver que el tiempo durante el que la tensión aplicada al circuito resonante es distinta de 0 es directamente proporcional al valor de  $V_{Ton}$ . Los valores de  $V_{Ton}$  y de las salidas de los integradores (junto con las señales de puerta que integran) se pueden ver en la parte superior de la Figura 1-136 y de la Figura 1-137.

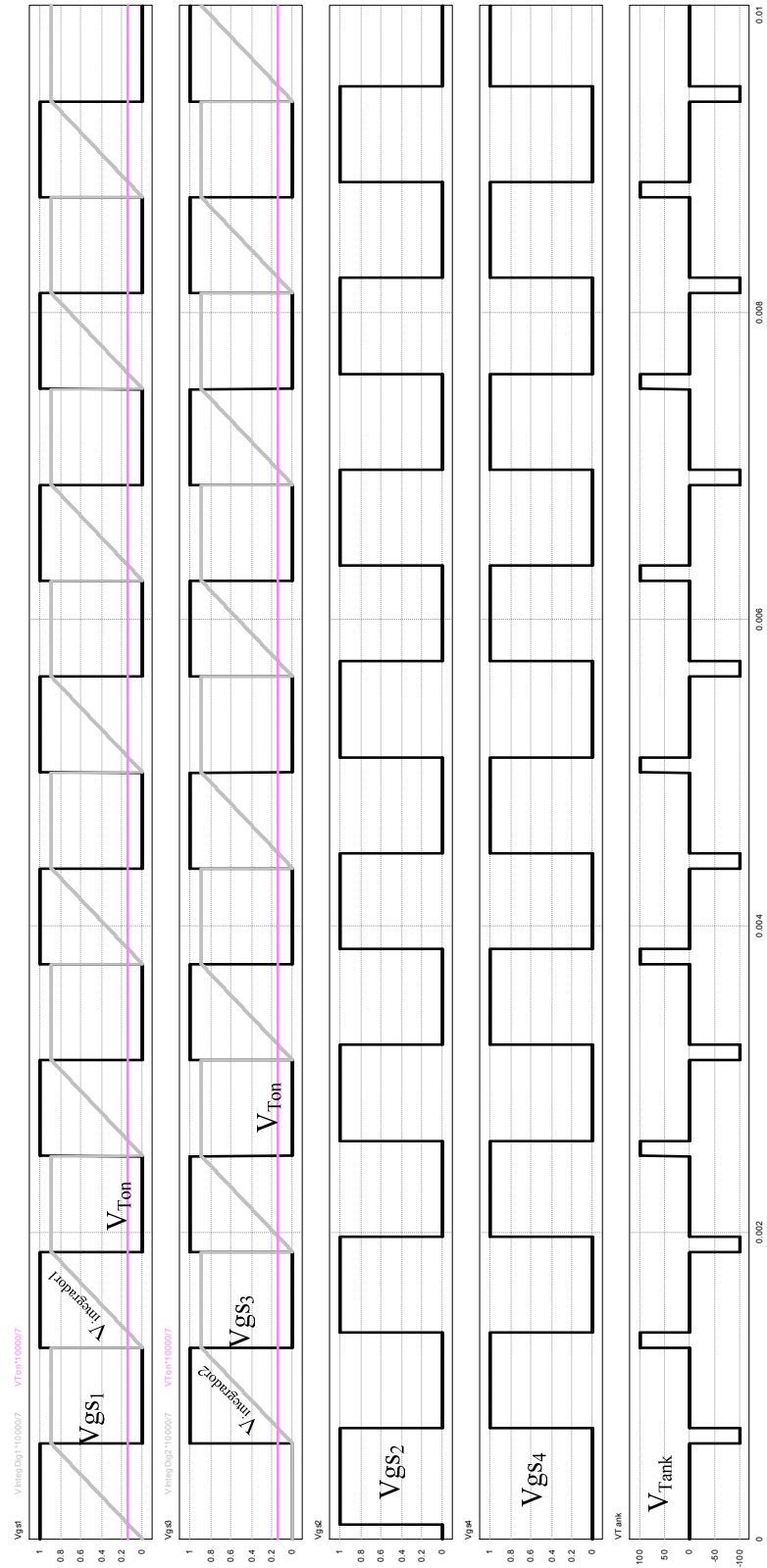


Figura 1-136 Resultado de la simulación del circuito de la Figura 1-134 con un valor pequeño ( $100\mu\text{V}$ ) de VTon

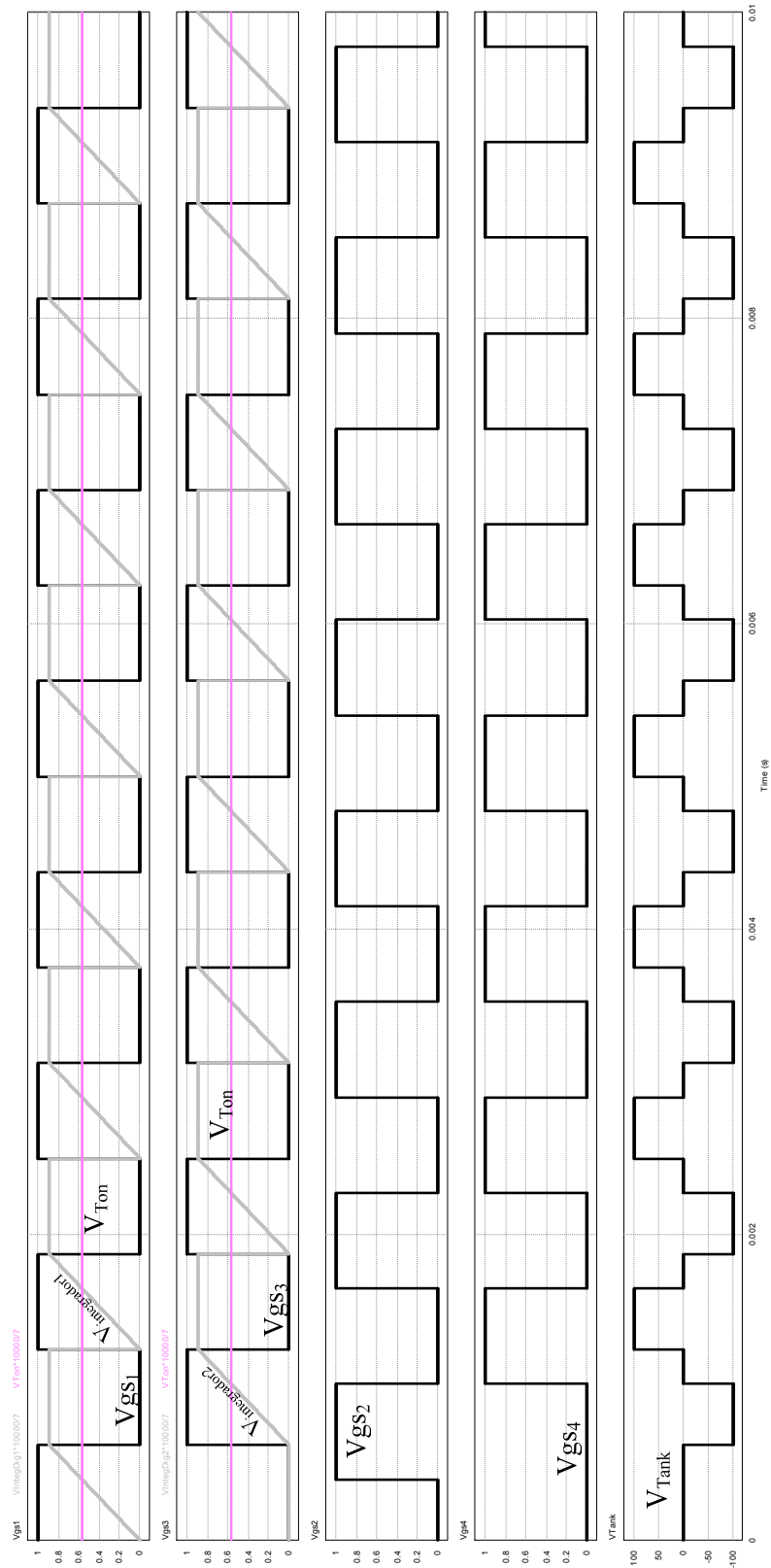


Figura 1-137 Resultado de la simulación del circuito de la Figura 1-134 con un valor grande ( $400\mu\text{V}$ ) de  $V_{Ton}$

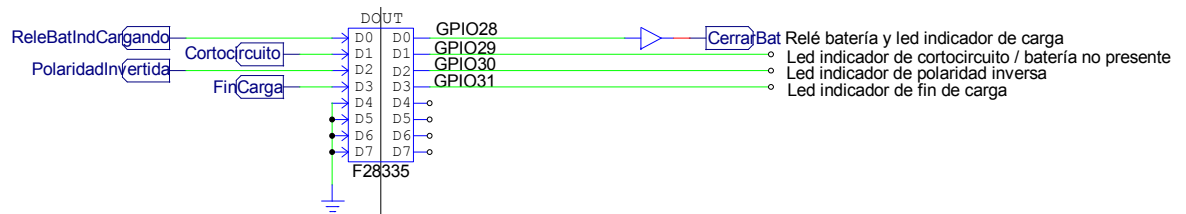




El comparador situado en la parte inferior de la Figura 1-138 actúa sobre el relé que puentea la resistencia limitadora. El comparador, junto con el relé, tienen la misión de hacer que la corriente circule o no a través de la resistencia limitadora colocada entre la red y el cargador para que cuando el condensador que carga el corrector del factor de potencia esté descargado no se produzca un pico muy elevado en la corriente demandada de la red.

### Salidas para señalización

Por último se tienen las salidas digitales correspondientes a la señalización (mediante diodos led) y la salida que actuará sobre el relé que conecta la batería al circuito de carga.



**Figura 1-139 Salidas digitales para el relé que conecta la batería al cargador y los diodos led de señalización**

### Fuente de alimentación para los circuitos de control

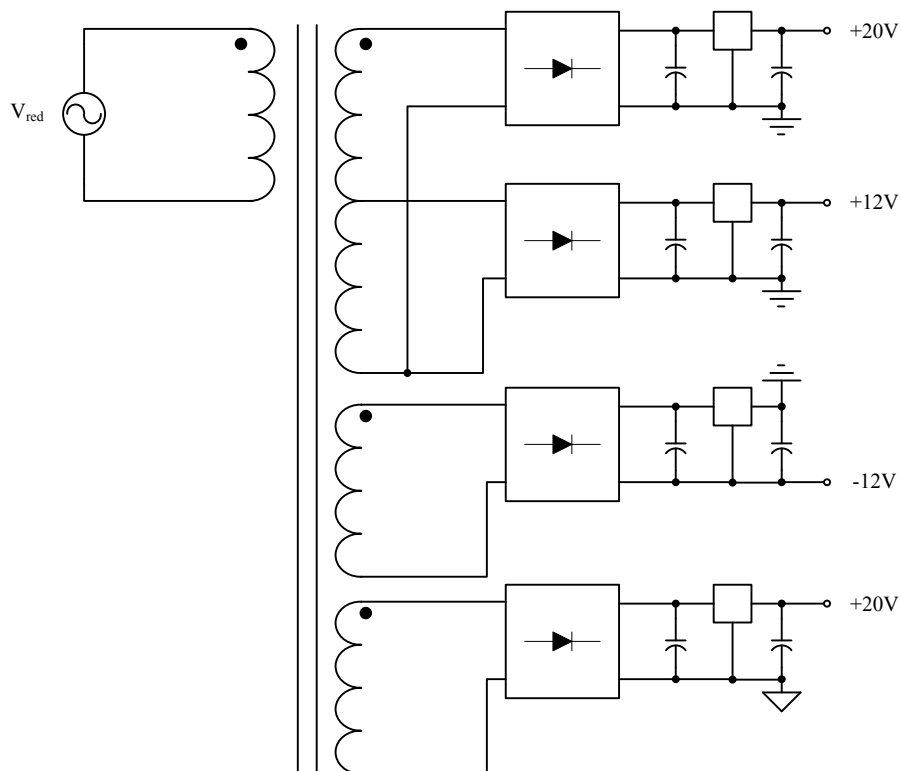
Para alimentar los circuitos de control, así como los drivers de los transistores y las bobinas de los relés, debe disponerse de las siguientes tensiones:

1. +12V con la misma referencia que el dsp con un consumo estimado de 818'4mA por alimentar a:
  - Sensores de corriente y su circuito de acondicionamiento, consumo previsto de  $6 \times 20\text{mA} = 120\text{mA}$ .
  - Fuente de alimentación aislada HPR110 para los amplificadores de aislamiento, consumo previsto de  $4 \times 20\text{mA} = 80\text{mA}$ .
  - Bobinas de los relés, consumo previsto de  $2 \times 66'7\text{mA} + 485\text{mA}$ .
  - Alimentación del DSP, consumo previsto de 300mA.
  
2. -12V con la misma referencia que el dsp con un consumo estimado de 818'4mA por alimentar a:
  - Acondicionamiento de sensores de corriente, para los amplificadores operacionales, consumo previsto de  $3 \times 20\text{mA} = 60\text{mA}$ .



3. +20V con la misma referencia que el dsp con un consumo estimado de 150mA por alimentar a:
  - Drivers de transistores, consumo previsto de 150mA.
4. +20V aislado del dsp con un consumo estimado de 50mA para alimentar a los drivers de los transistores del CC/CC que carga la batería.

Con estos bajos requerimientos de potencia, se decide construir una fuente de alimentación estabilizada mediante reguladores lineales de tensión. Dadas las necesidades de aislamiento en algunos circuitos, la topología del CA/CC elegida es la de la Figura 1-140.



**Figura 1-140 Topología del CA/CC para la alimentación de los circuitos de control**

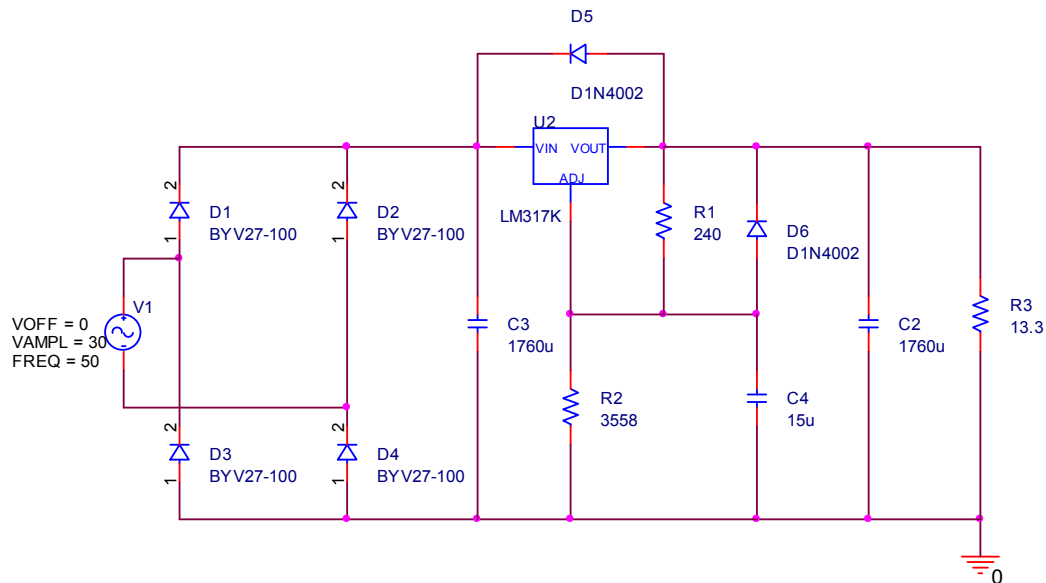
En todas las salidas de la fuente de la Figura 1-140 se utiliza el regulador lineal de tensión ajustable LM317, que puede suministrar 1'5A a su salida. No es necesaria tanta corriente en ninguna de las salidas, pero se dimensionará la fuente para que los reguladores de tensión puedan funcionar a su potencia máxima, por si se tuviese que disponer de alguna funcionalidad más que requiriese un mayor consumo en la parte de control.



Para dimensionar cada una de las salidas del convertidor CA/CC de la Figura 1-140 se ha utilizado la aplicación OrCAD V10.5, obteniéndose los siguientes resultados:

#### Salida de +20V:

El circuito para esta salida es el de la Figura 1-141.



**Figura 1-141 Salida de +20Vdc del CA/CC de la Figura 1-140**

La salida de este CA/CC se ha conectado a una resistencia de  $13.3\Omega$  para provocar una corriente de 1'5A a 20V.

Los diodos D5 y D6 del circuito de la Figura 1-141 son para proteger al regulador de tensión:

- El diodo D5 sirve para evitar que un cortocircuito en la entrada del regulador LM317 provoque la descarga de C2 a través del regulador, puesto que provocaría su destrucción.
- El diodo D6 sirve para evitar que el condensador C4 se descargue a través del regulador LM317 si se produce un cortocircuito en la salida.
- La combinación de D5 y D6 evita la descarga del condensador C2 a través del regulador LM317 ante un cortocircuito en la entrada del regulador.

Los condensadores utilizados son de  $2.200\mu\text{F}$  con una tensión máxima de 35V (ver Figura 1-142), pero se ha llevado a cabo la simulación con  $2.200\mu\text{F} \cdot 0.8 = 1.760\mu\text{F}$  porque los condensadores reales que se utilizarán tienen una tolerancia bastante





grande, del  $\pm 20\%$ , y se ha simulado el caso más desfavorable, para ver que incluso en ese caso el montaje es válido.

