



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

  
ETSI Aeroespacial y Diseño Industrial

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Aeroespacial  
y Diseño Industrial

Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-  
batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR/A: Indarte Trejo, Ignacio

Tutor/a: Sánchez Díaz, Carlos

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



# **Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)**

Trabajo de fin de grado

Universidad Politécnica de Valencia

Autor:

*Indarte Trejo, Ignacio*

Tutor:

*Sánchez Díaz, Carlos*

Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Fecha: 01/06/2024

## ***DEDICATORIA***

A mis padres por apoyarme en todo momento en mis decisiones y por intentar ponerme las cosas fáciles, aunque a veces me guste complicarme.

A mi pareja, por el apoyo incondicional y por acompañarme en este camino de la mejor forma posible.

A mis amigos por los ratos de desconexión que me han mantenido con una sonrisa durante el transcurso de este proyecto.

A mi tutor y profesores que han logrado transmitirme parte de sus conocimientos de manera influyente y con ilusión. De la manera que todo profesor debería.

A todos mis seres queridos, a quienes me criaron y han formado parte de mi vida.

## **RESUMEN**

Este proyecto forma parte del trabajo del grupo de investigación H2Dron, el cual se dedica a desarrollar vehículos aéreos no tripulados para aplicaciones de fumigación agrícola propulsados mediante fuentes de energía alternativas a los combustibles fósiles, empleando el hidrógeno con pilas de combustible para generar la energía necesaria para el funcionamiento del vehículo.

Este trabajo pretende desarrollar un prototipo de convertidor de potencia DC/DC capaz de adaptar la tensión producida por la pila de combustible de hidrógeno para cargar una batería de polímeros de litio, la cual será se encargará de almacenar la energía y suministrarla al dron durante el vuelo.

Se comenzó diseñando los componentes necesarios del convertidor elevador requerido por las características del sistema, se tuvo en cuenta los valores de tensión y corriente necesarios y también los periodos de conmutación de los semiconductores, ya que se busca un tamaño reducido en el prototipo, una vez seleccionados se hizo un estudio del consumo de potencia de los elementos semiconductores para encontrar los disipadores necesarios para su uso.

Una vez diseñada la etapa de potencia se estudió el comportamiento del convertidor en pequeña señal para modelar el convertidor y posteriormente se realizó un control por corriente media, realizando un compensador para mejorar el funcionamiento del dispositivo ante variaciones de los parámetros de entrada. Para ello se empleó un modulador PWM para generar la señal del ciclo de trabajo a la frecuencia deseada para controlar la conmutación del transistor.

Una vez finalizado el diseño se realizaron los esquemáticos para fabricar una placa de circuito impreso en la que soldar los componentes y disponer de un prototipo funcional. Al terminar el diseño de los esquemáticos y situar los componentes en la placa

con las conexiones necesarias esta se mandó a fabricar por una empresa externa, y al recibirla se procedió a ensamblar los componentes del circuito.

Finalmente, pese a no disponer de una fuente de alimentación que simule el comportamiento de la pila de combustible de hidrógeno, y no disponer de la pila por encontrarse esta en una etapa de desarrollo temprana, se comprobó que el convertidor elevaba la tensión de entrada, demostrando su viabilidad como convertidor elevador.



## **SUMMARY**

This project is part of the work of the H2Dron research group, which is dedicated to developing unmanned aerial vehicles for agricultural spraying applications powered by alternative energy sources to fossil fuels, using hydrogen fuel cells to generate the energy needed for the vehicle's operation.

This work aims to develop a prototype DC/DC power converter capable of adapting the voltage produced by the hydrogen fuel cell to charge a lithium polymer battery, which will be responsible for storing the energy and supplying it to the drone during flight.

The design process began with the necessary components of the boost converter required by the system's characteristics, considering the circuit's voltage and current values, as well as the switching periods of the semiconductors, as a reduced prototype size is sought. Once selected, a study of the power consumption of the semiconductor elements was conducted to find the necessary heat sinks for their use.

Once the power stage was designed, the small-signal behaviour of the converter was studied to model the converter, and subsequently, an average current-mode control was performed, creating a compensator to improve the device's performance against variations in input parameters. A PWM modulator was used to generate the duty cycle signal at the desired frequency to control the transistor's switching.

Upon completing the design, schematics were made to manufacture a printed circuit board to solder the components and have a functional prototype. After designing the schematics and placing the components on the board with the necessary connections, it was sent to an external company for manufacturing. Upon receiving it, the circuit components were assembled.

Finally, despite not having a power supply to simulate the hydrogen fuel cell's behaviour, and not having the cell due to its early development stage, it was verified that the converter boosted the input voltage, demonstrating its viability as a boost converter.



## **RESUM**

Aquest projecte forma part del treball del grup d'investigació H2Dron, el qual es dedica a desenvolupar vehicles aeris no tripulats per a aplicacions de fumigació agrícola propulsats mitjançant fonts d'energia alternatives als combustibles fòssils, emprant l'hidrogen amb piles de combustible per a generar l'energia necessària per al funcionament del vehicle.

Aquest treball pretén desenvolupar un prototip de convertidor de potència DC/DC capaç d'adaptar la tensió produïda per la pila de combustible d'hidrogen per a carregar una bateria de polímers de liti, la qual s'encarregarà d'emmagatzemar l'energia i subministrar-la al dron durant el vol.

Es va començar dissenyant els components necessaris del convertidor elevador requerit per les característiques del sistema, tenint en compte els valors de tensió i corrent del circuit i també els períodes de commutació dels semiconductors, ja que es busca una mida reduïda en el prototip. Una vegada seleccionats, es va fer un estudi del consum de potència dels elements semiconductors per a trobar els dissipadors necessaris per al seu ús.

Una vegada dissenyada l'etapa de potència, es va estudiar el comportament del convertidor en petita senyal per a modelar el convertidor i posteriorment es va realitzar un control per corrent mitjana, realitzant un compensador per a millorar el funcionament del dispositiu davant variacions dels paràmetres d'entrada. Per a això es va emprar un modulador PWM per a generar la senyal del cicle de treball a la freqüència desitjada per a controlar la commutació del transistor.

Una vegada finalitzat el disseny, es van realitzar els esquemàtics per a fabricar una placa de circuit imprés en la qual soldar els components i disposar d'un prototip

funcional. En acabar el disseny dels esquemàtics i situar els components en la placa amb les connexions necessàries, aquesta es va manar a fabricar per una empresa externa, i en rebre-la es va procedir a ensamblar els components del circuit.

Finalment, malgrat no disposar d'una font d'alimentació que simule el comportament de la pila de combustible d'hidrogen, i no disposar de la pila per trobar-se aquesta en una etapa de desenvolupament primerenca, es va comprovar que el convertidor elevava la tensió d'entrada, demostrant la seva viabilitat com a convertidor elevador.





UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



# **Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)**

## **MEMORIA**

Trabajo de fin de grado

Universidad Politécnica de Valencia

Autor:

*Indarte Trejo, Ignacio*

Tutor:

*Sánchez Díaz, Carlos*

Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Fecha: 01/06/2024

## Índice

1-Objeto del proyecto.....	3
2-Justificación .....	4
2.1-Objetivos de desarrollo sostenible.....	5
3-Condiciones del proyecto.....	6
3.1-Pila de hidrógeno .....	6
3.2-Batería Li-Po .....	8
3.3-Control por corriente media .....	9
3.4-Normativa aplicable .....	9
4-Introducción y contexto tecnológico .....	11
4.1- Fuentes de energía .....	11
4.2- Sistemas de almacenamiento de energía.....	13
4.3- Drones .....	15
5-Soluciones alternativas .....	18
5.1- Convertidores.....	18
6-Descripción de la solución adoptada.....	22
6.1-Diseño del convertidor.....	22
6.1.1-Diseño de la bobina .....	25
6.1.2-Diseño del condensador .....	28
6.1.3-Selección de elementos semiconductores .....	29
6.2-Modelado de la etapa de potencia.....	34
6.3-Diseño del circuito de control.....	40
6.3.1-PWM.....	41
6.3.2-Sensor de corriente.....	44
6.3.3-Diseño del compensador .....	46
6.3.4-Driver.....	51
6.4-Implementación del diseño en PCB.....	53
6.4.1- Esquemático PWM .....	54
6.4.2-Esquemático Driver.....	56
6.4.3- Esquemático convertidor de potencia y sensor .....	57
6.4.4- Esquemático lazo de control .....	58
6.5- Diseño de la PCB .....	60
6.5.1-Distribución de los componentes en la PCB.....	60
6.5.2.-Consideraciones del diseño de las conexiones y capas.....	62
6.5.3-Número de capas necesarias para las conexiones .....	62

6.5.4 -Cálculos del grosor de vía según corrientes.....	63
6.6-Resultado obtenido .....	68
6.6.1-Comprobación del UC3825 y el ir2110.....	68
6.6.2-Comprobación de la salida del convertidor.....	71
7-Conclusiones .....	72
7.1-Trabajo futuro .....	72
8-Bibliografía.....	73
Anexos.....	76

# 1-Objeto del proyecto

El objetivo del presente proyecto es diseñar un convertidor de potencia DC/DC en configuración elevadora o “boost” con la intención de adaptar el voltaje proporcionado por la pila de hidrógeno H100 de 100 W de potencia alimentada con hidrógeno en estado gaseoso, que suministra 12 V y 8.3 A, para cargar una batería de polímero de litio (LiPo) de 12 celdas con una tensión de entrada de 44.4 V. Todo este conjunto pretende conformar el sistema de alimentación de un Unmanned Aerial System (UAS), también conocido como dron, que se encuentra en desarrollo como parte del proyecto H2Dron, al que pertenece este trabajo.

Se precisa de un convertidor DC/DC elevador, ya que la tensión de entrada al dispositivo es menor que la salida requerida. Además, se requiere que el sistema diseñado sea pequeño para facilitar su implementación en un dron, con un tamaño máximo de 10 cm de longitud, 10 cm de ancho y 5 cm de alto. Para ello se establece una frecuencia de conmutación del convertidor de 400 kHz. El peso del conjunto no deberá superar los 300 g.

A continuación, en la figura 1 se muestra el esquema del sistema de alimentación completo, formado por la pila de hidrógeno, el convertidor de potencia y la batería LiPo que alimenta el dron.

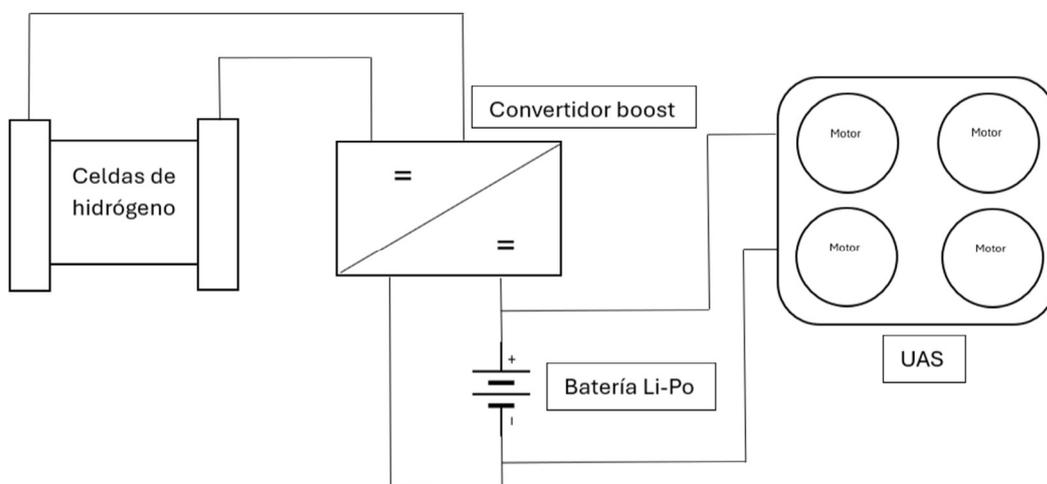


Figura 1. Esquema general del sistema de alimentación

## 2-Justificación

La principal aplicación para la que se ha diseñado este sistema de alimentación es para su implementación en drones destinados al ámbito agrícola. Principalmente empleados para la pulverización de productos químicos como pesticidas, fungicidas o herbicidas.

Para esta tarea, tradicionalmente ha sido común el uso de aviones agrícolas e incluso helicópteros pilotados. Sin embargo, recientemente se aprecia una tendencia hacia el uso de drones para estas tareas, debido a diversas ventajas frente al uso de aeronaves tripuladas de mayor tamaño.

Es recomendable el uso de drones en lugares donde la topografía o condiciones del suelo no permitan el uso de aeronaves agrícolas tradicionales por su cercanía con poblaciones o con reservas naturales [1]. También son empleados en campos pequeños e irregulares, sustituyendo en este caso a la fumigación manual en tierra. En este escenario, el uso de drones también supone una ventaja frente a la fumigación manual, ya que evitan la exposición humana a elementos químicos potencialmente nocivos.

A su vez, el uso de drones conlleva un coste económico menor que el de las aeronaves agrícolas tradicionales, pese a que son capaces de cubrir una menor área. Sin embargo, cubren el área de aplicación en menos tiempo que la fumigación manual. Por ello son la mejor alternativa para campos pequeños, irregulares o en zonas en las que no se pueda emplear aviones fumigadores.