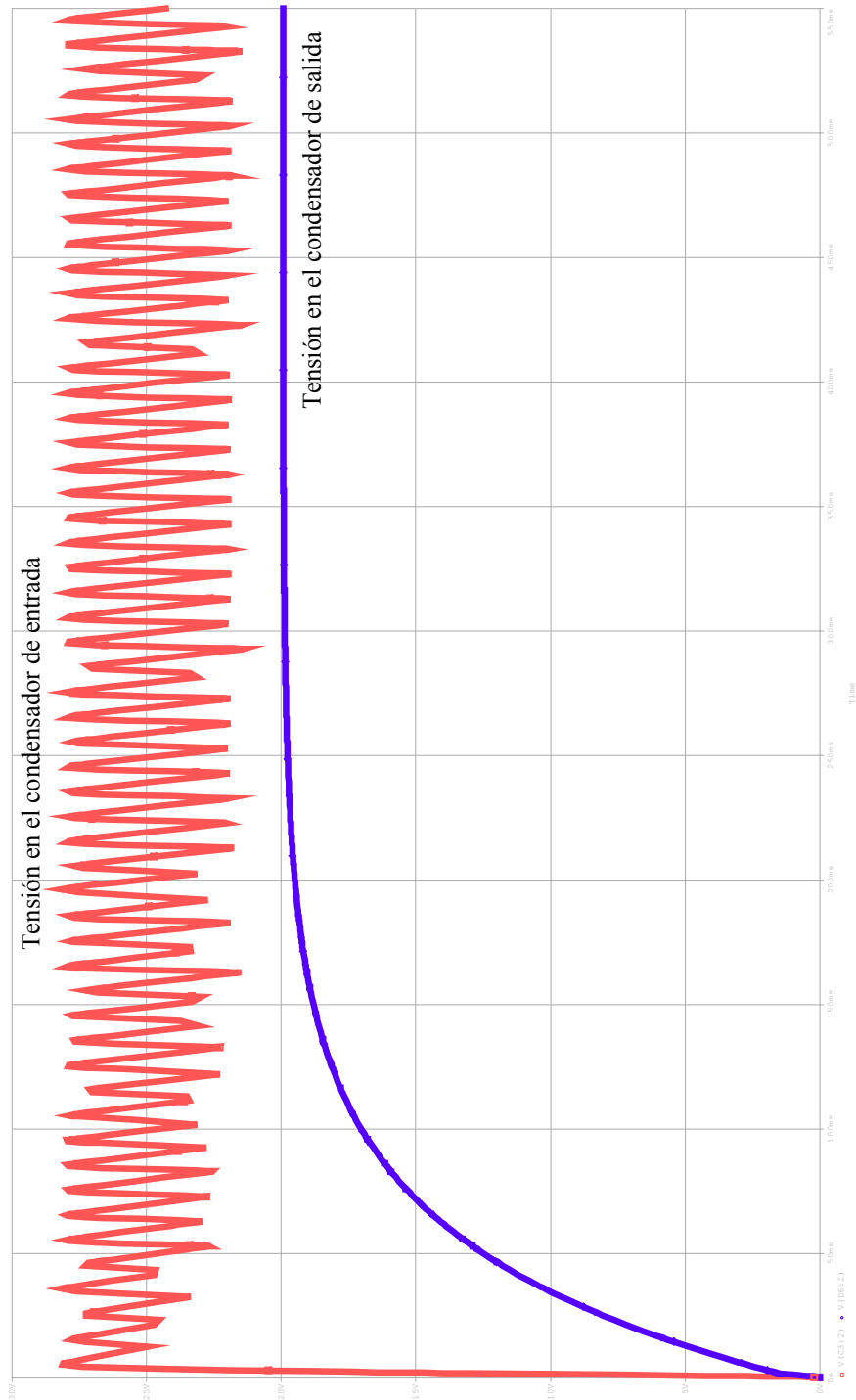


Figura 1-142 La tensión en el condensador de entrada no supera los 28.2V y en el de salida 20V



La potencia que disipan las resistencias para ajustar la salida del regulador LM317 no llega a 100mW de potencia (Figura 1-143), así que pueden ser resistencias de 1/4W o incluso de 1/8W.

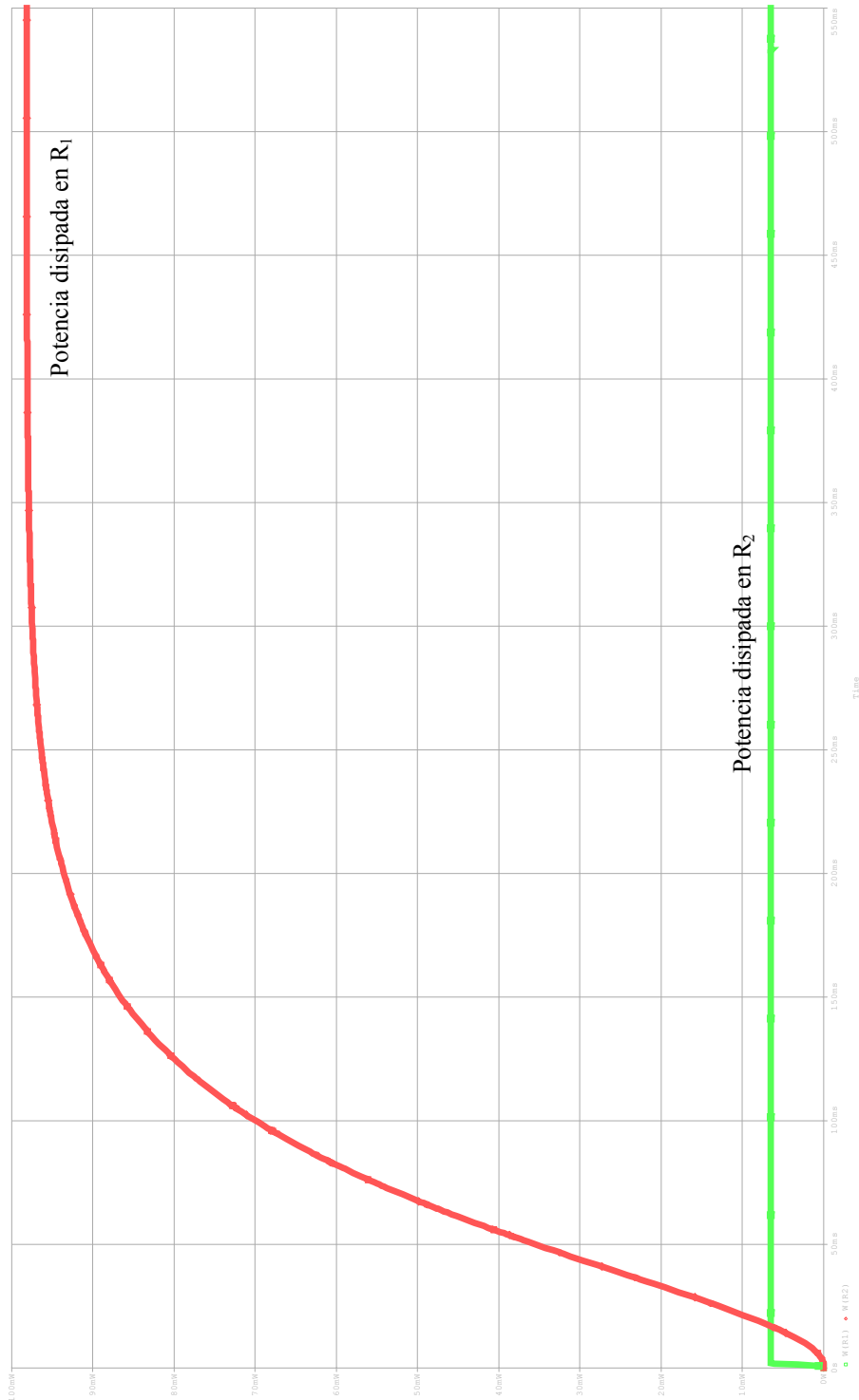


Figura 1-143 Potencia disipada en las resistencias para el ajuste de la tensión de salida



En la Figura 1-144 se puede ver que la tensión inversa en los diodos del rectificador no supera los 30V y los diodos utilizados pueden soportar 100V de tensión inversa.

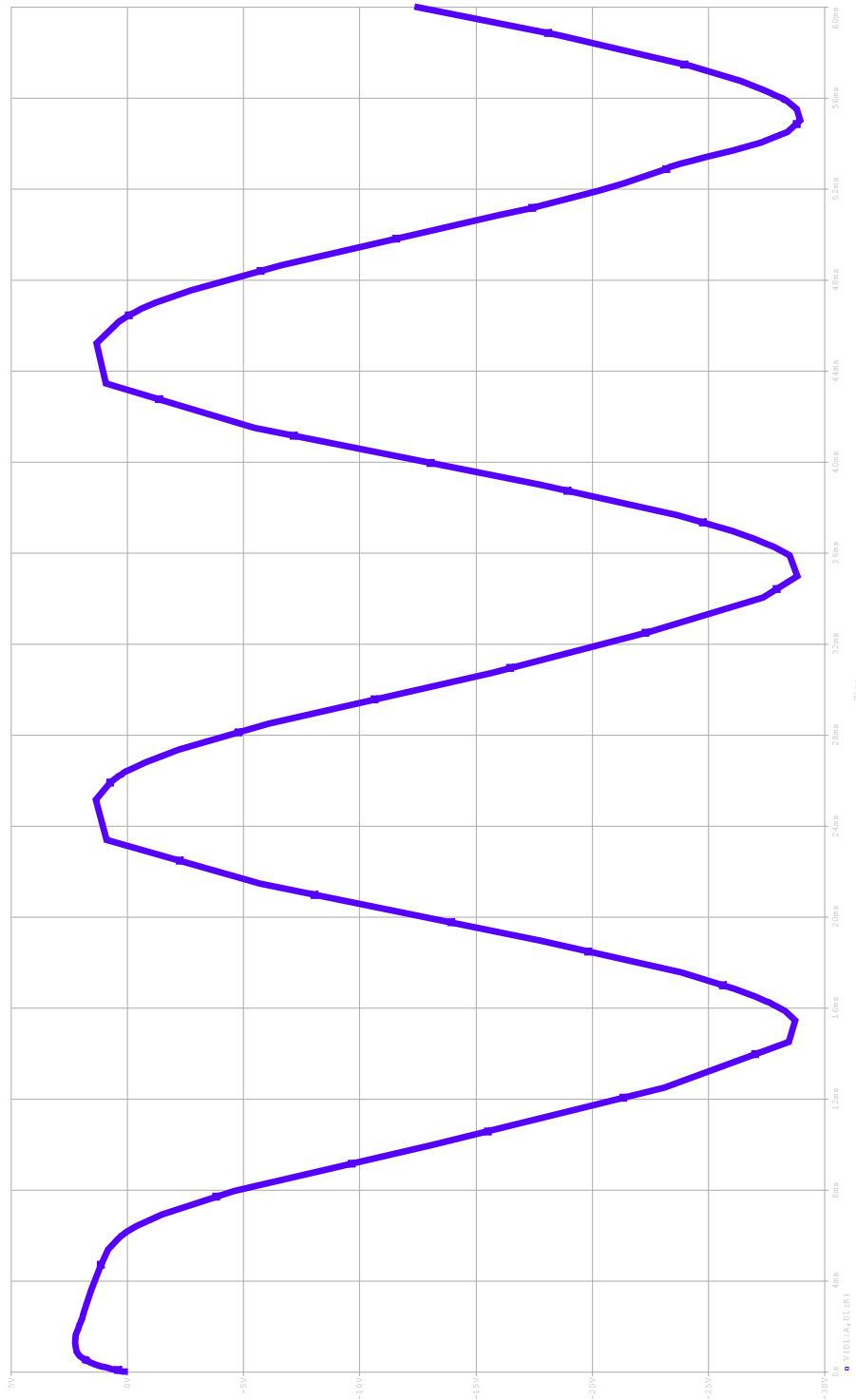


Figura 1-144 Tensión inversa en uno de los diodos del rectificador



La corriente por uno de los diodos del rectificador puede verse en la Figura 1-145:

$$I_{FSM\text{requerida}} = 18\text{A} < I_{FSM\text{diodo}} = 50\text{A}$$

$$I_{FR\text{aplicación}} < 10\text{A} < I_{FR\text{diodo}} = 15\text{A}$$

$I_{FAV\text{aplicación}} < 0,8\text{A} < I_{FAV\text{diodo}} = 2\text{A}$ , las características eléctricas del diodo son válidas.

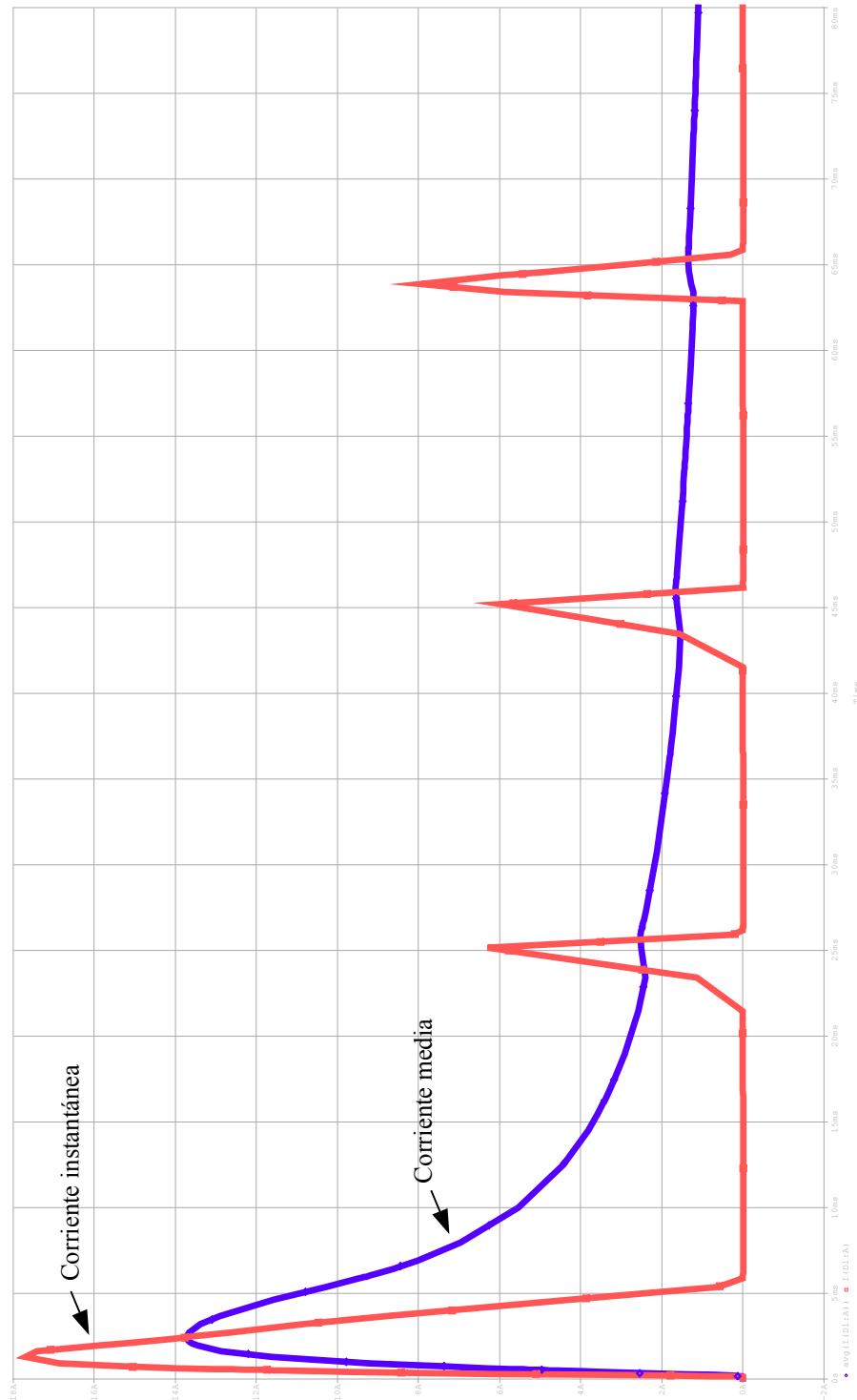


Figura 1-145 Corriente por uno de los diodos del rectificador



Cálculos térmicos:

Se calcula la potencia máxima que pueden disipar los diodos del puente rectificador (BYV27-100) utilizados sin radiador a partir de la hoja de características de estos diodos como se indica en (1.65).

$$\frac{T_{j_{\max}} - T_{\text{ambiente}}}{R_{th_{j-c}} + R_{th_{c-a}}} = \frac{150^{\circ}\text{C} \cdot 0'8 - 50^{\circ}\text{C}}{5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 45 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} = 1'4\text{W} \quad (1.65)$$

En esta aplicación la potencia que disipan los diodos del puente rectificador obtenida de la simulación es de en torno a 1W, de manera que vale el diodo desde el punto de vista térmico.

En el caso del regulador LM317 se tiene que la potencia máxima que puede disipar sin radiador se calcula en (1.66).

$$\frac{T_{j_{\max}} - T_{\text{ambiente}}}{R_{th_{j-a}}} = \frac{150^{\circ}\text{C} \cdot 0'8 - 50^{\circ}\text{C}}{70 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} = 1\text{W} \quad (1.66)$$

En esta aplicación la potencia obtenida de simulación es de 8W, luego sin radiador no se puede usar. Si se utiliza el radiador Aavid Thermalloy 530002B02500G con una resistencia térmica de 2'6°C/W, se tiene que la potencia máxima que se puede disipar en el regulador LM317 es la que se indica en (1.67).

$$\frac{T_{j_{\max}} - T_{\text{ambiente}}}{R_{th_{j-c}} + R_{th_{c-a}}} = \frac{150^{\circ}\text{C} \cdot 0'8 - 50^{\circ}\text{C}}{5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 2'6 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} = 9'21\text{W} \quad (1.67)$$

Con el radiador Aavid Thermalloy 530002B02500G se puede utilizar el regulador LM317 para esta aplicación.

Salida de +12V y -12V:

El circuito para esta salida es el de la Figura 1-146.

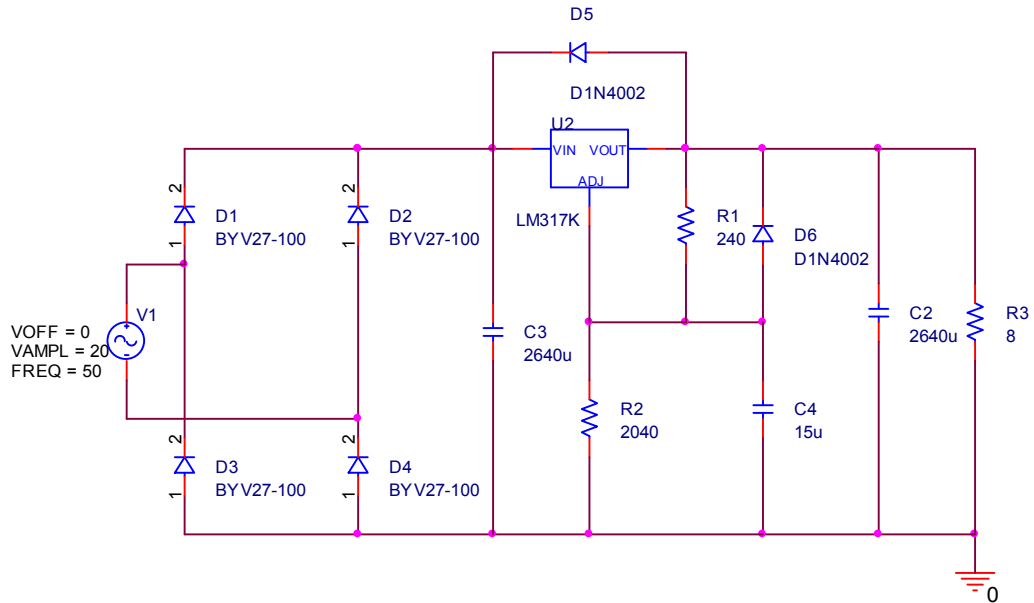


Figura 1-146 Salida de +12Vdc del CA/CC de la Figura 1-140

La salida de este CA/CC se ha conectado a una resistencia de  $8\Omega$  para provocar una corriente de 1'5A a 12V.

Si se repiten los cálculos con los datos obtenidos a partir de la simulación y los parámetros de las hojas de características de los componentes utilizados, se tiene lo siguiente:

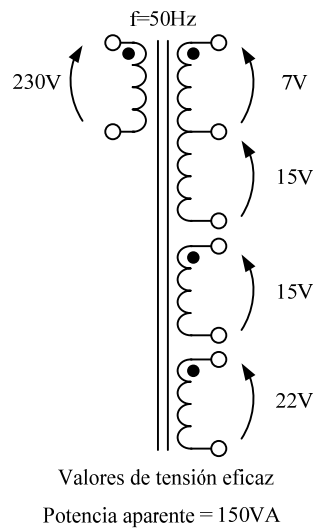
- Tensión máxima en los condensadores:  $C3\ 18V < V_{\text{condensador elegido}} = 25V$ .
- Capacidad nominal del condensador elegido:  $2.300\mu F$ , como la tolerancia es del 20% se ha simulado con el caso peor,  $2.300\mu F \cdot 0.8 = 2.640\mu F$  y los resultados son satisfactorios.
- $I_{FSM\text{requerida}} = 17A < I_{FSM\text{diodo}} = 50A$        $I_{FRM\text{aplicación}} < 9A < I_{FRM\text{diodo}} = 15A$   
 $I_{FAV\text{aplicación}} < 0.8A < I_{FAV\text{diodo}} = 2A$ , las características eléctricas del diodo son válidas para la aplicación.
- En (1.65) se comprobó que los diodos pueden disipar 1'4W y en esta aplicación, según se obtiene de la simulación, disipan en torno a 1W, así que desde el punto de vista térmico valen los diodos.
- Las resistencias para ajustar la potencia siguen siendo válidas las de 1/4W.



- El regulador LM317 disipa 6.5W en la aplicación y se vio en (1.67) que con el radiador Aavid Thermalloy 530002B02500G puede llegar a disipar 9'21W, así que se utiliza de nuevo este radiador.

Transformador:

De los resultados obtenidos mediante simulación se deduce la necesidad de un transformador con las características indicadas en la Figura 1-147.



**Figura 1-147 Transformador requerido para la alimentación de los circuitos de control desde una red de 230Vac  $f=50\text{Hz}$**



## **Anejo de justificación de precios**





## ANEJO DE JUSTIFICACIÓN DE PRECIOS

Objetivo.....	177
Unidad de obra nº 1: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante .....	177
Unidad de obra nº 2: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería.....	179
Unidad de obra nº 3: Circuito de control basado en DSP .....	182
Unidad de obra nº 4: Fuente de alimentación para circuitos de control.	184
Partida Alzada nº 1: Otros materiales .....	186
Partida Alzada nº 2: Diseño del sistema .....	187
Producción en serie .....	188



## Objetivo

El objetivo de este anejo es la determinación de los precios de las distintas Unidades de Obra y Partidas Alzadas, precios que, una vez obtenidos, servirán para la confección de los Cuadros de Precios del presente proyecto.

### **Unidad de obra nº 1: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante**

Esta unidad de obra comprende:

1. La fabricación de la placa de circuito impreso.
2. El montaje y soldadura de los componentes sobre la misma.
3. Colocación de radiadores.
4. Verificación del correcto funcionamiento.

El cálculo del coste de los materiales de esta Unidad de Obra se lleva a cabo en la Tabla 1-18.

**Tabla 1-18 Cálculo del coste de materiales de la Unidad de Obra nº 1**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Condensador cerámico 1µF 50V	1,21 €	1	1,21 €
Condensador cerámico 0,1µF 50V	0,87 €	1	0,87 €
Condensador electrolítico de aluminio 1000µF 450V	22,84 €	2	45,68 €
Condensador electrolítico de tantalio 47µF 50V	0,83 €	4	3,32 €
Condensador electrolítico de tantalio 4,7µF 50V	0,54 €	1	0,54 €
Diodo RURP1560	1,32 €	2	2,64 €
Diodo MUR860	1,01 €	4	4,04 €
Diodo 1N4007	0,16 €	2	0,31 €
Conector DB9 acodado para montaje en PCB	1,01 €	1	1,01 €
Conector DB15 acodado para montaje en PCB	1,13 €	1	1,13 €
Relé Omron EN-G4W-01	7,57 €	1	7,57 €
Relé Omron EN-G4W-02	9,22 €	1	9,22 €
Bobina 0,6mH 12A	10,04 €	2	20,08 €
Bobina 10mH 10A	7,26 €	1	7,26 €
Bobina 8uH 4A	4,21 €	1	4,21 €
Conector Harting pcb 2112458	1,15 €	1	1,15 €
Conector Harting pcb 2112953	1,42 €	1	1,42 €
Conector Harting pcb 2112654	1,89 €	1	1,89 €
Transistor Mosfet IXYS IXFN132N50P3	48,42 €	4	193,68 €
IGBT Infineon 15N60	6,20 €	2	12,40 €
Resistencia 5,9 ohmios 50W E24 TE-Connectivity HSA505R6J	3,29 €	1	3,29 €

Anejo de justificación de precios 3 de 14



Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Resistencia 4,13 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,19 €	1	0,19 €
Resistencia 30 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,11 €	3	0,33 €
Resistencia 3,6 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Resistencia 2,4 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	4	0,60 €
Resistencia 1,8 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	4	0,60 €
Resistencia 600 ohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Resistencia 300 ohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	4	0,60 €
Amplificador de aislamiento Texas Instruments ISO-122P	22,04 €	1	22,04 €
Fuente de alimentación aislada Murata HPR110C	9,40 €	1	9,40 €
Sensor de efecto Hall Honeywell CSLA1CD	20,52 €	1	20,52 €
Sensor de efecto Hall Honeywell CSLA2CE	19,91 €	1	19,91 €
Driver International Rectifier IRS2186S	3,43 €	2	6,86 €
Amplificador Operacional Texas Instruments OPA27	7,43 €	2	14,86 €
Driver International Rectifier IRS44262SPBF	2,56 €	1	2,56 €
Optoacoplador MOS Toshiba TPL222-A	0,98 €	2	1,96 €
Transformador 100KHz 3,7KV <sub>a</sub> 1:1	260,00 €	1	260,00 €
Radiador Aavid Thermalloy 6400BG	2,00 €	6	12,00 €
Radiador Aavid Thermalloy 533522B02552G	4,71 €	1	4,71 €
Radiador Eastern flexiBrute 5,4	10,21 €	4	40,84 €
<b>Total coste materiales</b>			<b>741,50 €</b>

La mano de obra necesaria para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se detalla en la Tabla 1-19.

**Tabla 1-19 Cálculo del coste de la mano de obra para la ejecución de la Unidad de Obra nº 1**

Descripción	Precio/hora	Horas	Total
Peón especialista	19,00 €	20,00	380,00 €
<b>Total mano de obra</b>			<b>380,00 €</b>

Los costes de equipo y herramientas para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se estiman en un 5 % del coste total de los materiales, tal y como se indica en la Tabla 1-20.

**Tabla 1-20 Cálculo del coste de equipo y herramientas para la ejecución de la Unidad de Obra nº 1**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
5 % de materiales	37,08 €	1	37,08 €
<b>Total equipo y herramientas</b>			<b>37,08 €</b>



Los costes indirectos que conlleva la ejecución de esta Unidad de Obra se calculan tal y como se indica en la Tabla 1-21.

**Tabla 1-21 Cálculo de los costes indirectos asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 1**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Material de oficina	2,00 €	1	2,00 €
Electricidad	1,00 €	1	1,00 €
Comunicaciones/Informática	2,00 €	1	2,00 €
Imprevistos	10,00 €	1	10,00 €
Total costes indirectos			15,00 €

Una vez se han calculado todos los costes asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 1, se calcula el coste total de esta Unidad de Obra como se indica en la Tabla 1-22.

**Tabla 1-22 Cálculo del coste total unitario de la Unidad de Obra nº 1**

Descripción	Total
Total coste materiales	741,50 €
Total mano de obra	380,00 €
Total equipo y herramientas	37,08 €
Total costes directos	1.158,58 €
Total costes indirectos	15,00 €
<b>Total coste unitario</b>	<b>1.173,58 €</b>

### **Unidad de obra nº 2: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería**

Esta unidad de obra comprende:

1. La fabricación de la placa de circuito impreso.
2. El montaje y soldadura de los componentes sobre la misma.
3. Colocación de radiadores.
4. Verificación del correcto funcionamiento.



El cálculo del coste de los materiales de esta Unidad de Obra se lleva a cabo en la Tabla 1-23.

**Tabla 1-23 Cálculo del coste de materiales de la Unidad de Obra nº 2**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Condensador electrolítico de aluminio 1000µF 100V	12,86 €	1	12,86 €
Condensador electrolítico de tantaló 47µF 50V	0,83 €	2	1,66 €
Diodo Fairchild Semiconductor RURP3060	1,15 €	4	4,60 €
Conector DB15 acodado para montaje en PCB	1,13 €	1	1,13 €
Conector DB9 acodado para montaje en PCB	1,01 €	1	1,01 €
Relé Omron EN-G9EA-1	168,22 €	1	168,22 €
Bobina 300uH 120A	114,62 €	1	114,62 €
Conector Harting pcb 2112458	1,15 €	2	2,30 €
Conector Harting pcb 2112953	1,42 €	1	1,42 €
IGBT Semikron SKM300GA12E4	484,37 €	2	968,74 €
Resistencia 80 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Resistencia 47 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Resistencia 3 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	3	0,45 €
Resistencia 3,6 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Resistencia 2,4 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Resistencia 5,6 ohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Resistencia 280 ohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Amplificador de aislamiento Texas Instruments ISO-122P	22,04 €	4	88,16 €
Fuente de alimentación aislada Murata HPR110C	9,40 €	4	37,60 €
Sensor de efecto Hall Honeywell CSLA1DG	45,27 €	1	45,27 €
Driver Texas Instruments UCC27210	4,47 €	2	8,94 €
Amplificador Operacional Texas Instruments OPA27	7,43 €	2	14,86 €
Optoacoplador MOS Toshiba TPL222-A	0,98 €	2	1,96 €
Radiador Semikron P3-120	60,30 €	2	120,60 €
Radiador Aavid Thermalloy 6400BG	2,00 €	6	12,00 €
<b>Total coste materiales</b>			<b>1.607,45 €</b>

La mano de obra necesaria para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se detalla en la Tabla 1-24.

**Tabla 1-24 Cálculo del coste de la mano de obra para la ejecución de la Unidad de Obra nº 2**

Descripción	Precio/hora	Horas	Total
Peón especialista	19,00 €	18,00	342,00 €
<b>Total mano de obra</b>			<b>342,00 €</b>



Los costes de equipo y herramientas para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se estiman en un 5 % del coste total de los materiales, tal y como se indica en la Tabla 1-25.

**Tabla 1-25 Cálculo del coste de equipo y herramientas para la ejecución de la Unidad de Obra nº 2**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
5 % de materiales	80,37 €	1	80,37 €
Total equipo y herramientas			80,37 €

Los costes indirectos que conlleva la ejecución de esta Unidad de Obra se calculan tal y como se indica en la Tabla 1-26.

**Tabla 1-26 Cálculo de los costes indirectos asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 2**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Material de oficina	2,00 €	1	2,00 €
Electricidad	1,00 €	1	1,00 €
Comunicaciones/Informática	2,00 €	1	2,00 €
Imprevistos	10,00 €	1	10,00 €
Total costes indirectos			15,00 €

Una vez se han calculado todos los costes asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 2, se calcula el coste total de esta Unidad de Obra como se indica en la Tabla 1-27.

**Tabla 1-27 Cálculo del coste total unitario de la Unidad de Obra nº 2**

Descripción	Total
Total coste materiales	1.607,45 €
Total mano de obra	342,00 €
Total equipo y herramientas	80,37 €
Total costes directos	2.029,82 €
Total costes indirectos	15,00 €
<b>Total coste unitario</b>	<b>2.044,82 €</b>

**Unidad de obra n° 3: Circuito de control basado en DSP**

Esta unidad de obra comprende:

1. La fabricación de la placa de circuito impreso.
2. El montaje y soldadura de los componentes sobre la misma.
3. Verificación del correcto funcionamiento.

El cálculo del coste de los materiales de esta Unidad de Obra se lleva a cabo en la Tabla 1-28.

**Tabla 1-28 Cálculo del coste de materiales de la Unidad de Obra n° 3**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Condensador cerámico 0,01µF 50V	0,73 €	1	0,73 €
Condensador cerámico 22 pF 50V	0,18 €	2	0,36 €
Condensador electrolítico de tántalo 47µF 50V	0,83 €	1	0,83 €
Condensador electrolítico de tántalo 4,7µF 50V	0,54 €	2	1,08 €
Diodo Schottky Diodes Inc. B340A	0,42 €	1	0,42 €
Led Multicomp T1 Green 30Mcd	0,16 €	1	0,16 €
Led Multicomp T1 Yellow 30Mcd	0,16 €	1	0,16 €
Led Multicomp T1 Red 30Mcd	0,16 €	2	0,32 €
Conector DB9 acodado para montaje en PCB	1,01 €	1	1,01 €
Conector DB15 acodado para montaje en PCB	1,13 €	1	1,13 €
Bobina 120uH 1A	1,08 €	1	1,08 €
Conector DB15 acodado para montaje en PCB	1,13 €	2	2,26 €
Conector DB9 acodado para montaje en PCB	1,01 €	2	2,02 €
Mosfet canal P Vishay Semiconductor Si2301DS	0,23 €	1	0,23 €
Transistor On Semiconductor NPN MMBT3904LT1	0,10 €	1	0,10 €
Resistencia 20 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Resistencia 10 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	4	0,60 €
Resistencia 5,9 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Resistencia 4,9 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	1	0,15 €
Resistencia 300 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	4	0,60 €
Pulsador Multimec Switch PCB 3ATL6	0,52 €	2	1,04 €
DSP Texas Instruments TMS320F28335PGF	59,22 €	1	59,22 €
Estabilizador de tensión Texas Instruments TPS5410D	4,75 €	1	4,75 €
Estabilizador de tensión Texas Instruments 74801DRC	2,30 €	1	2,30 €
Cristal de cuarzo AELS Crystals X30ML001 30MHz	4,52 €	1	4,52 €
<b>Total coste materiales</b>			<b>85,51 €</b>

La mano de obra necesaria para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se detalla en la Tabla 1-29.



Tabla 1-29 Cálculo del coste de la mano de obra para la ejecución de la Unidad de Obra nº 3

Descripción	Precio/hora	Horas	Total
Peón especialista	19,00 €	15,00	285,00 €
Total mano de obra			285,00 €

Los costes de equipo y herramientas para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se estiman en un 5 % del coste total de los materiales, tal y como se indica en la Tabla 1-30.

Tabla 1-30 Cálculo del coste de equipo y herramientas para la ejecución de la Unidad de Obra nº 3

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
5 % de materiales	4,28 €	1	4,28 €
Total equipo y herramientas			4,28 €

Los costes indirectos que conlleva la ejecución de esta Unidad de Obra se calculan tal y como se indica en la Tabla 1-31.

Tabla 1-31 Cálculo de los costes indirectos asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 3

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Material de oficina	2,00 €	1	2,00 €
Electricidad	1,00 €	1	1,00 €
Comunicaciones/Informática	2,00 €	1	2,00 €
Imprevistos	10,00 €	1	10,00 €
Total costes indirectos			15,00 €

Una vez se han calculado todos los costes asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 3, se calcula el coste total de esta Unidad de Obra como se indica en la Tabla 1-32.

Tabla 1-32 Cálculo del coste total unitario de la Unidad de Obra nº 3

Descripción	Total
Total coste materiales	85,51 €
Total mano de obra	285,00 €
Total equipo y herramientas	4,28 €
Total costes directos	374,79 €
Total costes indirectos	15,00 €
<b>Total coste unitario</b>	<b>389,79 €</b>



**Unidad de obra n° 4: Fuente de alimentación para circuitos de control**

Esta unidad de obra comprende:

1. La fabricación de la placa de circuito impreso.
2. El montaje y soldadura de los componentes sobre la misma.
3. Colocación de radiadores.
4. Verificación del correcto funcionamiento.

El cálculo del coste de los materiales de esta Unidad de Obra se lleva a cabo en la Tabla 1-33.

**Tabla 1-33 Cálculo del coste de materiales de la Unidad de Obra n° 4**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Condensador electrolítico de aluminio 2300 $\mu$ F 50V	0,98 €	4	3,92 €
Condensador electrolítico de aluminio 2200 $\mu$ F 50V	0,82 €	4	3,28 €
Condensador electrolítico de aluminio 15 $\mu$ F 50V	0,15 €	4	0,60 €
Diodo Fairchild Semiconductor 1N4002	0,04 €	8	0,32 €
Diodo Vishay Semiconductor BYV27-100	0,37 €	16	5,92 €
Conector Harting pcb 2112458	1,15 €	1	1,15 €
Conector Harting pcb 2112953	1,42 €	1	1,42 €
Resistencia 3,5 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Resistencia 2,4 Kohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Resistencia 240 ohmios 0,25W E24 película de carbón	0,15 €	2	0,30 €
Regulador lineal de tensión On Semiconductor LM317KC	1,08 €	4	4,32 €
Transformador 230/(22+15+15+7) 150VA	40,16 €	1	40,16 €
Radiador Aavid Thermalloy 530002B02500G	3,57 €	4	14,28 €
<b>Total coste materiales</b>			<b>76,27 €</b>

La mano de obra necesaria para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se detalla en la Tabla 1-34.

**Tabla 1-34 Cálculo del coste de la mano de obra para la ejecución de la Unidad de Obra n° 4**

Descripción	Precio/hora	Horas	Total
Peón especialista	19,00 €	10,00	190,00 €
Total mano de obra			190,00 €

Los costes de equipo y herramientas para llevar a cabo los trabajos que comprende esta Unidad de Obra se estiman en un 5 % del coste total de los materiales, tal y como se indica en la Tabla 1-35.

**Tabla 1-35 Cálculo del coste de equipo y herramientas para la ejecución de la Unidad de Obra nº 4**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
5 % de materiales	3,81 €	1	3,81 €
Total equipo y herramientas			3,81 €

Los costes indirectos que conlleva la ejecución de esta Unidad de Obra se calculan tal y como se indica en la Tabla 1-36.

**Tabla 1-36 Cálculo de los costes indirectos asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 4**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Material de oficina	0,20 €	1	0,20 €
Electricidad	0,50 €	1	0,50 €
Comunicaciones/Informática	0,75 €	1	0,75 €
Imprevistos	3,00 €	1	3,00 €
Total costes indirectos			4,45 €

Una vez se han calculado todos los costes asociados a la ejecución de la Unidad de Obra nº 4, se calcula el coste total de esta Unidad de Obra como se indica en la Tabla 1-37.