Sin embargo, los drones fumigadores convencionales tienen limitaciones, siendo la principal su tiempo de operación. Los drones modernos emplean baterías recargables, las cuales proporcionan un tiempo de operación de entre 5 y 15 minutos. Esto supone que, para aprovechar la funcionalidad del dispositivo, el operador debe estar cerca del área de aplicación y deberá trasladarse tras recargar las baterías y el depósito de carga para

acercarse a la nueva área de aplicación. Todo esto disminuye significativamente la eficiencia del proceso de fumigación.

En modelos más antiguos de drones de fumigación también se han empleado sistemas que empleaban combustibles fósiles, lo cual dotaba al dispositivo de mayor tiempo de vuelo. Sin embargo, cada vez son menos los modelos que funcionan con este sistema debido a que el combustible aumenta el peso del dron disminuyendo la capacidad de carga. Además de ser una fuente de contaminación y suponer un riesgo mayor para los terrenos en caso de accidente.

Teniendo este escenario en mente, tiene sentido diseñar un sistema de alimentación basado en la tecnología del hidrógeno. Ya que debido a su eficiencia podría otorgar a un dron fumigador mayor autonomía que un sistema de batería recargable de forma externa. A la vez, es un sistema que emplea una fuente de energía no contaminante siendo más sostenible que los combustibles fósiles y reduce el riesgo de pérdida de suelos en caso de accidente.

## 2.1-Objetivos de desarrollo sostenible

En el presente proyecto se han tenido en cuenta los objetivos de desarrollo sostenible de la agenda 2030. Algunos de los ODS que están más estrechamente relacionados con el trabajo realizado son los siguientes.

### **ODS 7. Energía asequible y no contaminante.**

Uno de los objetivos del proyecto y del grupo de investigación H2dron, es el de implementar una fuente de energía renovable y no contaminante como el hidrógeno en dispositivos comúnmente operados mediante combustibles fósiles.

### **ODS 9. Industria, innovación e infraestructuras.**

La implementación de tecnologías novedosas y que se encuentran en una etapa de desarrollo temprano y en constante evolución, como el hidrógeno como fuente de energía o las baterías de Li-Po han sido un pilar fundamental del proyecto. Impulsando así la innovación y el desarrollo de nuevas tecnologías.

### **ODS 11. Ciudades y comunidades sostenibles.**

Las aplicaciones del proyecto se centran en el sector de la agricultura, este sector es uno de los principales pilares que abastecen las ciudades y poblaciones del planeta. Mejorando y haciendo más sostenible la producción agraria, se consigue que las ciudades y comunidades que se abastecen de este sector estén alineadas con este objetivo de desarrollo sostenible.

### **ODS 13. Acción por el clima.**

Uno de los principales causantes del cambio climático es la quema de combustibles fósiles, los cuales producen gases de efecto invernadero que dañan la capa de ozono. Una de las motivaciones del proyecto es sustituir la quema de combustibles fósiles para la propulsión de drones por una fuente que no produzca gases de efecto invernadero, reduciendo así los efectos del cambio climático.

## **3-Condicionales del proyecto**

### **3.1-Pila de hidrógeno**

Para esta aplicación se va a emplear una pila de hidrógeno de la empresa *Horizon Fuel Cell Technologies*, concretamente el modelo H-100. La pila está compuesta por un total de 20 celdas PEM, estas siglas proceden del término inglés proton exchange membrane.

Estas celdas proporcionan hasta 12 V y 8.3 A, llegando así a los 100 W de potencia total. El sistema completo incluye el stack de 20 celdas, un sistema de humidificación para

las membranas de cada celda, un ventilador para refrigerar el sistema, además de un controlador y una válvula de suministro para el reactivo, en este caso el hidrógeno, el cual será suministrado desde una bombona específica para su contención.

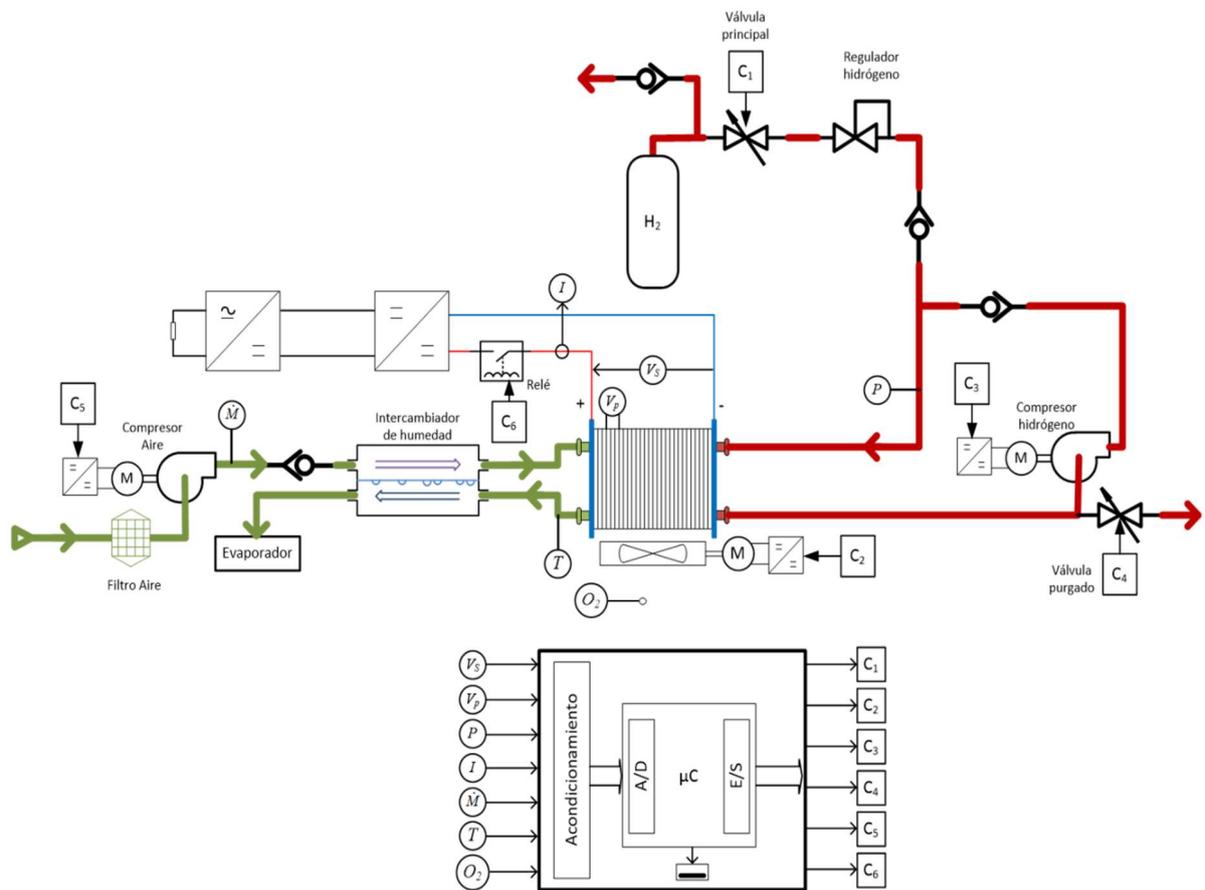


Figura 2. Esquema de funcionamiento del sistema de la pila de hidrógeno H100

El sistema completo tiene un peso de unos 1690 g según las características proporcionadas por el fabricante. Lo cual supone un peso ligero, adecuado para su implementación en un sistema UAS. Sin embargo, para su correcto funcionamiento se requiere una alimentación externa de 13 V que no será considerada parte de este proyecto y formará parte del futuro proceso de implementación del prototipo.

El convertidor de potencia que se realizará en este proyecto se representa en el esquema de la figura 5 con el símbolo de un convertidor DC/DC.

## 3.2-Batería Li-Po

El convertidor elevador que se pretende diseñar convertirá los 12 V de su entrada en 44.4 V en su salida. Esto debido a que ese es el nivel de tensión de entrada de la batería seleccionada.

Se ha escogido una batería de polímeros de litio, o por su abreviación Li-Po, dado que son baterías recargables con una muy buena relación entre capacidad de carga y peso. Esto hace que sean capaces de almacenar una gran cantidad de energía en un reducido tamaño, haciéndolas ideales para aplicaciones en las que el peso sea un factor determinante.

Para este proyecto se empleará la batería 12s del fabricante Gens ace. Todas las baterías que emplean esta tecnología se clasifican según el número de celdas de polímero de litio que contienen y se nombran con un número, que indica el número de celdas y la letra "s".

Cada celda supone una tensión nominal de entrada de 3.7 V, por lo que en este caso las 12 celdas que contiene este modelo suponen los 44.4 V de entrada necesarios, los cuales serán proporcionados por el convertidor.

Uno de los parámetros más importantes para escoger una batería adecuada es la capacidad de carga, el modelo seleccionado tiene una capacidad de 5000 mAh, lo que supone que para un suministro necesario de 5 A, la batería tardará una hora en descargarse.

No hay un consumo estimado de corriente del dron, ya que este se encuentra en desarrollo y se desconocen los subsistemas que compondrán el dispositivo, pero las baterías de Li-Po de 12 celdas ofrecen un buen rendimiento para objetos con un peso total de entre 30 y 40 Kg, por este motivo se diseñará el convertidor con la necesidad de cargar esta batería.

### 3.3-Control por corriente media

Para controlar la salida del convertidor ante variaciones de la tensión de entrada o perturbaciones a lo largo del sistema se ha de diseñar un lazo de control. Se realizará un control por corriente media. Este método es el más empleado en aplicaciones de carga de baterías, ya que estas se cargan gracias al flujo de corriente media en su entrada. Por este motivo no se empleará un control por tensión media o por corriente de pico, que son los métodos aplicados al control de convertidores.

### 3.4-Normativa aplicable

- **UNE-EN 60146-1-1:2010**

Convertidores de semiconductores. Especificaciones comunes y convertidores conmutados por red. Parte 1-1: Especificaciones de los requisitos técnicos básicos. (Ratificada por AENOR en octubre de 2010.)

- **UNE-EN 62477-1:2012/A12:2021**

Requisitos de seguridad para sistemas y equipos de conversión de potencia de semiconductores. Parte 1: Generalidades. (Ratificada por la Asociación Española de Normalización en marzo de 2021.)

- **UNE-EN 61204-6:2001 6**

Fuentes de alimentación de baja tensión de salida en corriente continua. Parte 6: Requisitos para las fuentes de alimentación de baja tensión de calidad asegurada.

- **UNE-EN IEC 61204-3:2018**

Fuentes de alimentación de baja tensión con salida en corriente continua. Parte 3: Compatibilidad electromagnética (CEM). (Ratificada por la Asociación Española de Normalización en octubre de 2018.)

- **UNE-EN 16774:2016**

Seguridad de máquinas. Requisitos de seguridad para convertidores de acero y los equipos asociados. (Ratificada por AENOR en Junio de 2016.)

- **ISO/IEC 4005-1:2023**

Telecommunications and information exchange between systems — Unmanned aircraft area network (UAAN) — Part 1: Communication model and requirements.

- **UNE-EN 17124:2022**

Hidrógeno combustible. Especificación de producto y garantía de calidad para los puntos de suministro de hidrógeno que dispensan hidrógeno gaseoso. Aplicaciones que utilizan las pilas de combustible de membrana de intercambio de protones (PEM) para los vehículos.

- **UNE-EN ISO 17268:2022**

Dispositivos de conexión para el suministro de hidrógeno gaseoso a los vehículos terrestres.

- **UNE-EN 17533:2021**

Hidrógeno gaseoso. Botellas y tubos para almacenamiento estacionario.

- **UNE-EN ISO 11114-4:2017**

Botellas para el transporte de gas. Compatibilidad de los materiales de la válvula y de la botella con el gas contenido. Parte 4: Métodos de ensayo para la selección de materiales metálicos resistentes a la fragilización por hidrógeno.

- **UNE-CEN/CLC/TR 17603-20-02:2021**

Ingeniería espacial. Manual de ensayos de baterías de iones de litio (Ratificada por la Asociación Española de Normalización en noviembre de 2021).

- **IPC 2221 2012**

Estándares de diseño de placas de circuito impreso y sistemas electrónicos incluye el montaje o ensamble de los componentes, tipo THT o de huecos pasantes, de superficie SMT.

## 4-Introducción y contexto tecnológico

### 4.1- Fuentes de energía

El primer dron empleado para fumigar campos de cultivo fue el modelo Rmax de Yamaha. Un dron con aspecto de helicóptero pequeño con un solo rotor que se empleó por primera vez en el año 1997 en Japón. Este modelo tenía un peso total a plena carga de 94 kg y funcionaba a partir de gasolina con una autonomía de hasta 1 hora de vuelo.

Los modelos en los primeros años de desarrollo de drones fumigadores funcionaban a partir de motores convencionales de gasolina, ya que eran capaces de cargar grandes cantidades de producto y operar durante largos periodos de tiempo. Estos drones siguen presentes en la agricultura en la actualidad. Sin embargo, cada vez son más las alternativas que se centran en fuentes de alimentación con energías menos contaminantes que la gasolina y otros combustibles fósiles.