**Tabla 1-37 Cálculo del coste total unitario de la Unidad de Obra nº 4**

Descripción	Total
Total coste materiales	76,27 €
Total mano de obra	190,00 €
Total equipo y herramientas	3,81 €
Total costes directos	270,08 €
Total costes indirectos	4,45 €
<b>Total coste unitario</b>	<b>274,53 €</b>

**Partida Alzada nº 1: Otros materiales**

En cada una de las Unidades de Obra contempladas se han calculado los costes asociados a cada una de ellas, sin embargo, la ejecución del presente proyecto en su totalidad requiere utilizar algunos materiales que no son imputables a Unidad de Obra alguna, pero son necesarios para la completa ejecución del presente proyecto. Un ejemplo de este tipo de material sería el cableado que se requiere para la interconexión de las diferentes placas de circuito impreso que conforman el cargador.

Además, se tiene que hay materiales que no se utilizan en su totalidad y, por tanto, no se consumen completamente, por ejemplo, las placas de circuito impreso no se venden de la medida exacta necesaria para el presente proyecto, sino que se compran placas de un tamaño mayor y se utiliza un corte de las dimensiones necesarias. Es por ello que se ha cuantificado su uso con un “coeficiente de utilización”, que estará comprendido entre 0 y 1, cuando su valor sea 1 se quiere decir que se consume totalmente el recurso indicado, mientras que un valor inferior indica que no se llega a utilizar el 100% del recurso.

La Partida Alzada nº 1 se compone de los materiales que se indican en la Tabla 1-38.

**Tabla 1-38 Cálculo del coste de materiales de la Partida Alzada nº 1**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Coefficiente de utilización	Total
Placa de fibra de vidrio y cobre de doble cara 200x300	42,09 €	4	0,9	151,52 €
Cable Videk DB9 macho 25cm	5,45 €	2	1	10,90 €
Cable Videk DB15 macho 25cm	6,48 €	2	1	12,96 €
Espaciador Ettinger M5x20 Ni	0,46 €	8	1	3,68 €
Tornillos de acero M5x10 (caja de 100 ud.)	3,22 €	1	0,1	0,32 €
<b>Total materiales partida alzada nº 1</b>				<b>179,39 €</b>

Como esta partida está compuesta únicamente por materiales adquiridos a un proveedor, no es necesario añadir costes adicionales, coincidiendo el coste de materiales de esta Partida Alzada con su coste unitario, tal y como se indica en la Tabla 1-39.

**Tabla 1-39 Cálculo del coste total unitario de la Partida Alzada nº 1**

Descripción	Total
<b>Total coste unitario</b>	<b>179,39 €</b>

**Partida Alzada nº 2: Diseño del sistema**

Esta unidad de obra comprende:

1. El diseño del sistema propiamente dicho.
2. Los costes indirectos asociados a dicha actividad.

El coste de mano de obra de esta Partida Alzada se lleva a cabo en la Tabla 1-40.

**Tabla 1-40 Cálculo del coste de mano de obra de la Partida Alzada nº 2**

Descripción	Precio/hora	Horas	Total
Aprendizaje autónomo	24,00 €	70	1.680,00 €
Realización de cálculos	24,00 €	40	960,00 €
Diseño de esquemáticos	24,00 €	8	192,00 €
Diseño de circuitos impresos	24,00 €	8	192,00 €
<b>Total mano de obra</b>		<b>126</b>	<b>3.024,00 €</b>

Los costes indirectos que conlleva la ejecución de esta Unidad de Obra se calculan tal y como se indica en la Tabla 1-41.

**Tabla 1-41 Cálculo de los costes indirectos asociados a la Partida Alzada nº 2**

Descripción	Precio unitario	Cantidad	Total
Material de oficina	5,00 €	1	5,00 €
Electricidad	1,00 €	1	1,00 €
Comunicaciones/Informática	6,00 €	1	6,00 €
Imprevistos	3,00 €	1	3,00 €
Total costes indirectos			15,00 €

Una vez se han calculado todos los costes asociados a la Partida Alzada nº 2, se calcula el coste total de esta Partida Alzada como se indica en la Tabla 1-42.

**Tabla 1-42 Cálculo del coste total unitario de la Partida Alzada nº 2**

Descripción	Total
Total mano de obra	3.024,00 €
Total costes directos	3.024,00 €
Total costes indirectos	15,00 €
<b>Total coste unitario</b>	<b>3.039,00 €</b>



### **Producción en serie**

El cálculo de costes llevado a cabo es para la fabricación de un único prototipo en un entorno de laboratorio. Si el equipo se fabricase en serie el coste de cada equipo se vería notablemente reducido, pues se dan las siguientes circunstancias:

1. De la Partida Alzada nº 2, Diseño del sistema, se necesitaría solamente 1 unidad, tanto para producir un único prototipo como para producir una serie de más unidades.
2. Los costes de los materiales en un proveedor dado son bastante menores si se adquieren grandes lotes.
3. El método de fabricación en serie es muy distinto al utilizado para producir un único prototipo. La fabricación en serie es más eficiente en coste monetario y en tiempo.

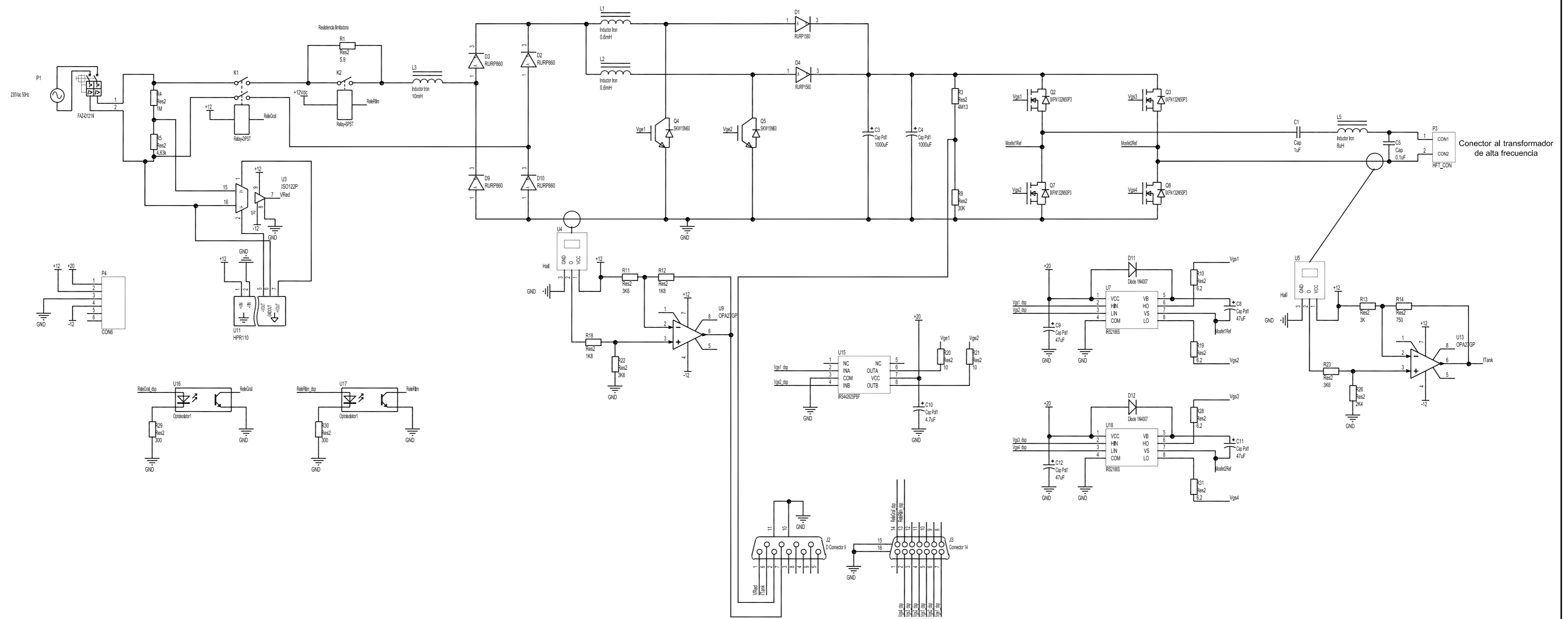



## 2. PLANOS



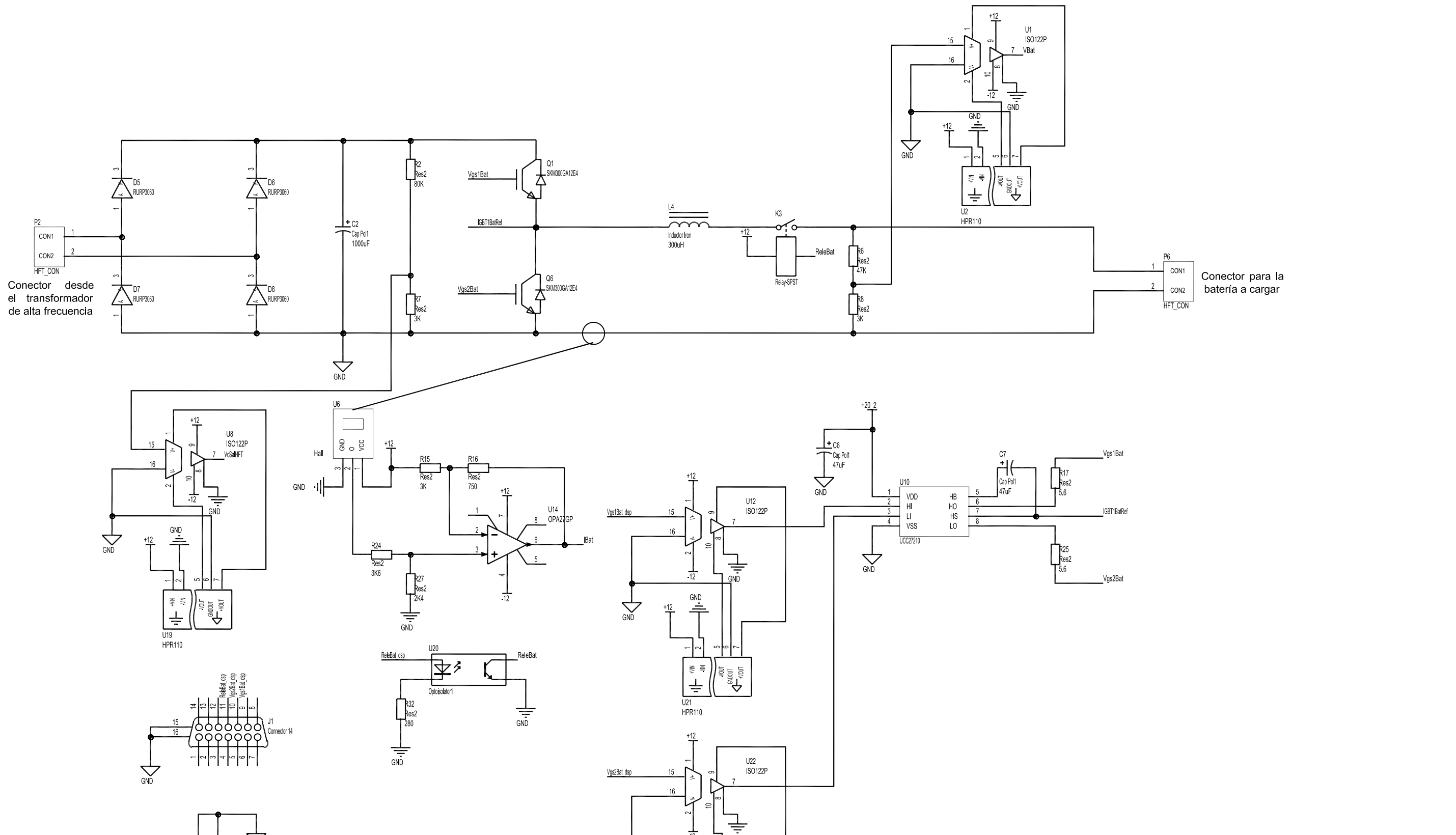
## ÍNDICE DE PLANOS

2.1. Plano 1 de 12: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante (esquemático) .....	191
2.2. Plano 2 de 12: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería (esquemático) .....	192
2.3. Plano 3 de 12: Circuito de control basado en dsp (esquemático) .....	193
2.4. Plano 4 de 12: fuente de alimentación para los circuitos de control (esquemático) .....	194
2.5. Plano 5 de 12: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante (placa de circuito impreso) .....	195
2.6. Plano 6 de 12: Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante (situación de componentes) .....	196
2.7. Plano 7 de 12: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería (placa de circuito impreso) .....	197
2.8. Plano 8 de 12: Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería (situación de componentes) .....	198
2.9. Plano 9 de 12: Circuito de control basado en dsp (placa de circuito impreso) .....	199
2.10. Plano 10 de 12: Circuito de control basado en dsp (situación de componentes) .....	200
2.11. Plano 11 de 12: fuente de alimentación para los circuitos de control (placa de circuito impreso) .....	201
2.12. Plano 12 de 12: fuente de alimentación para los circuitos de control (situación de componentes) .....	202



	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala:	CONVERTIDOR CA/CC CON CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA Y CC/CC RESONANTE (ESQUEMÁTICO)			PLANO Nº: 1/12
				Sustituye a:
				Sustituido por:





Conector desde el transformador de alta frecuencia

Conector para la batería a cargar

	FECHA	NOMBRE	Firma:
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán	
Comprob.			
Normas			

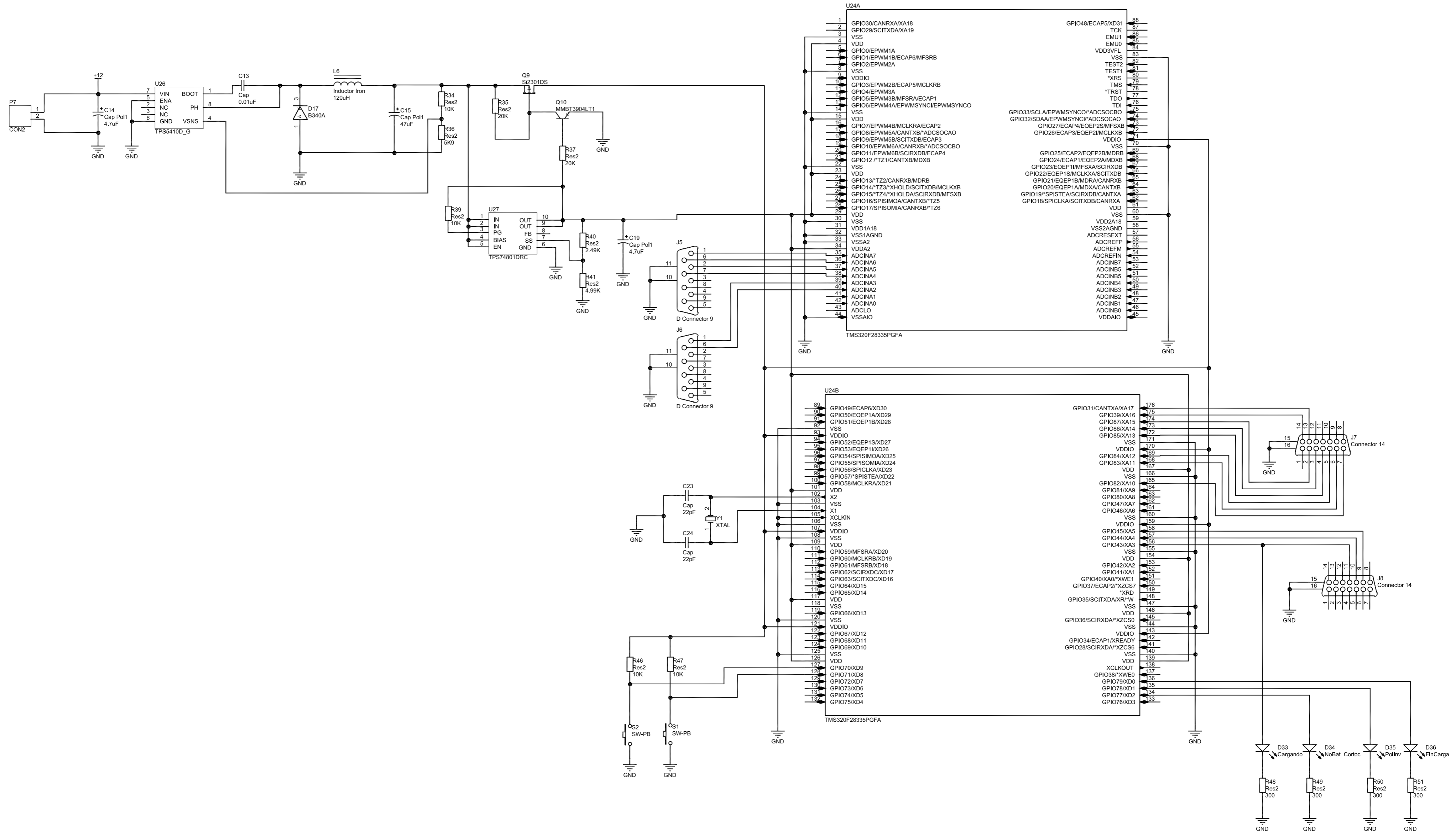


**UNIVERSIDAD DE BURGOS**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

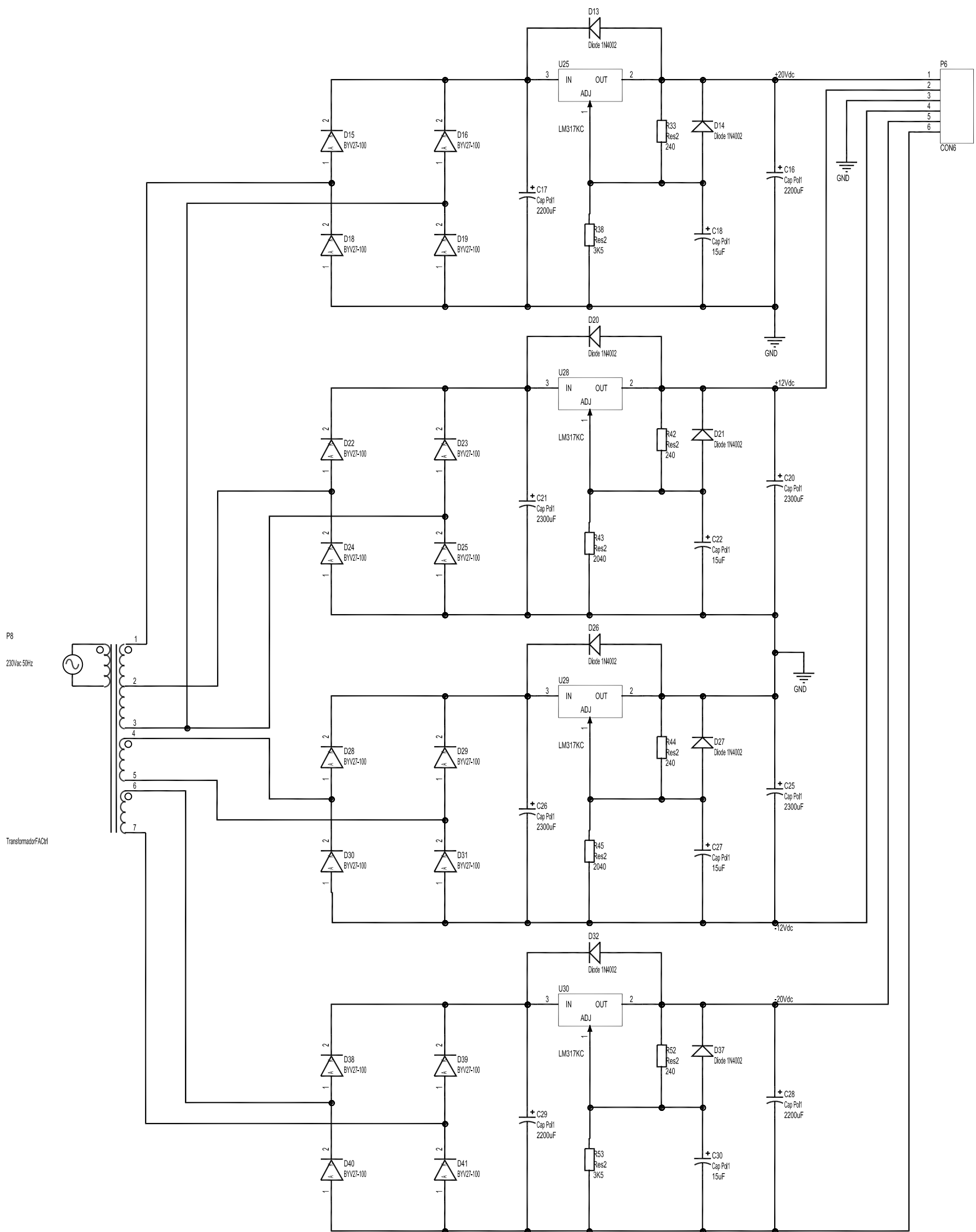
Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia

Escala:	-
<b>CONVERTIDOR CC/CC GENERADOR DE LOS PULSOS DE CORRIENTE PARA LA BATERÍA (ESQUEMÁTICO)</b>	

<b>PLANO N°: 2/12</b>
Sustituye a:
Sustituido por:



	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala:	CIRCUITO DE CONTROL BASADO EN DSP (ESQUEMÁTICO)			PLANO Nº: 3/12
				Sustituye a:
				Sustituido por:



	FECHA	NOMBRE	Firma:
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán	
Comprob.			
Normas			

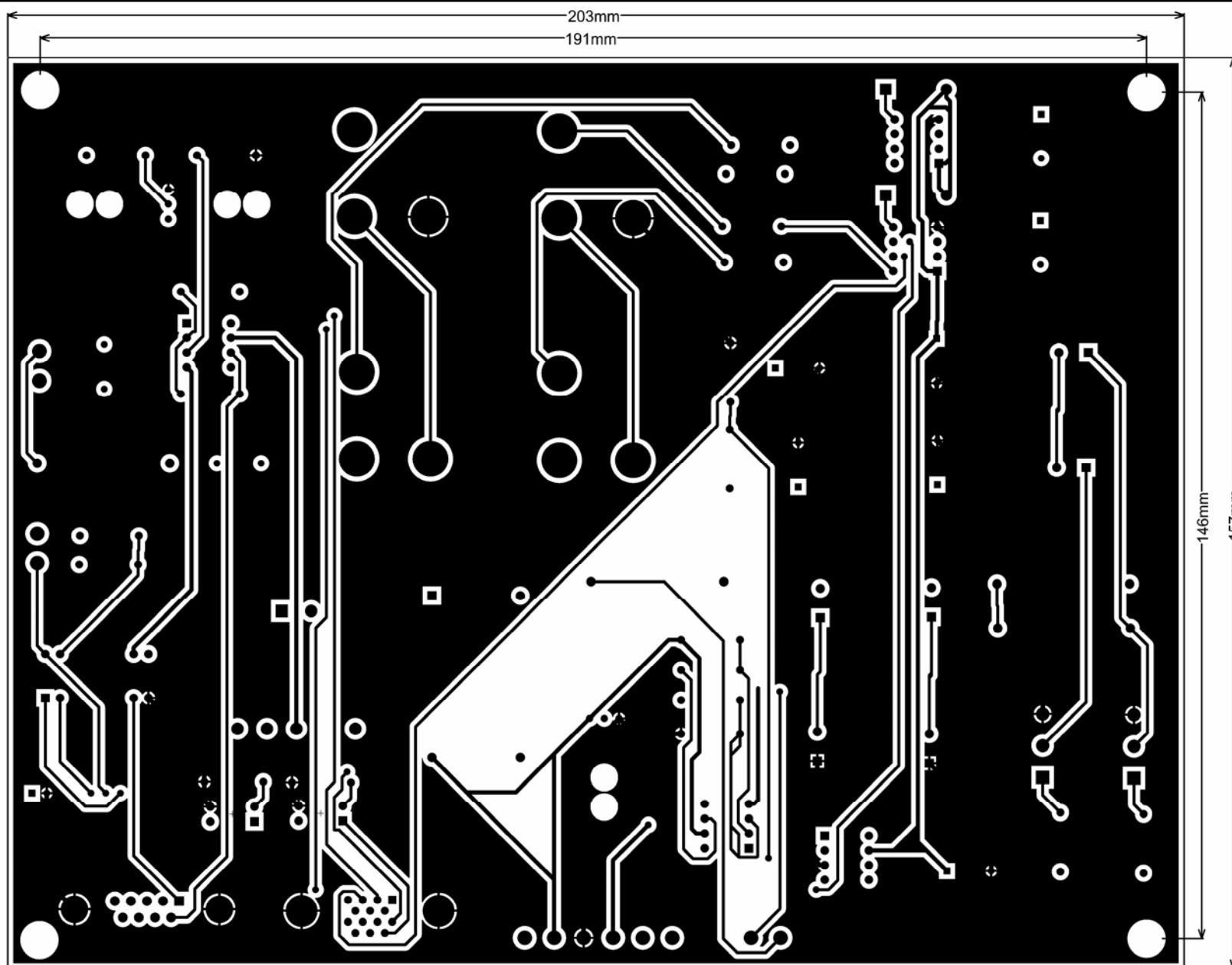


**UNIVERSIDAD DE BURGOS**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

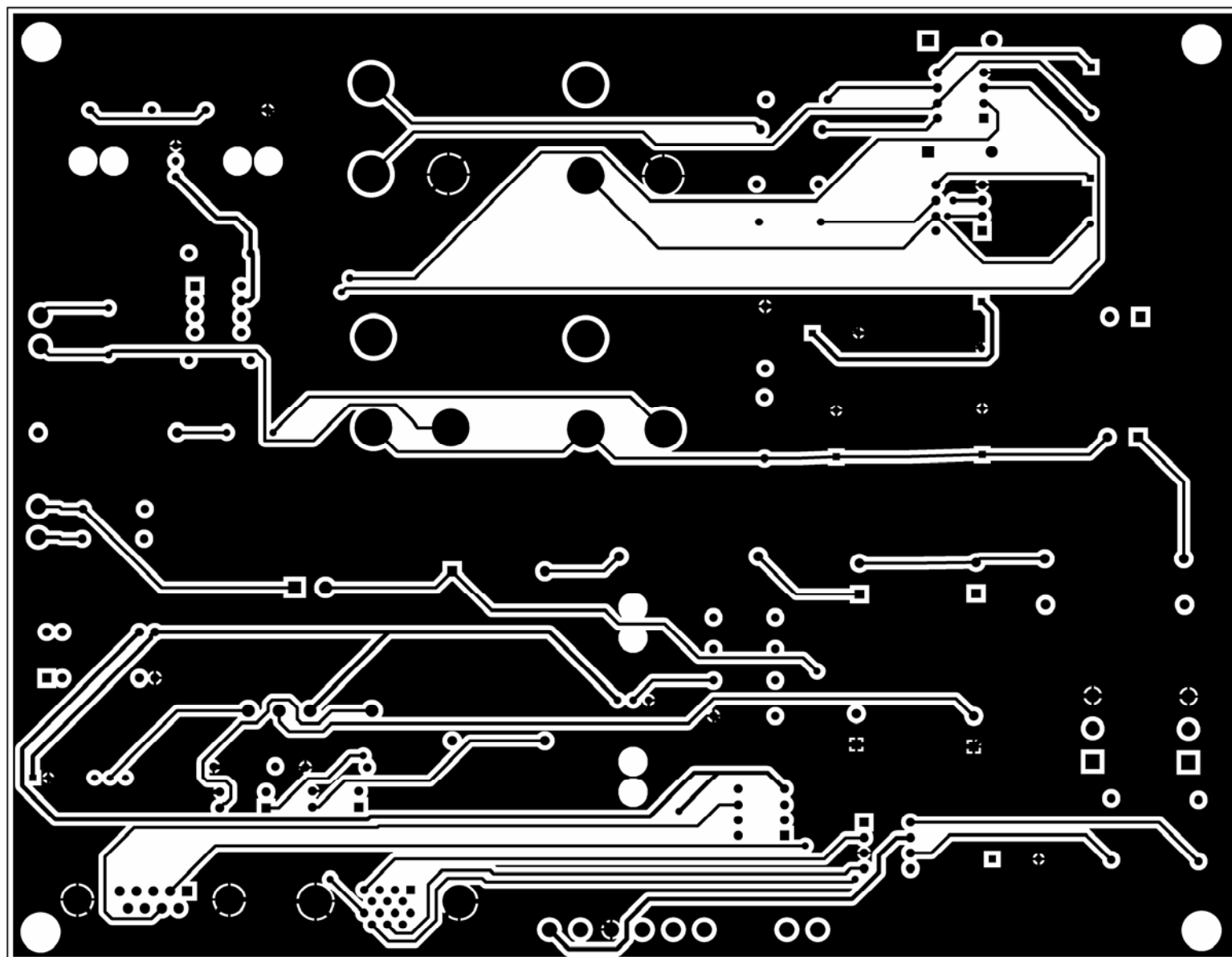
Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia

Escala: -	<b>FUENTE DE ALIMENTACIÓN PARA LOS CIRCUITOS DE CONTROL (ESQUEMÁTICO)</b>
--------------	---


<b>PLANO N°: 4/12</b>
Sustituye a:
Sustituido por:

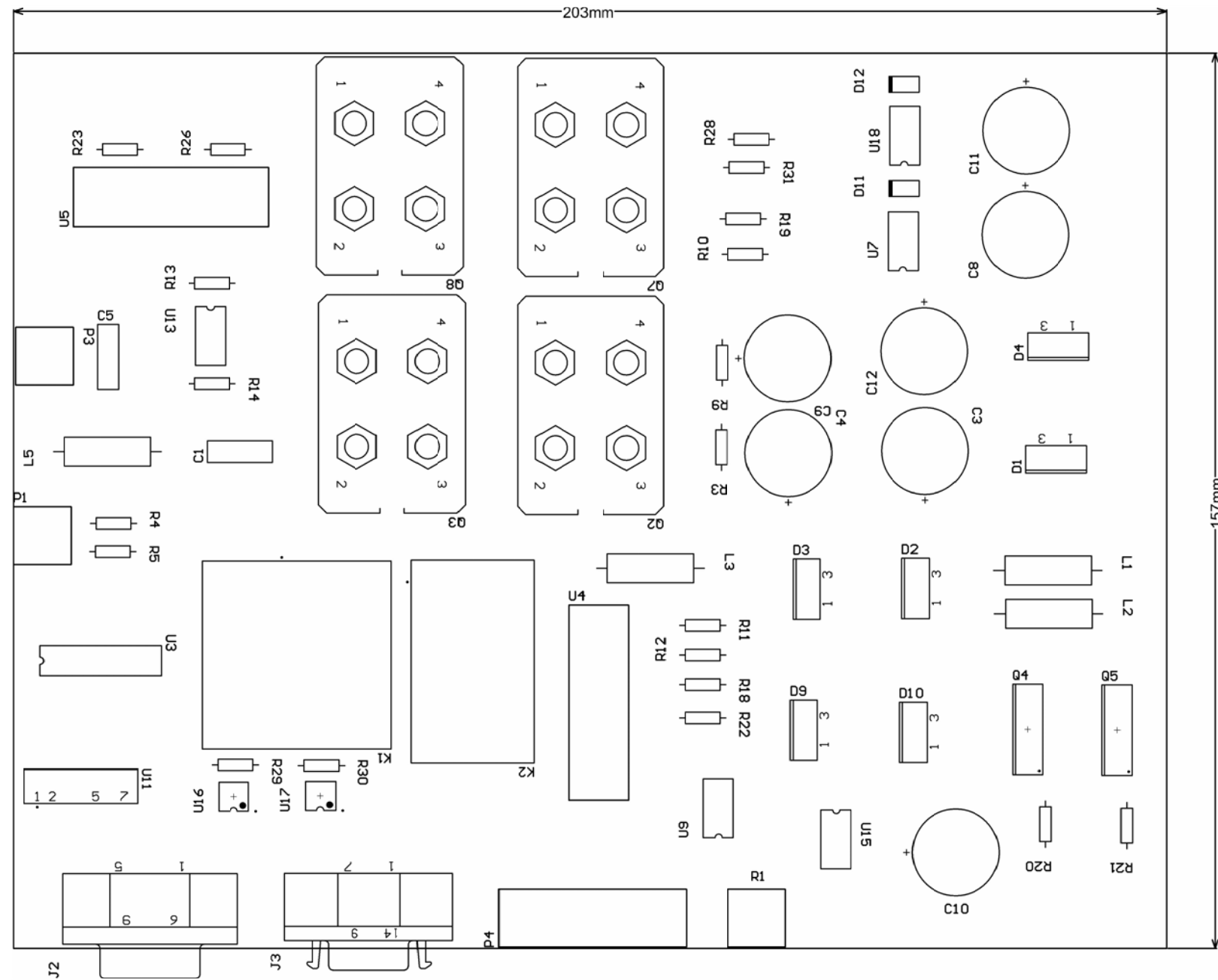


CAPA TOP  
(SUPERIOR)

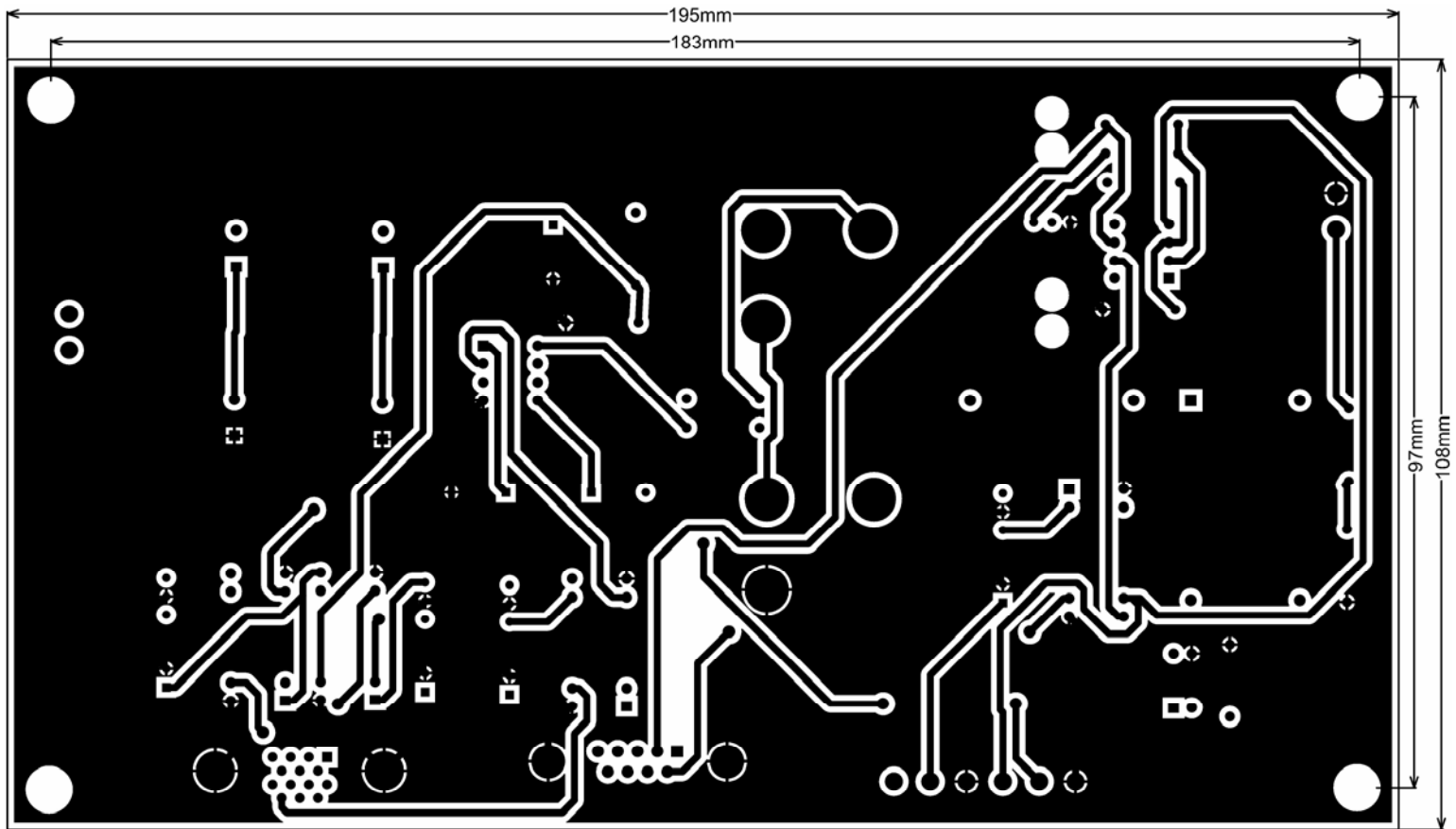


CAPA BOTTOM  
(INFERIOR)