Un ejemplo de sistemas de alimentación para drones menos contaminante que los combustibles fósiles serían las baterías de polímeros de litio recargables. Estas al operar no producen gases de efecto invernadero como los motores de gasolina. Pero su tiempo de operación se reduce considerablemente. Además, el sistema de recarga de estas baterías requiere de una conexión a la red eléctrica convencional, por lo que para operar se suelen emplear varias baterías completamente cargadas y estas se van cambiando a medida que se gastan, haciendo el proceso menos eficiente.

Para aumentar el tiempo de operación del dron manteniendo un funcionamiento poco contaminante se ha optado por emplear una pila de combustible de hidrógeno integrada en el propio aparato. De esta forma la batería seleccionada puede cargarse durante el vuelo aumentando así su autonomía.

Las pilas de combustible de hidrógeno son una alternativa libre de emisiones a los procesos de combustión convencionales, ya que emplean hidrógeno para obtener energía a través de reacciones electroquímicas. Estas pilas se conocen como pilas de combustible de membrana de intercambio de protones, o por sus siglas PEMFC.

Las celdas albergan un ánodo y un cátodo a cada lado de un electrolito. Se alimenta de hidrógeno el ánodo y se utiliza un catalizador para generar iones cargados positivamente que fluyen a través del electrolito hasta el cátodo, esto induce una corriente que genera energía eléctrica [2]. A su vez, en el cátodo se introduce aire que se combina con un catalizador, iones de hidrógeno y electrones para producir calor y agua como subproducto. Este proceso se muestra a continuación en la figura 2.

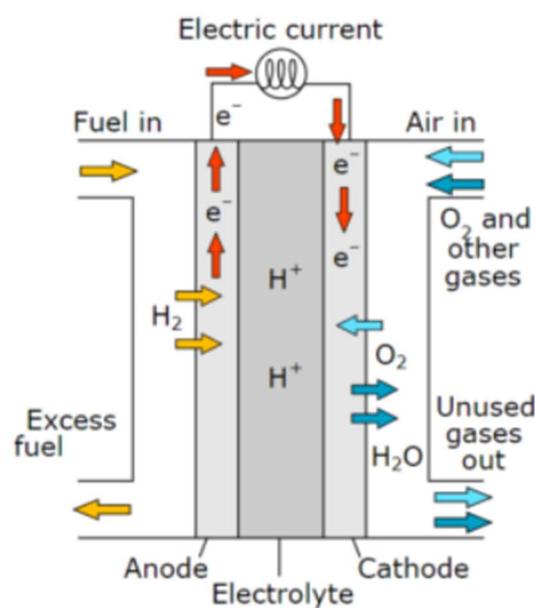


Figura 3. Esquema de una PEMFC

Una parte fundamental de las celdas de combustible PEMFC es la membrana de intercambio de protones, ya que para el correcto funcionamiento del sistema esta debe de dejar pasar los iones de hidrógeno conformados por protones a través de ella, pero no los electrones, debido a que esto provocaría un cortocircuito. La membrana también debe evitar que los gases pasen de un lado a otro de la pila, para evitar un problema conocido como cruce de gases.

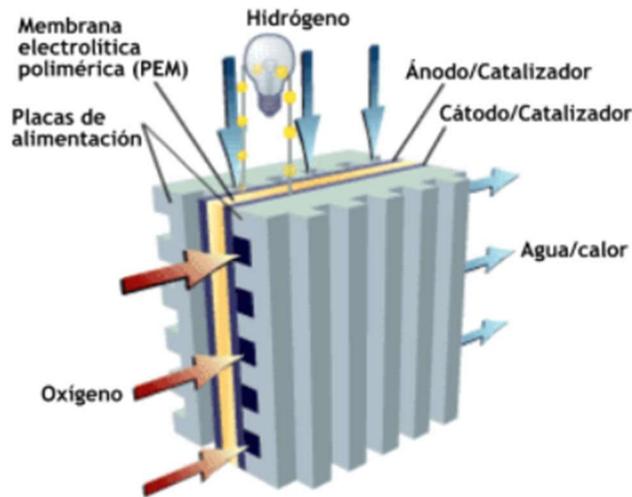


Figura 4. Diagrama en el que se muestra la membrana de intercambio de protones

Este tipo de celda de combustible tiene mayor densidad de potencia, menor peso y volumen que otras fuentes de energía similares, por ello son útiles para aplicaciones en vehículos y transporte. Suponen además una tecnología de generación de energía no contaminante que, además, emplea un material abundante como es el hidrógeno.

## 4.2- Sistemas de almacenamiento de energía

Una batería es un elemento que es capaz de almacenar y de suministrar energía eléctrica a un sistema, aunque no es capaz de producirla. Están compuestas de una o varias celdas electroquímicas capaces de convertir la energía química almacenada en corriente eléctrica.

Se distinguen 2 tipos de baterías según su uso, las primarias o no recargables. Estas baterías, una vez agotada la cantidad inicial de reactivos no es capaz de volver a suministrar corriente eléctrica de manera sencilla, esto hace que muchas de estas baterías se desechen y causen un problema medioambiental, ya que los materiales y químicos que contienen son perjudiciales para el medio ambiente.

También existen baterías secundarias o recargables, estas baterías son capaces de revertir el proceso químico que emplean para suministrar energía, mediante energía eléctrica procedente de otras fuentes. Esto hace que una vez recargada el contenido de la batería vuelva a su estado original, pudiendo repetir este proceso un gran número de veces dependiendo de la tecnología empleada. Lógicamente esto produce menos desechos y hace que estas baterías sean más beneficiosas para el medio ambiente. Para esta aplicación se usará una batería recargable.

Existen numerosos tipos de baterías recargables, su diferencia principal son los materiales que emplean para la reacción redox que se produce en su interior. Se denomina reacción redox a aquella en la que un elemento pierde electrones y otro elemento los gana, creando así un flujo de corriente.

Los parámetros principales que diferencian cada tipo de batería recargable serían la relación energía/peso, el tiempo de recarga, el ciclo de vida o la autodescarga por mes. En la tabla 1 se expone una comparativa de los principales tipos de baterías y sus características.

Tabla 1. Comparativa de los diferentes tipos de baterías recargables

<b>MATERIAL</b>	<b>ENERGÍA/PESO</b>	<b>CICLO DE VIDA</b>	<b>T DE CARGA</b>	<b>AUTODESCARGA</b>
Plomo	30-40 Wh/Kg	1000 cargas	8-16 h	5 %
Ni-Fe	30-55 Wh/Kg	10000 cargas	4-8 h	10 %
Ni-Cd	48-80 Wh/Kg	500 cargas	10-14 h	30 %
Ni-Mh	60-120 Wh/Kg	1000 cargas	2-4 h	20 %
Li-ion	110-160 Wh/Kg	4000 cargas	2-4 h	25 %
Li-Po	100 -256 Wh/Kg	5000 cargas	1-1.5 h	10 %

Para la aplicación de este proyecto se seleccionará una batería Li-Po, ya que es la que además de tener una gran relación energía peso, tienen un tamaño más pequeño que

las de Li-ion precisan de un empaquetado que una las distintas capas que la conforman muy firmemente, mientras que en las Li-Po [3], el empaquetado es más pequeño y en capas flexibles. Por estos motivos, las baterías Li-ion son muy empleadas en vehículos eléctricos mientras que las Li-Po son más empleadas en dispositivos portátiles como móviles y ordenadores.