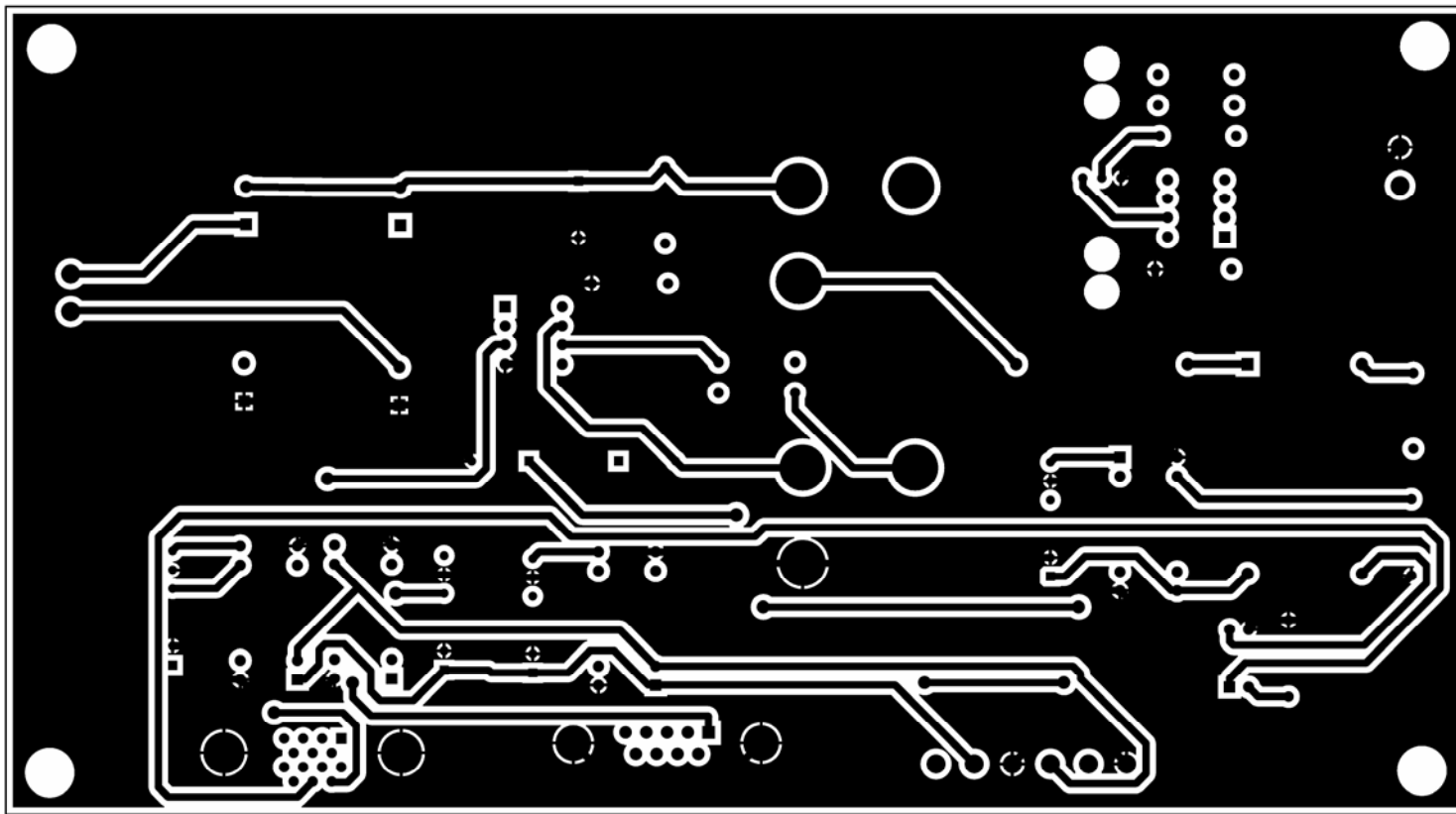
	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <p><b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b></p> <p>Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia</p>
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala:	<b>1:1</b>			<p><b>PLANO N°: 5/12</b></p> <p>Sustituye a:</p> <p>Sustituido por:</p>
	<p>CONVERTIDOR CA/CC CON CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA Y CC/CC RESONANTE (PLACA DE CIRCUITO IMPRESO)</p>			



	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala: <b>1:1</b>	<b>CONVERTIDOR CA/CC CON CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA Y CC/CC RESONANTE (SITUACIÓN DE COMPONENTES)</b>			<b>PLANO N°: 6/12</b>
				Sustituye a:
				Sustituido por:

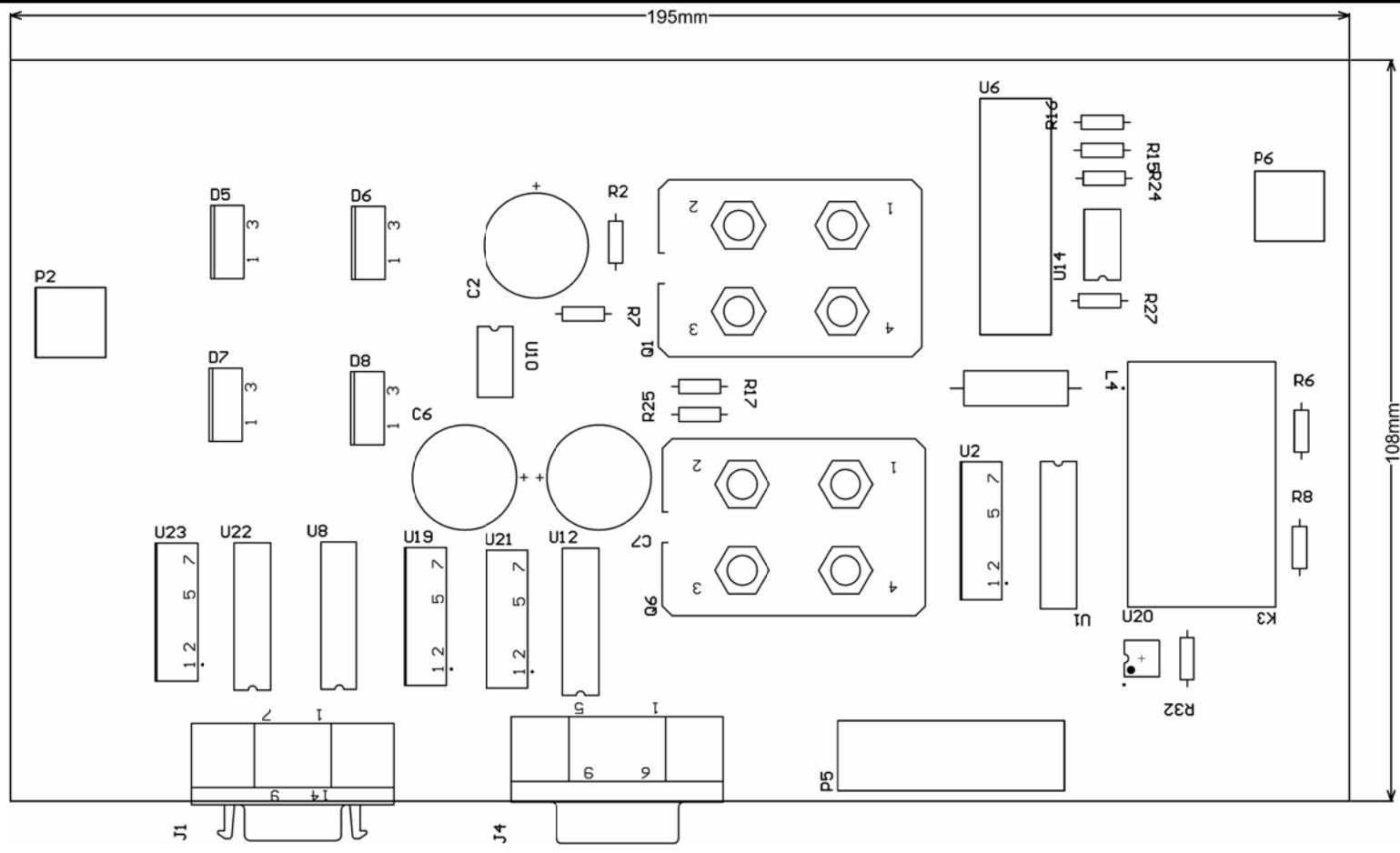


CAPA TOP (SUPERIOR)



CAPA BOTTOM (INFERIOR)

	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala: <b>1:1</b>	<b>CONVERTIDOR CC/CC GENERADOR DE LOS PULSOS DE CORRIENTE PARA LA BATERÍA (PLACA DE CIRCUITO IMPRESO)</b>			<b>PLANO N°: 7/12</b>
				Sustituye a:
				Sustituido por:



	FECHA	NOMBRE	Firma:
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán	
Comprob.			
Normas			



**UNIVERSIDAD DE BURGOS**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia

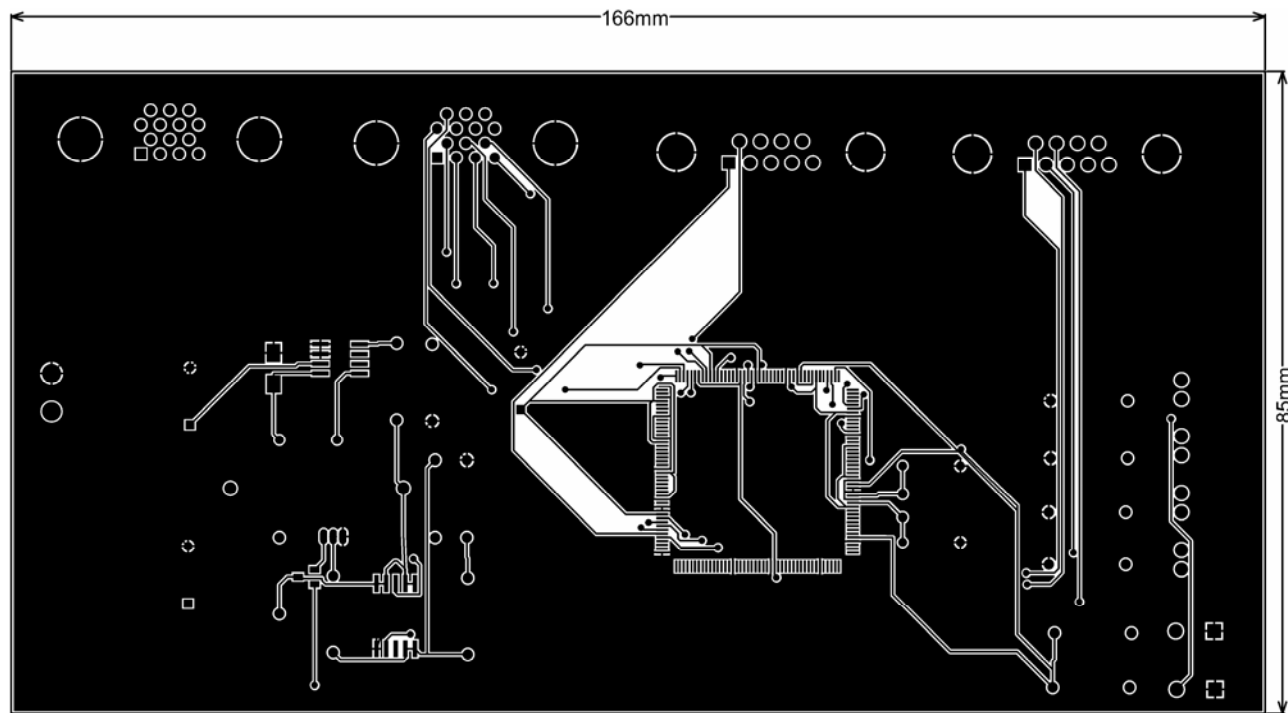
Escala:  
**1:1**

**CONVERTIDOR CC/CC GENERADOR DE LOS PULSOS DE CORRIENTE PARA LA BATERÍA (SITUACIÓN DE COMPONENTES)**

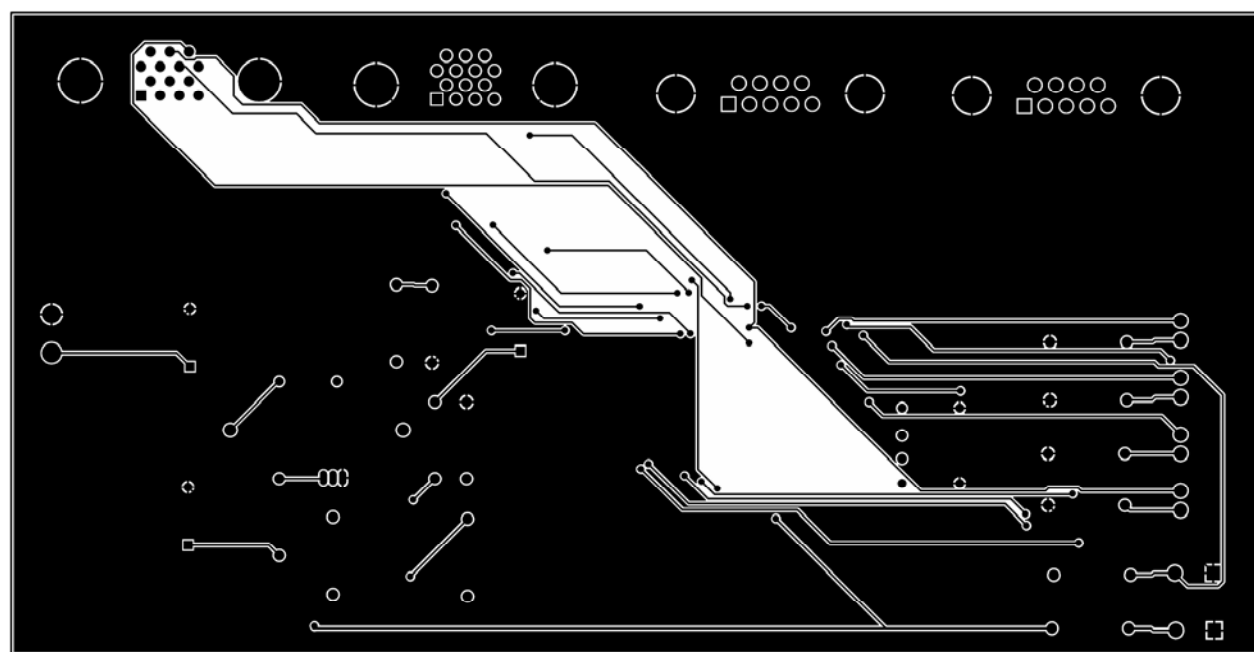
**PLANO N°: 8/12**

Sustituye a:

Sustituido por:



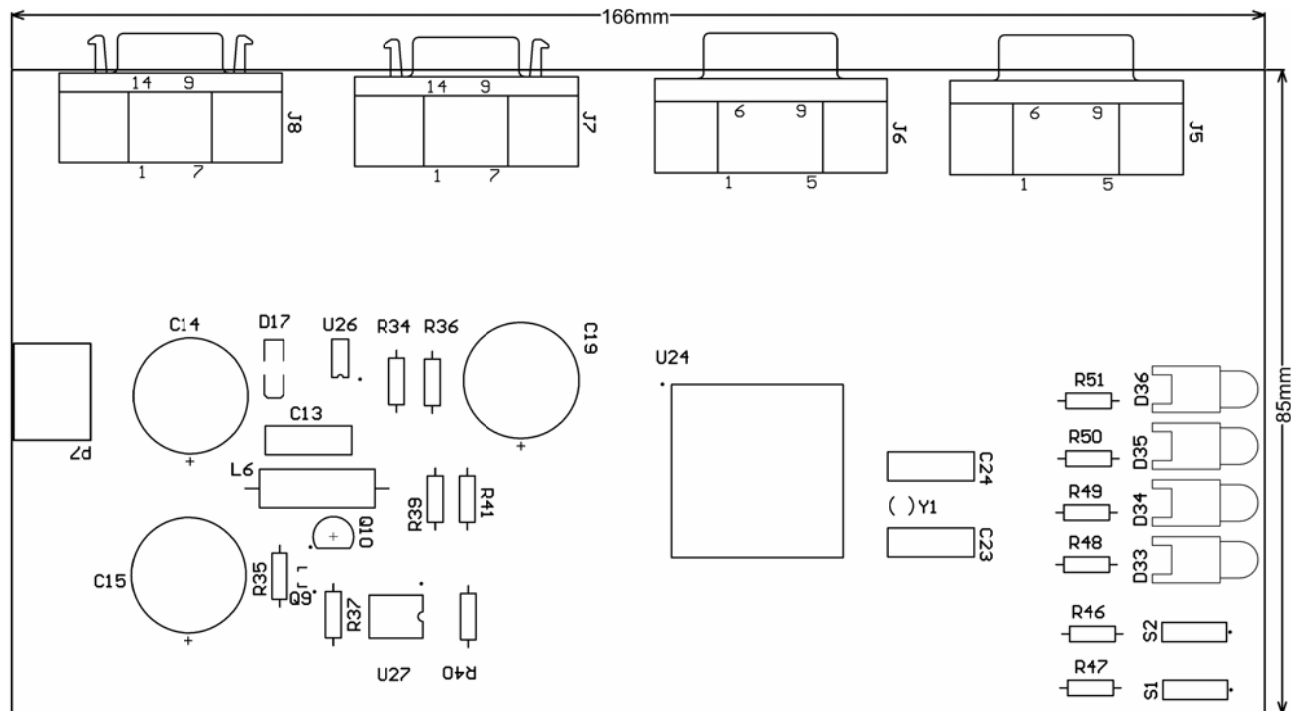
CAPA TOP (SUPERIOR)



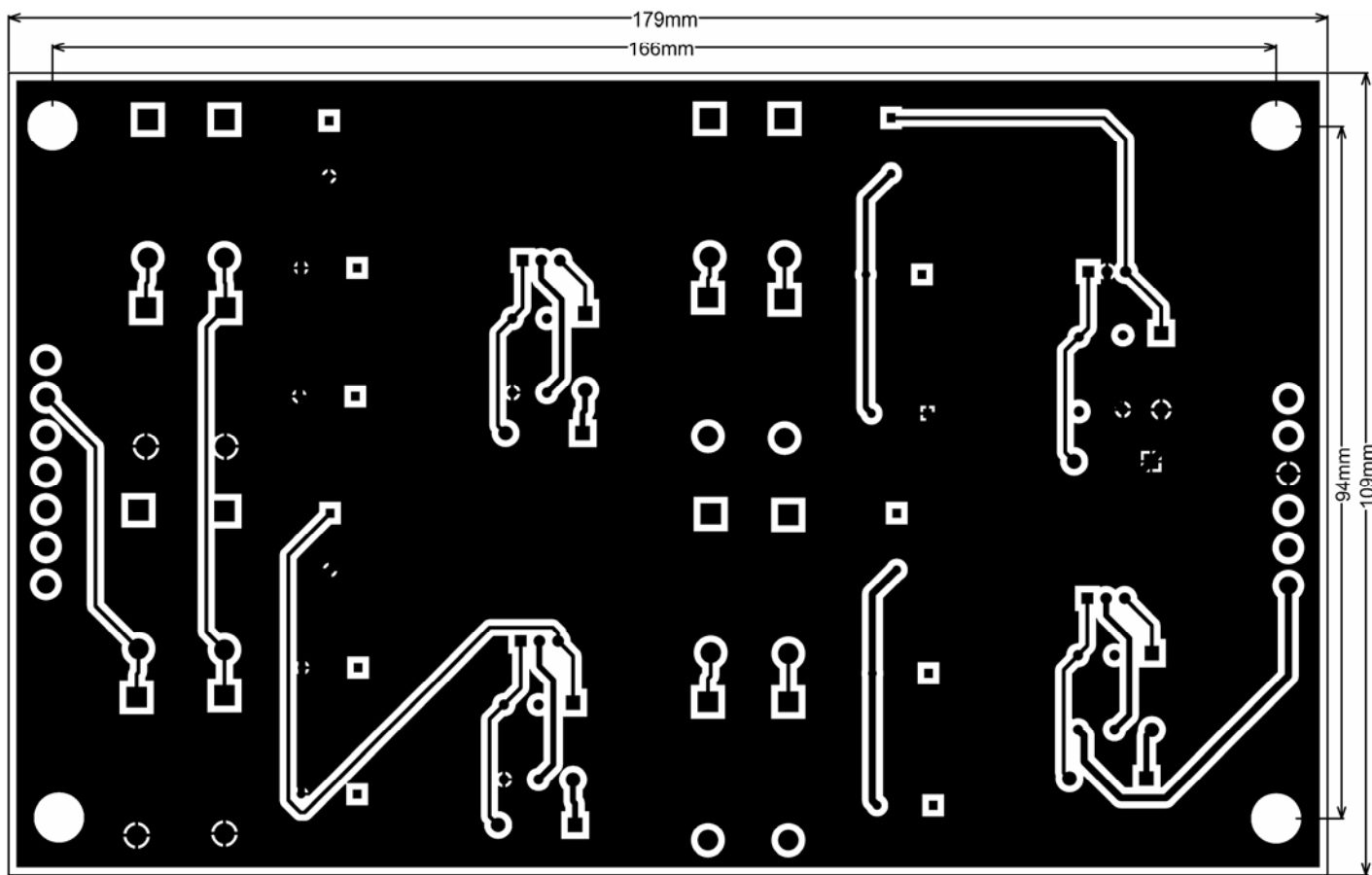
CAPA BOTTOM (INFERIOR)

	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala:	<b>1:1</b>			<b>PLANO N°: 9/12</b>
				Sustituye a:
				Sustituido por:

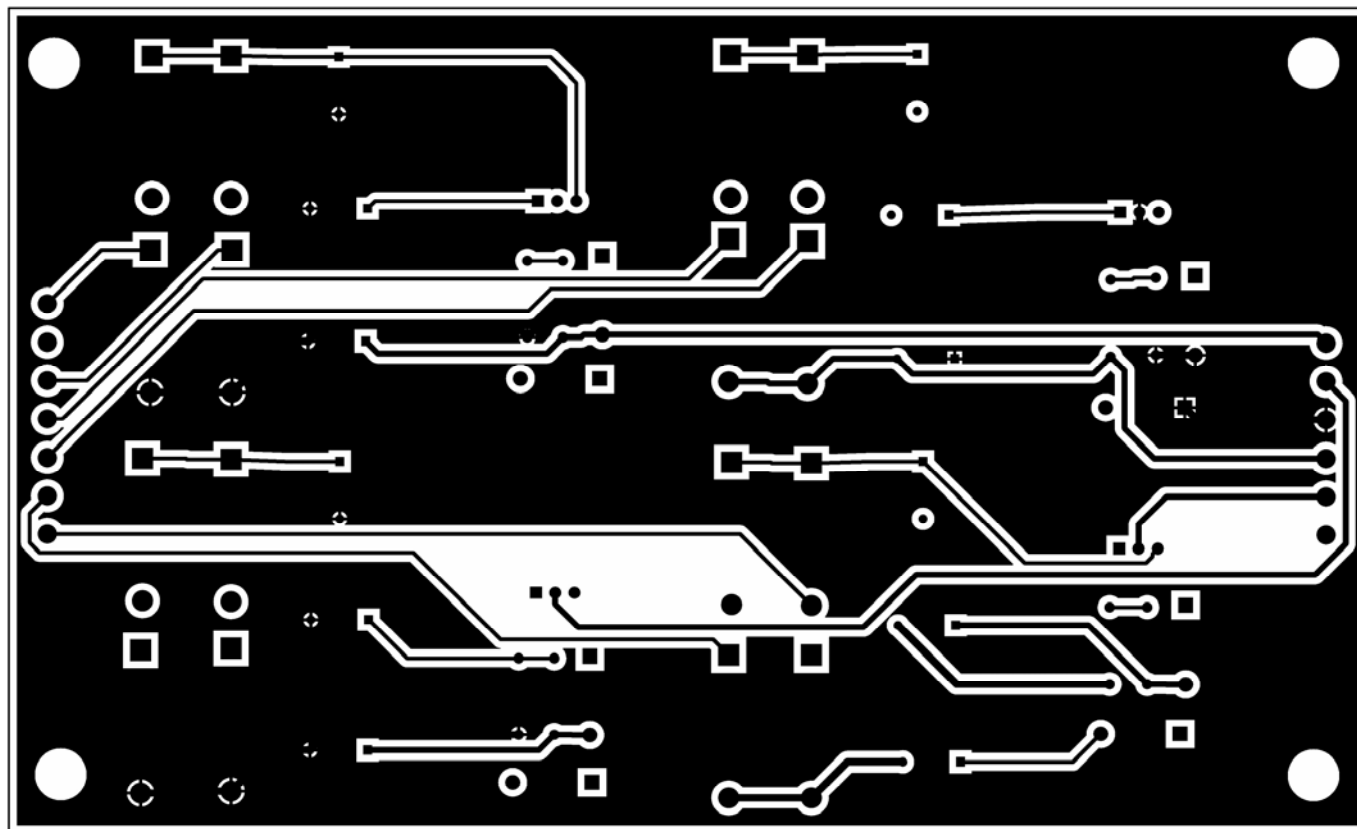





	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala: <b>1:1</b>	<b>CIRCUITO DE CONTROL BASADO EN DSP</b> <b>(SITUACIÓN DE COMPONENTES)</b>			<b>PLANO N°: 10/12</b>
				Sustituye a:
				Sustituido por:

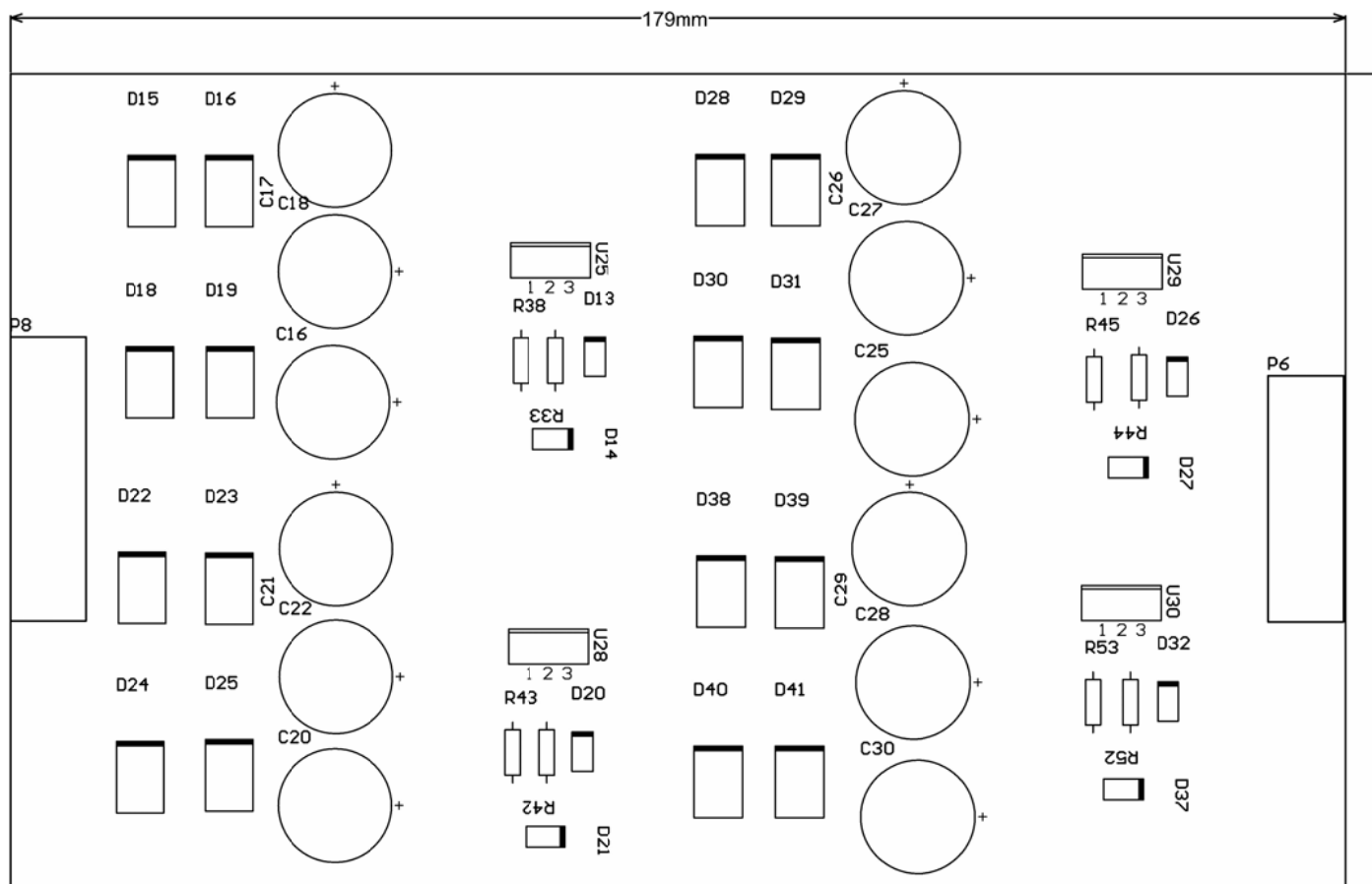


CAPA TOP (SUPERIOR)



CAPA BOTTOM (INFERIOR)

	FECHA	NOMBRE	Firma:	 <b>UNIVERSIDAD DE BURGOS</b> <b>ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR</b> Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán		
Comprob.				
Normas				
Escala:	FUENTE DE ALIMENTACIÓN PARA LOS CIRCUITOS DE CONTROL (PLACA DE CIRCUITO IMPRESO)			PLANO N°: 11/12
<b>1:1</b>				Sustituye a:
				Sustituido por:



	FECHA	NOMBRE	Firma:
Dibujado	20/06/2013	Moreno Román, Guzmán	
Comprob.			
Normas			



**UNIVERSIDAD DE BURGOS**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

Diseño de un cargador de baterías de alta frecuencia

Escala:	1:1	FUENTE DE ALIMENTACIÓN PARA LOS CIRCUITOS DE CONTROL (SITUACIÓN DE COMPONENTES)	PLANO N°: 12/12
			Sustituye a:
			Sustituido por:



# 3. PRESUPUESTO



## PRESUPUESTO

3.1. Introducción .....	205
3.2. Mediciones .....	205
3.3. Cuadro de Precios N° 1 .....	206
3.4. Cuadro de Precios N° 2 .....	207
3.5. Presupuesto de Ejecución Material .....	208
3.6. Presupuesto de Ejecución por Contrata.....	209



### 3.1. Introducción

El documento presupuesto consta de 3 partes:

1. Mediciones:

- Se determina la medición de cada una de las Unidades de Obra previstas en el proyecto.
- Se expone el resultado de la medición resultante.

2. Cuadros de precios 1 y 2:

- Es la relación de los precios de dichas Unidades de Obra y Partidas Alzadas. El estudio y determinación de quedó plasmado en el Anejo de justificación de precios (pág. 175 y siguientes).

3. Presupuestos propiamente dichos:

- Son el resultado de la suma de los productos de mediciones por precios y de la aplicación de ciertos coeficientes.

### 3.2. Mediciones

Designación de la unidad	Nombre	Volumen parcial	Volumen total
Unidad de Obra nº 1	Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante	1	1
Unidad de Obra nº 2	Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería	1	1
Unidad de Obra nº 3	Circuito de control basado en DSP	1	1
Unidad de Obra nº 4	Fuente de alimentación para circuitos de control	1	1
Partida Alzada nº 1	Otros materiales	1	1
Partida Alzada nº 2	Diseño del Sistema	1	1

**3.3. Cuadro de Precios N° 1**

Nº de orden de la unidad	Designación de la unidad	Precio en letra	Precio en cifra
Unidad de Obra nº 1	Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante	Mil ciento setenta y tres euros con cincuenta y ocho céntimos	1.173,58 €
Unidad de Obra nº 2	Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería	Dos mil cuarenta y cuatro euros con ochenta y dos céntimos	2.044,82 €
Unidad de Obra nº 3	Circuito de control basado en DSP	Trescientos ochenta y nueve euros con setenta y nueve céntimos	389,79 €
Unidad de Obra nº 4	Fuente de alimentación para circuitos de control	Doscientos setenta y cuatro euros con cincuenta y tres céntimos	274,53 €
Partida Alzada nº 1	Otros materiales	Ciento setenta y nueve euros con treinta y nueve céntimos	179,39 €
Partida Alzada nº 2	Diseño del Sistema	Tres mil treinta y nueve euros	3.039,00 €

En Burgos, a 8 de julio de 2013

Fdo. Guzmán Moreno Román

**3.4. Cuadro de Precios N° 2**

<b>Unidad de Obra n° 1</b>	<b>Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante</b>
Total coste materiales	741,50 €
Total mano de obra	380,00 €
Total equipo y herramientas	37,08 €
Total costes directos	1.158,58 €
Total costes indirectos	15,00 €
Total coste unitario	1.173,58 €
<b>Unidad de Obra n° 2</b>	<b>Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería</b>
Total coste materiales	1.607,45 €
Total mano de obra	342,00 €
Total equipo y herramientas	80,37 €
Total costes directos	2.029,82 €
Total costes indirectos	15,00 €
Total coste unitario	2.044,82 €
<b>Unidad de Obra n° 3</b>	<b>Circuito de control basado en DSP</b>
Total coste materiales	85,51 €
Total mano de obra	285,00 €
Total equipo y herramientas	4,28 €
Total costes directos	374,79 €
Total costes indirectos	15,00 €
Total coste unitario	389,79 €
<b>Unidad de Obra n° 4</b>	<b>Fuente de alimentación para circuitos de control</b>
Total coste materiales	76,27 €
Total mano de obra	190,00 €
Total equipo y herramientas	3,81 €
Total costes directos	270,08 €
Total costes indirectos	4,45 €
Total coste unitario	274,53 €
<b>Partida Alzada n° 1</b>	<b>Otros materiales</b>
Total coste materiales	179,39 €
Total coste unitario	179,39 €
<b>Partida Alzada n° 2</b>	<b>Diseño del Sistema</b>
Total mano de obra	3.024,00 €
Total costes directos	3.024,00 €
Total costes indirectos	15,00 €
Total coste unitario	3.039,00 €

En Burgos, a 8 de julio de 2013

Fdo. Guzmán Moreno Román

Presupuesto 5 de 7





### 3.5. Presupuesto de Ejecución Material

Designación de la unidad	Designación de la unidad	Medición unidades	Precio unitario	Presupuesto
Unidad de Obra nº 1	Convertidor CA/CC con corrección activa del factor de potencia y CC/CC resonante	1	1.173,58 €	1.173,58 €
Unidad de Obra nº 2	Convertidor CC/CC generador de los pulsos de corriente para la batería	1	2.044,82 €	2.044,82 €
Unidad de Obra nº 3	Círculo de control basado en DSP	1	389,79 €	389,79 €
Unidad de Obra nº 4	Fuente de alimentación para circuitos de control	1	274,53 €	274,53 €
Partida Alzada nº 1	Otros materiales	1	179,39 €	179,39 €
Partida Alzada nº 2	Diseño del Sistema	1	3.039,00 €	3.039,00 €
	<b>Total</b>			<b>7.101,11 €</b>
	<b>Control de calidad (1%)</b>			<b>71,01 €</b>
	<b>Total Presupuesto de Ejecución Material</b>			<b>7.172,12 €</b>

Asciede el Presupuesto de Ejecución Material a la cantidad de siete mil ciento setenta y dos euros con doce céntimos.

En Burgos, a 8 de julio de 2013

Fdo. Guzmán Moreno Román



### 3.6. Presupuesto de Ejecución por Contrata

<b>Presupuesto de Ejecución por Contrata</b>	
Presupuesto de Ejecución Material	7.172,12 €
Gastos Generales (15%)	1.075,82 €
Beneficio Industrial (6%)	430,33 €
Total Presupuesto Parcial	8.678,27 €
I.V.A. (21%)	1.822,44 €
<b>Total Presupuesto de Ejecución por Contrata</b>	<b>10.500,70 €</b>

Asciende el Presupuesto de Ejecución por Contrata a diez mil quinientos euros con setenta céntimos.

En Burgos, a 8 de julio de 2013

Fdo. Guzmán Moreno Román



# 4. PLIEGO DE CONDICIONES



---

## PLIEGO DE CONDICIONES

4.1. Pliego de prescripciones técnicas generales.....	212
Objetivo del pliego de condiciones .....	212
Descripción general del montaje.....	212
Condiciones económicas .....	213
Abono del proyecto .....	213
Precios .....	213
Revisión de precios .....	214
Penalizaciones .....	214
Contrato.....	214
Responsabilidades .....	214
Rescisión del contrato .....	215
Causas de rescisión .....	215
Liquidación en caso de rescisión del contrato.....	215
4.2. Pliego de prescripciones técnicas particulares .....	216
Condiciones de los materiales y equipos .....	216
Especificaciones eléctricas.....	216
Condiciones en la ejecución.....	217
Descripción del proceso .....	218
Compra y preparación de los materiales .....	218
Fabricación de las placas de circuito impreso.....	218
Grabación del DSP .....	220
Puesta en marcha del sistema.....	220
Conexión y desconexión del sistema .....	221
Condiciones facultativas .....	222



#### **4.1. PLIEGO DE PRESCRIPCIONES TÉCNICAS GENERALES**

##### **Objetivo del pliego de condiciones**

El presente pliego de condiciones, tiene como principal objetivo de regular las condiciones entre las partes contractuales, considerando los aspectos técnicos, facultativos, económicos y legales.

El pliego de condiciones contiene, entre otros, los siguientes aspectos:

- Obras que componen el proyecto
- Características exigibles de los materiales.
- Programas para las obras
- Formas para medir y evaluar las diferentes certificaciones necesarias para realizar las obras.

Si durante la ejecución de la obra hubiese contratiempos, se pide al director de la obra, que consulte con el proyectista.

##### **Descripción general del montaje**

Las diferentes partes que forman la obra que realizará el instalador en el orden establecido para garantizar el buen funcionamiento del equipo son las siguientes:

1. Compra de todo el material y componentes necesarios (transformadores, cables, componentes electrónicos, placas...).
2. Fabricación de las placas de circuito impreso.
3. Montaje de los componentes en las placas de circuito impreso correspondientes, así como cableado.
4. Ajuste y comprobación de las placas de circuito impreso y componentes cableados, así como comprobación de su funcionamiento.
5. Puesta en marcha del conjunto.
6. Control de calidad del conjunto.
7. Mantenimiento necesario para el buen funcionamiento del sistema.



Se debe informar a las personas que realizarán el mantenimiento del equipo del funcionamiento de las diferentes partes del mismo y del mantenimiento a realizar.

Todas las partes que forman el proyecto, deben estar montadas y ejecutadas por un instalador, sometiéndose a las normativas de las comunidades autónomas, países y comunidades internacionales, dependiendo del lugar donde tenga que funcionar el equipo.

El proyectista no se hace responsable del incumplimiento de las normativas por parte del instalador o personal que utilice el conjunto.