Figura 5. Celda de batería Li-Po

### 4.3- Drones

Podría parecer que el desarrollo de la tecnología de los drones es algo reciente y que comenzó hace poco tiempo. Sin embargo, se consideran como dron cualquier aeronave no tripulada sobre la que se tiene control remoto, y esta tecnología data del año 1902, cuándo el ingeniero Leonardo Torres Quevedo comenzó el proyecto conocido como “Telekino” [4]. En él pretendía crear un control remoto para controlar su dirigible, experimento que se considera el embrión que daría lugar a la tecnología de los drones.

En la actualidad la tecnología de los drones se ha desarrollado enormemente y constituye hoy en día un campo con infinidad de aplicaciones, ya que ha transformado profundamente los principales sectores de actividad abaratando costes y facilitando trabajos complejos. Se estima que el mercado de drones ha alcanzado los 29.86 billones de dólares en Estados Unidos. Y se estima que la UE suponga un mercado de 10 billones de dólares en 2035.

Uno de los motivos por los que el uso de drones se extiende tanto son sus aplicaciones civiles. Estos dispositivos se emplean en diferentes sectores tales como la búsqueda y rescate de personas en operaciones de salvamento. También se usan en actividades de

cartografía o de inspección de infraestructuras. La empresa Iberdrola emplea vehículos aéreos no tripulados para la inspección del estado de las palas de los aerogeneradores, llegando a auditar en profundidad más de 1200 palas entre 2018 y 2020 en España [5].

Otro de los sectores en los que los drones se están desarrollando es el sector de la agricultura, mercado al que apunta el proyecto H2dron en el que se encuentra este trabajo. Esto es debido a que en la actualidad los modelos disponibles en el mercado para funciones de fumigación emplean motores de combustión, por lo que el desarrollo de tecnologías que implementen fuentes de energía no contaminantes de manera eficiente supone un cambio beneficioso para el sector de la agricultura.

En el contexto actual de los drones existen diversas formas de clasificarlos, ya que por su amplio rango de aplicaciones existen diversas tipologías que los hacen diferenciarse entre sí [6].

En primer lugar, hay que destacar la clasificación de drones según su estructura o forma, pudiéndose hacer 2 distinciones básicas:

- De ala fija, son aquellos que aprovechan la aerodinámica para su elevación. Tienen una composición cercana los aviones, con cuerpo alargado y alas, que salen del cuerpo principal y generan la fuerza de sustentación en el aire. Su principal ventaja es su gran eficiencia energética, haciéndolos idóneos para vuelos de larga duración y alcance.



Figura 6. Dron de ala fija Parrot Disco

- De ala rotatoria, son los más comunes en el mercado actual por su versatilidad. Estos logran su sustentación por medio de hélices impulsadas por motores que se sitúan en cada uno de sus brazos. Esta clase de drones son muy estables y tienen la capacidad de mantenerse en el aire sobrevolando un mismo punto y elevarse o aterrizar de forma vertical, estas características hacen que sean empleados en espacios reducidos o en actividades que requieran precisión.



Figura 7. Dron de ala rotativa DJI Mini 4 Pro

Dentro de los drones de ala rotatoria se dividen en diferentes categorías dependiendo del número de brazos que posean. Con este criterio existen 4 categorías:

- Drones de 3 brazos denominados tricópteros, donde los dos brazos delanteros proporcionan la potencia y el trasero actúa como un servomotor aportando estabilidad.

- Drones de 4 brazos o cuadricópteros. Son los más comunes en el mercado y por su configuración ofrecen buena estabilidad.
- Drones de 6 brazos llamados hexacópteros. Estos son muy empleados en la industria cinematográfica ya que ofrecen más estabilidad y por tanto se ve menos afectado por vibraciones durante el vuelo.
- Drones de 8 brazos conocidos como octocópteros. Son los más potentes y estables de todos, pero también los más pesados y grandes, haciendo que sean difíciles de controlar en espacios pequeños.

## 5-Soluciones alternativas

### 5.1- Convertidores

Se conoce como convertidor de potencia al circuito o sistema electrónico capaz de modificar la forma de la energía eléctrica (continua o alterna) o de modificar el flujo de esta desde una fuente primaria hasta una carga. Los convertidores electrónicos de potencia se dividen en 4 grandes grupos según los parámetros de entrada de la corriente en la entrada y en la salida.

El primero de estos grupos son los convertidores CA/CC o rectificadores, estos convertidores transforman la corriente alterna de su entrada en corriente continua en su salida.

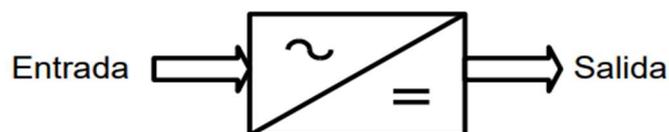


Figura 8. Símbolo de un convertidor AC/DC rectificador

El segundo grupo de convertidores de potencia es el de los CC/AC o inversores. Son aquellos capaces de transformar una corriente continua en corriente alterna.

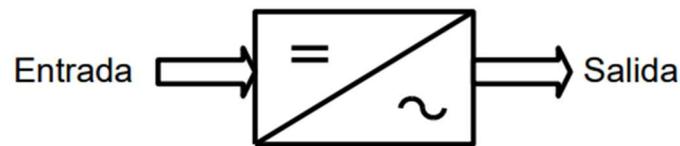


Figura 9. Símbolo de un convertidor DC/AC inversor

El tercer grupo de convertidores son los de AC/AC o reguladores de alterna. Estos convertidores modifican el valor eficaz de la tensión de entrada.

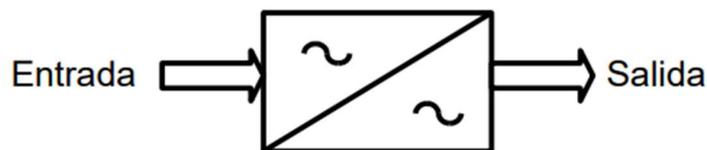


Figura 10. Símbolo del convertidor AC/AC regulador de alterna

El cuarto tipo de convertidores serán los DC/DC o troceadores. Estos convertidores cambian el nivel de la tensión continua aplicada en su entrada.