### **Condiciones económicas**

#### **Abono del proyecto**

En el contrato se deberá fijar detalladamente la forma y plazos que se abonarán las obras. Las liquidaciones parciales que puedan establecerse tendrán carácter de documentos provisionales a buena cuenta, sujetos a las certificaciones que resulten de la liquidación final. No suponiendo, dichas liquidaciones, aprobación ni recepción de las obras que comprenden.

Terminadas las obras se procederá a la liquidación final, que se efectuará de acuerdo con los criterios establecidos en el contrato.

#### **Precios**

El proyectista presentará, al formalizarse el contrato, la relación de los precios de las unidades de obra que integran el proyecto, los cuales, de ser aceptados, tendrán valor contractual y se aplicarán a las posibles variaciones que pueda haber.

Se entiende que estos precios unitarios comprenden la ejecución total de la unidad de obra, incluyendo todos los trabajos (además de los complementarios) y los materiales así como la parte proporcional de imposición fiscal, las cargas laborales y otros gastos repercutibles.

En caso de tener que realizarse unidades de obra no previstas en el proyecto, se fijará su precio entre el Técnico Director y el Proyectista antes de iniciar el proyecto y se presentará a la propiedad para su aceptación o no.



### **Revisión de precios**

En el contrato se establecerá si el proyectista tiene derecho a revisión de precios y la fórmula a aplicar para calcularla. En defecto de esta última, se aplicará a juicio del Técnico Director alguno de los criterios oficiales aceptados.

### **Penalizaciones**

Por retraso en los plazos de entrega de las obras, se podrán establecer tablas de penalización cuyas cuantías y demoras se fijarán en el contrato.

### **Contrato**

El contrato se formalizará mediante documento privado, que podrá elevarse a escritura pública a petición de cualquiera de las partes. Comprenderá la adquisición de todos los materiales, transporte, mano de obra, medios auxiliares para la ejecución de la obra proyectada en el plazo estipulado, así como la reconstrucción de las unidades defectuosas, la realización de las obras complementarias y las derivadas de las modificaciones que se introduzcan durante la ejecución, éstas últimas en los términos previstos.

La totalidad de los documentos que componen el Proyecto Técnico de la obra serán incorporados al contrato y tanto el proyectista como la Propiedad deberán firmarlos como testimonio de que los conocen y aceptan.

### **Responsabilidades**

El Proyectista es el responsable de la ejecución de las obras en las condiciones establecidas en el proyecto y en el contrato. Como consecuencia de ello estará obligado a la demolición de lo mal ejecutado y a su reconstrucción correcta independientemente de que el Técnico Director haya examinado y reconocido las obras.

El proyectista es el único responsable de todas las irregularidades que él o su personal cometan durante la ejecución de las obras u operaciones relacionadas con las mismas. También es responsable de los accidentes o daños que por errores, inexperiencia o empleo de métodos inadecuados se produzcan a la propiedad a los vecinos o terceros en general.



## **Rescisión del contrato**

### **Causas de rescisión**

Se consideraran causas suficientes para la rescisión del contrato las siguientes:

1. Muerte o incapacitación del Proyectista.
2. La quiebra del proyectista.
3. Modificación del proyecto cuando produzca alteración en más del 25% del valor contratado.
4. Modificación de las unidades del montaje en número superior al 40% del original.
5. La no iniciación del montaje en el plazo estipulado cuando sea por causas ajenas a la propiedad.
6. La suspensión de las obras ya iniciadas siempre que el plazo de suspensión sea mayor de seis meses.
7. Incumplimiento de las condiciones del Contrato cuando implique mala fe.
8. Terminación del plazo de ejecución de la obra sin haberse llegado a completar ésta.
9. Actuación de mala fe en la ejecución de los trabajos.
10. Destajar o subcontratar la totalidad o parte de la obra a terceros sin la autorización del Técnico Director y la Propiedad.

El Proyectista es el único responsable del incumplimiento de las disposiciones vigentes en la materia laboral respecto de su personal y, por tanto, de los accidentes que puedan sobrevenir y de los derechos que puedan derivarse de ellos.

### **Liquidación en caso de rescisión del contrato**

Siempre que se rescinda el Contrato por cualquiera de las causas indicadas, o bien por acuerdo de ambas partes, se abonará al Proyectista las unidades de obra ejecutadas y los materiales acopiados a pie de obra que reúnan las condiciones y sean necesarios para la misma.





La rescisión del contrato llevará implícita la retención de la fianza para obtener los posibles gastos de conservación del período de garantía y los derivados del mantenimiento hasta la fecha de nueva adjudicación.

#### **4.2. PLIEGO DE PRESCRIPCIONES TÉCNICAS PARTICULARES**

##### **Condiciones de los materiales y equipos**

##### **Especificaciones eléctricas**

##### Conductores eléctricos:

Todos los conductores eléctricos utilizados serán del tamaño y características legales según sea su función.

Los cables de alimentación de la placa de control, pueden ser de  $0.5 \text{ mm}^2$ , con cables de colores trenzados y con funda.

Los cables de señal serán de  $0.25 \text{ mm}^2$ , tienen que ser trenzados (se pueden poner apantallados), serán de diferentes colores con funda.

Los cables de potencia y de las protecciones de potencia serán de una sección mínima de  $10 \text{ mm}^2$  con cables independientes.

##### Resistencias:

Dado que es estadísticamente imposible obtener un valor exacto para todas las resistencias, deben ser medidas por su valor y tolerancia. Entonces, es necesario establecer unos mínimos y máximos de ésta tolerancia.

En el mercado actual las empresas han establecido una escala de gamas de resistencias en función de la tolerancia permitida. El conjunto de tolerancias más extendidas en la actualidad son las de 20%, 10%, 5%, aunque también se dispone de tolerancias comerciales del 1% ó del 0.5%, estas tolerancias suponen un coste mayor que las anteriores.

Mientras no se indique lo contrario, en el presente proyecto se utilizarán resistencias con una tolerancia del 5%. En todas estas resistencias, se realizarán las siguientes comprobaciones:

1. Comprobación del valor óhmico y de las tolerancias.



## 2. Potencia nominal.

Las resistencias comprobadas, tendrán que estar dentro de los límites establecidos por su tolerancia.

### Condensadores:

La capacidad de los condensadores se mide en Faradios, pero debido a que esta unidad suele ser muy grande, en la práctica se utilizan submúltiplos de dicha unidad.

- Milifaradio ( $1\text{mF} = 10^{-3}\text{F}$ )
- Microfaradio ( $1\mu\text{F} = 10^{-6}\text{F}$ )
- Nanofaradio ( $1\text{nF} = 10^{-9}\text{F}$ )
- Picofaradio ( $1\text{pF} = 10^{-12}\text{F}$ )

En el caso de los nanofaradios es habitual que los fabricantes utilicen las letras K ( $K = 1000$ ) para designarlos, pues utilizan la equivalencia:  $1\text{nF} = 10^{-9}\text{F} = 10^3 \cdot 10^{-12}\text{F} = 1\text{KpF}$ .

Es por este motivo, que cuando se vea el valor de K en un condensador, mientras no se indique lo contrario, su valor se da en nanofaradios.

Un factor importante en los condensadores es su tolerancia. Las tolerancias más típicas son del 5%, 10% y 20% en la mayoría de condensadores.

Teniendo en cuenta las características del presente proyecto, la tolerancia permitida se ha establecido en los Anejos a la Memoria para cada condensador.

### **Condiciones en la ejecución**

Todos los materiales escogidos deben ser de calidad, especificados según sea su función característica. Las principales características de cada componente pueden ser consultadas en las mediciones que están incluidas en el presupuesto. En el caso que no se encontrase en el mercado alguno de los componentes (porque están agotados o se han dejado de fabricar), el instalador encargado del montaje ha de estar cualificado para sustituirlo por uno equivalente, sin que esto implique una modificación del sistema o funcionamiento, en caso contrario, se deberá consultar con el proyectista sobre la viabilidad o no del nuevo sistema.



Las placas de circuito impreso se realizarán con placas de fibra de vidrio de calidad FR4 de 1mm de grosor.

### **Descripción del proceso**

#### **Compra y preparación de los materiales**

La compra de los materiales, componentes y aparatos necesarios, debe realizarse con antelación suficiente para que puedan estar disponibles en el momento del montaje. Para la estimación del período de antelación será necesario considerar los plazos de suministro de los proveedores.

#### **Fabricación de las placas de circuito impreso**

La fabricación de los circuitos impresos seguirá los procedimientos habituales:

1. Insolado
2. Revelado
3. Atacado
4. Metalizado de las vías (si fuese necesario).
5. Montaje

Hay múltiples variantes para realizar el proceso, pero se recomienda utilizar los siguientes materiales para la fabricación de las placas de circuito impreso:

- Insoladora o lámpara de luz actínica.
- Revelador.
- Atacador (también se puede utilizar una mezcla de atacador rápido con una composición en volumen de 33% de HCl, 33% de agua oxigenada 110° de volumen y 33% de agua corriente).
- Placas de circuito impreso de material fotosensible positivo de fibra de vidrio epóxico de calidad FR4.



La placa de circuito impreso ha de ser realizada con material de fibra de vidrio epóxico de 1mm de espesor, con una capa de conductor de cobre de de 70  $\mu\text{m}$  de grosor.

El material base de la fibra de vidrio que conforma el soporte de la placa de circuito impreso ha de cumplir las siguientes especificaciones:

- Resistencia superficial mínima de  $10^{-9}\Omega - 5 \cdot 10^{-10}\Omega$ .
- Resistencia de paso específica mínima de  $10^{11}\Omega$ .
- Constante dieléctrica (a 1 MHz) máxima de 5.5 (adimensional).
- Factor de pérdidas del dieléctrico (a 1MHz) máximo de  $3 \cdot 5 \cdot 10^{-9}$  (adimensional).
- La adherencia del cobre referida a una pista de 1mm de anchura mínima, tiene que ser de 14N.
- El tiempo de exposición al baño de la soldadura a 260°C, sin detrimento de las características del material, debe ser superior o igual a 20 segundos.

Para la fabricación de las placas de circuito impreso se utilizarán los fotolitos llevados a cabo en la parte de los planos o se realizarán de nuevos siguiendo los esquemas eléctricos de cada circuito. En el caso de realizar modificaciones en el diseño del circuito impreso, se tendrán que tener en cuenta las siguientes normas:

- La etapa de control se realizará a doble cara y con un plano de masa, así se evitan las posibles interferencias, mejorando la compatibilidad electromagnética. Las pistas deben tener una anchura mínima de 0.8mm.
- El resto de placas de circuito impreso se pueden realizar a una sola cara, pero si se realizasen a doble cara, se recomienda poner plano de masa. En las placas de alimentación de la etapa de control y de potencia, las pistas tendrán una anchura mínima de 1mm. En la etapa de protecciones de potencia, todas las pistas tendrán una anchura mínima de 4mm.
- Todas las pistas se estañarán antes de realizar la inserción de todos los componentes.



- Soldadura de los componentes:
  - Existen varios métodos para poner en contacto permanente dos conductores eléctricos. Pero el más destacado debido a su facilidad, seguridad y rapidez, es el de la soldadura realizada con una aportación de una aleación metálica.
  - En la soldadura, la aleación metálica utilizada tiene una gran importancia. Esta aleación está compuesta por la unión de dos metales, estaño y plomo en una proporción del 60% y 40% en peso respectivamente. En el mercado, se encuentra en carretes de hilo de diámetro variable en función del fabricante. El tamaño del carrete también se encuentra en función de las necesidades y del fabricante. Este hilo para soldar se conoce habitualmente con el nombre de estaño.
  - Una soldadura con una aportación de estaño, garantiza una conexión eléctrica.
  - Debe no sobrepasarse el tiempo de soldadura en ciertos componentes, ya que esto puede afectar a su funcionamiento e, incluso, dejarlos inservibles, llegando a provocar un fallo del conjunto en cualquiera de los casos.
  - El proyectista no se hace responsable de la mala utilización de los sistemas de soldadura ni de los daños provocados por este motivo.

### **Grabación del DSP**

Se podrá grabar el DSP utilizado (modelo TMS320F28335 de Texas Instruments) por cualquiera de los métodos que admite el mismo según su hoja de características. En el presente proyecto se incluyen los archivos necesarios para grabar el programa desarrollado por el proyectista.

### **Puesta en marcha del sistema**

Una vez se ha montado el sistema, se requiere llevar a cabo las siguientes operaciones:

- Comprobar que las fuentes de alimentación dan las tensiones especificadas.



- Comprobar el funcionamiento por partes, comenzando por la etapa de control, y, por último, conectar la etapa de potencia.
- Al conectar cualquier placa, se debe comprobar que están bien interconectadas entre sí (cableado y conector), en caso contrario, se podrían dañar ciertas partes del circuito.

### **Conexión y desconexión del sistema**

Para la conexión del sistema se recomienda seguir la siguiente secuencia:

1. Conectar las placas entre sí (si no estuviesen ya conectadas).
2. Conectar los componentes de la etapa de potencia (si no estuviesen ya conectados).
3. Conectar la alimentación de la etapa de potencia.
4. Conectar la alimentación de la etapa de control.
5. Comprobar el funcionamiento del sistema.

Para la desconexión del sistema se recomienda seguir la secuencia inversa a la de conexión.

El fabricante debe indicar en su manual de utilización o en su documentación *“Equipo conforme a la norma CEI 6100-3-4, garantizado que  $R_{ccemin}=175$  verificado por el distribuidor”*.

El proyectista no se responsabiliza de los problemas derivados de la manipulación imprudente o incorrecta del sistema.



### **Condiciones facultativas**

Los permisos de carácter obligatorio deben conseguirse por la parte contractual, quedando la empresa contratante al margen de todas las consecuencias derivadas de las mismas.

Cualquier retraso producido por el proceso de fabricación por causas debidamente justificadas que no sean imputables a la empresa contratante, serán aceptadas por el contratante, no teniendo éste último ningún derecho de reclamación por daños y perjuicios.

Cualquier retraso no justificado supondrá el pago de una multa por valor del 6% del impuesto total de fabricación, por cada fracción de retraso temporal (según se acuerde en el contrato).

La empresa contratante se compromete a proporcionar todas las facilidades al proyectista para que la fabricación se realice de manera correcta y rápida.

El aparato cumplirá los requisitos mínimos encargados en el proyecto. Cualquier variación o mejora deberá ser consultada con el técnico diseñador.

Durante el tiempo que se ha estimado la instalación, el técnico proyectista podrá anunciar la paralización momentánea del proceso si así lo cree oportuno.

Las características de los elementos y componentes serán las especificadas en los Anejos a la Memoria, teniendo esto en cuenta para su correcto montaje y utilización.

La contratación de este proyecto se considerará válida cuando las dos partes implicadas, propiedad y proyectista, se comprometan a cumplir las cláusulas del contrato, por lo tanto, se tendrán que firmar los documentos necesarios, en una reunión conjunta una vez se haya llegado a un acuerdo.

Los servicios ofrecidos por la empresa contratante se consideran acabados, a partir de la puesta en funcionamiento del aparato (una vez se hayan realizado las comprobaciones oportunas para el buen funcionamiento del sistema).

El presupuesto no incluye los costes de tipo energético, ocasionados por el proceso de instalación, ni las obras en caso que fueran necesarias, que irán a cargo de la empresa contratante.



El cumplimiento de las comprobaciones elementales por parte de la empresa instaladora no es competencia del proyectista. Estas comprobaciones quedan fuera de toda responsabilidad derivada del mal funcionamiento del equipo, en caso de que no se realicen las pruebas necesarias para el buen funcionamiento del sistema.

En Burgos, a 8 de julio de 2013

Fdo. Guzmán Moreno Román





# 5. BIBLIOGRAFÍA

**BIBLIOGRAFÍA**

- [1] S. Martínez García and J. A. Gualda Gil, "Electrónica de potencia : componentes, topologías y equipos," 1ª , 2ª reimp. ed Madrid etc.: Thomson-Paraninfo, 2008, pp. 279-292.
- [2] (02/10/2012). *Battery and Energy Technologies Website* [Online]. Available: <http://www.mpoweruk.com/>
- [3] R. C. Cope and Y. Podrazhansky, "The art of battery charging," in *Battery Conference on Applications and Advances, 1999. The Fourteenth Annual*, 1999, pp. 233-235.
- [4] F. Savoye, P. Venet, M. Millet, and J. Groot, "Impact of Periodic Current Pulses on Li-Ion Battery Performance," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3481-3488, 2012.
- [5] J. Li, E. Murphy, J. Winnick, and P. A. Kohl, "The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 102, pp. 302-309, 2001.
- [6] K. Jong-Soo, C. Gyu-Yeong, J. Hye-Man, L. Byoung-Kuk, C. Young-Jin, and H. Kyu-Bum, "Design and implementation of a high-efficiency on-board battery charger for electric vehicles with frequency control strategy," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.
- [7] A. A. H. Hussein and I. Batarseh, "A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 830-838, 2011.
- [8] V. Srinivasan and J. Newman, "Existence of Path-Dependence in the LiFePO4 Electrode," *Electrochemical and Solid-State Letters*, vol. 9, pp. A110-A114, January 1, 2006 2006.
- [9] L. Petersen and R. W. Erickson, "Reduction of voltage stresses in buck-boost-type power factor correctors operating in boundary conduction mode," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, pp. 664-670 vol.2.
- [10] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 413-421, 2012.
- [11] F. Musavi, W. Eberle, and W. G. Dunford, "A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric



- Vehicle Battery Chargers," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1833-1843, 2011.
- [12] "On board charging: Concept consideration and demonstrator hardware," in *Proc. 25th World Electric Veh. Symp. Expo. (EVS) Infineon Technol., Shenzhen, China, 2010*.
- [13] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual, 1990*, pp. 275-284.
- [14] I. D. Jitaru, "A 3 kW soft switching DC-DC converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, 2000*, pp. 86-92 vol.1.
- [15] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: a survey," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 749-755, 2003.
- [16] (2011, 13/10/2012). *Power Factor Correction (PFC) Handbook. HBD853/D*. Available: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [17] J. Sebastian, P. Villegas, F. Nuno, and M. M. Hernando, "Very efficient two-input DC-to-DC switching post-regulators," in *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE, 1996*, pp. 874-880 vol.1.
- [18] C. Qiao and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 360-368, 2001.
- [19] T. J. Liang, T. Wen, K. C. Tseng, and J. F. Chen, "Implementation of a regenerative pulse charger using hybrid buck-boost converter," in *Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*, 2001, pp. 437-442 vol.2.
- [20] S. M. Cuk, "Modelling, analysis and design of switching converters," In partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy, California Institute of Technology, 1977.
- [21] H. D. Venable, "The K factor: a new mathematical tool for stability analysis and synthesis," San Diego, CA, USA, 1983.
-



- [22] M. Hermwille. (2007), Application Note AN-7004 IGBT Driver Calculation. Available: [http://www.semikron.com/skcompub/en/AN-7004\\_IGBT\\_Driver\\_Calculation\\_rev00.pdf](http://www.semikron.com/skcompub/en/AN-7004_IGBT_Driver_Calculation_rev00.pdf)