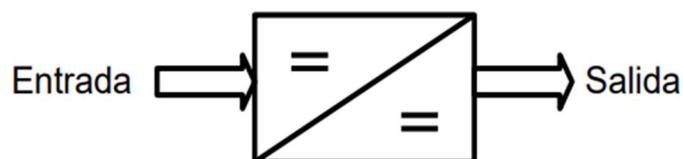


Figura 11. Símbolo del convertidor DC/DC troceador

Dado que tanto la tensión de entrada como la tensión de salida deseada del convertidor son tensiones continuas, se empleará un convertidor DC/DC. A su vez, estos convertidores se pueden clasificar en diferentes tipos dependiendo de como sea la tensión en su salida respecto a su tensión de entrada. Aunque también se pueden clasificar según si se configuran con aislamiento galvánico.

El primer tipo de convertidor DC/DC se le conoce como configuración Buck [7] o reductora. Este circuito reduce la tensión en su entrada dependiendo del valor del ciclo de trabajo del interruptor Q que se muestra en la figura 12.

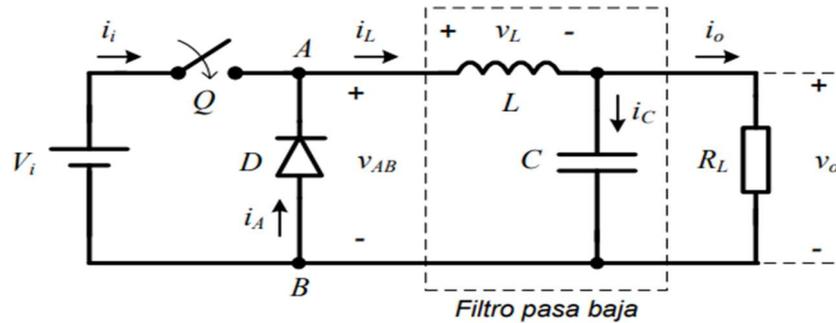


Figura 12. Esquema de un convertidor Buck

Su tensión de salida viene dada por la siguiente expresión.

$$V_o = \delta * V_i \quad (1)$$

Este convertidor no contiene aislamiento galvánico, sin embargo, tiene un equivalente con aislamiento que incorpora un transformador tal y como se muestra en la figura 13. Su funcionamiento es el mismo, pero se ha de tener en cuenta el voltaje en el primario y el secundario del transformador. Los convertidores con aislamiento suelen ser más pesados y voluminosos, por lo que no se suelen emplear en aplicaciones donde peso y volumen sean factores importantes.

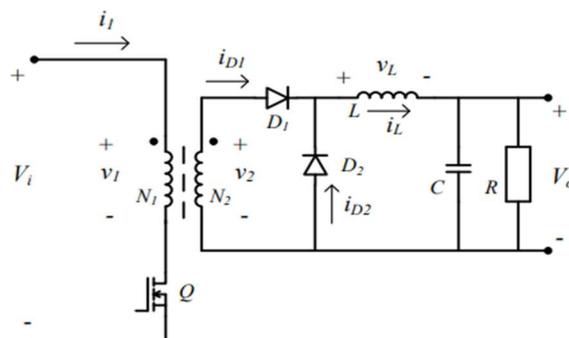


Figura 13. Esquema del convertidor Forward considerando un transformador ideal

Cuando el convertidor es capaz de elevar la tensión de su entrada se le conoce como convertidor Boost o elevador. Dadas las condiciones de este proyecto este se empleará para esta aplicación y la explicación de su funcionamiento en detalle se realizará en el apartado 5.2 diseño del convertidor.

Sin embargo, también existe un equivalente al convertidor Boost con aislamiento, se le conoce como convertidor Flyback, y su esquema se muestra en la figura 14.

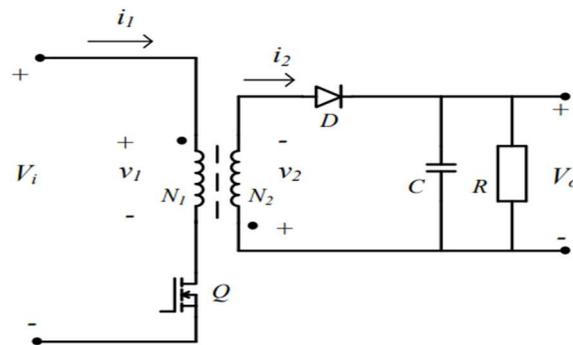


Figura 14. Esquema del convertidor Flyback considerando transformador ideal

La siguiente tipología de convertidor DC/DC es capaz tanto de reducir, como de elevar la tensión presente a su entrada, se conoce como Buck-Boost o reductor-elevador, ya que mezcla la funcionalidad de las dos tipologías anteriores. Su circuito se muestra en la figura 15.

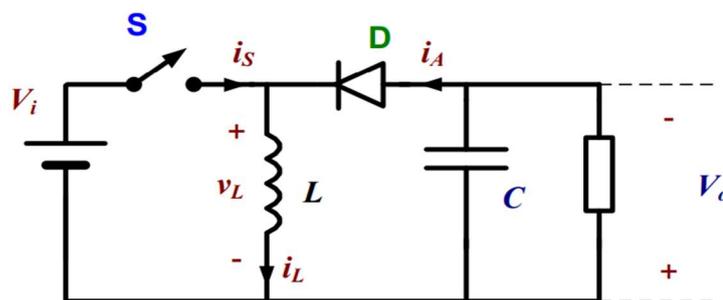


Figura 15. Circuito del convertidor Buck-Boost

Su tensión de salida viene dada por la siguiente expresión.

$$V_o = \frac{\delta}{1 - \delta} * V_i \quad (2)$$

Con la relación entre tensión de salida y tensión de entrada se puede ver que para valores de ciclo de trabajo inferiores al 50 % la tensión de salida será menor a la tensión de entrada, funcionando como un convertidor Buck. Sin embargo, para valores mayores al 50 % la tensión de salida será mayor a la tensión de entrada actuando como un convertidor Boost.

En esta tipología cabe destacar que la tensión de salida tiene polaridad invertida como se aprecia en la figura 15.

## 6-Descripción de la solución adoptada

### 6.1-Diseño del convertidor

Para el proyecto se ha optado por el diseño de un convertidor sin aislamiento en configuración *Boost*, debido a la necesidad de elevar el voltaje proporcionado por la pila de hidrógeno. Además, se empleará una frecuencia de conmutación del transistor de potencia de 400 kHz, con el objetivo de reducir el tamaño y peso de componentes como la bobina o el condensador de filtro del convertidor.

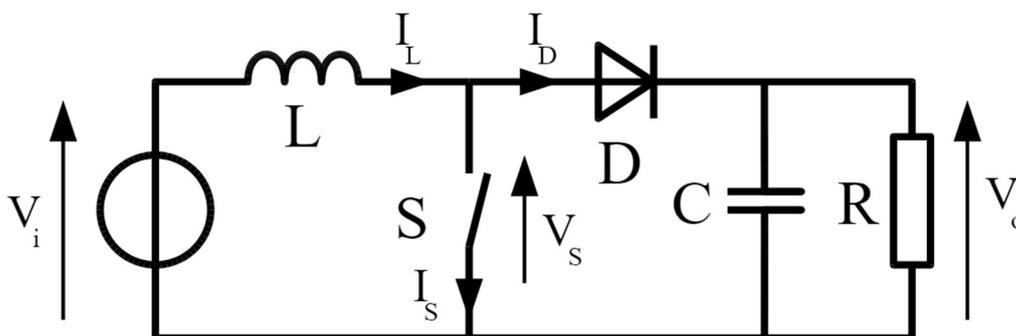


Figura 16. Esquema de un convertidor boost

El convertidor *Boost* trabajará en conducción continua, ya que la corriente en la bobina nunca será inferior a 0, logrando así que se transfiera toda la energía a la carga. Para el control del convertidor se empleará un control por corriente media.

Antes de comenzar con el diseño de los componentes del convertidor, se explicará el principio de funcionamiento y características principales del elevador.

En el transcurso de un periodo de conmutación se distinguen 2 estados de funcionamiento en el interruptor S.

- Cuando el interruptor S está cerrado, el diodo está polarizado en inversa evitando el paso de corriente entre ánodo y cátodo, y el interruptor funciona como un cortocircuito, haciendo que la bobina acumule energía de la fuente. La carga es alimentada por el condensador, que se asume cargado en un periodo de conmutación previo. Al tiempo en el que el interruptor permanece en este estado durante un periodo se le llamará  $t_{on}$ .

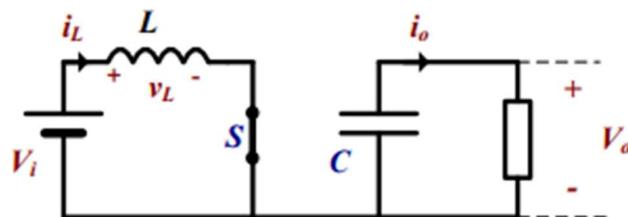


Figura 17. Circuito equivalente durante  $t_{on}$ .

- Cuando el interruptor S está abierto evitando que circule corriente, la inductancia forzará la conducción del diodo provocando la carga del condensador y descargando la energía almacenada en  $t_{on}$  sobre la carga. Al tiempo en el que el interruptor permanece en este estado se le llamará  $t_{off}$ .

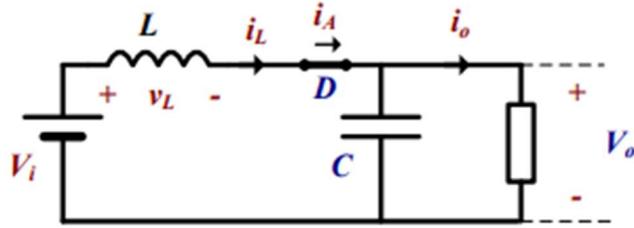


Figura 18. Circuito equivalente durante  $t_{off}$

El convertidor va a trabajar en régimen estacionario, esto significa que la tensión media en bornes de la bobina durante un periodo ha de ser 0 V. Se mostrará la forma de onda de la tensión en la bobina durante un periodo.

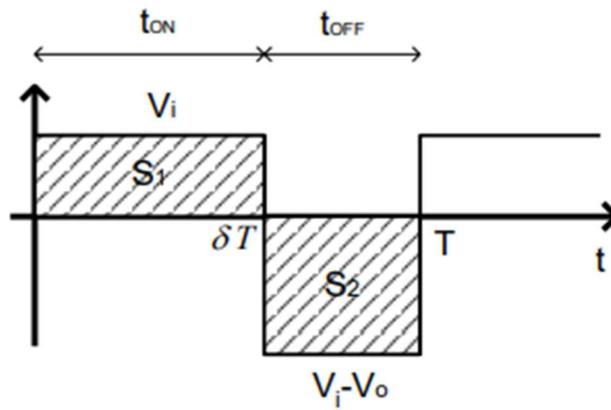


Figura 19. Forma de onda de la tensión en bornes de la bobina en un periodo T

Si se aplica la definición de valor medio para la forma de onda mostrada en la *Figura 6* y sabiendo que el convertidor se encuentra en régimen estacionario se obtiene la siguiente expresión.

$$V_{L(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} (V_i) dt + \frac{1}{T} \int_{\delta T}^T (V_i - V_o) dt = 0 \quad (3)$$

Despejando la ecuación 1, obtenemos la expresión que relaciona la tensión de salida y la tensión de entrada en función del parámetro  $\delta$ , que corresponde con el ciclo de trabajo del convertidor.

$$V_o = \frac{V_i}{1 - \delta} \quad (4)$$

Sustituyendo los valores conocidos del convertidor se obtiene el ciclo de trabajo necesario.

$$44.4 V = \frac{12 V}{1 - \delta} \rightarrow \delta = 1 - \frac{12 V}{44.4 V} = 0.73 \quad (5)$$

Conociendo el funcionamiento básico de la fuente conmutada y sabiendo el ciclo de trabajo necesario, se diseñarán y seleccionarán los componentes necesarios para la implementación del convertidor. Para el diseño de los componentes es importante tener en cuenta la corriente media en la carga, la cual se obtiene de la siguiente expresión.

$$I_o = P_i * \frac{\eta}{V_o} \quad (6)$$

El símbolo  $\eta$  se empleará para representar el rendimiento del convertidor, el cual será de un 95%. Con la ecuación 6 se puede determinar que la corriente media en la carga será de 2.14 A. Para expresar la frecuencia de conmutación del sistema se empleará la abreviación  $f_s$ , y tendrá un valor de 400 kHz.

### 6.1.1-Diseño de la bobina

A continuación, se diseñará la bobina en base al funcionamiento del convertidor. Para este apartado será recomendable seguir el procedimiento en *Anexos de cálculo*.

El valor de la bobina va a establecer el valor de rizado de corriente y por tanto va a indicar si el convertidor trabaja en conducción continua. Se va a establecer un valor mínimo de corriente de 0.2 A ( $I_{omin}$ ), con el objetivo de asegurar que siempre se mantenga superior a 0 A, asegurando así la conducción continua.

Con este valor seleccionado se calculará la corriente de rizado de la bobina ( $I_{Lriz}$ ) aplicando la siguiente expresión.

$$I_{Lriz} = 2 * \left( \frac{I_{omin}}{1 - \delta} \right) = 1.48A \quad (7)$$

Una vez se conoce el rizado de la bobina, se calculará el valor que como mínimo deberá tener la bobina con la siguiente expresión.

$$L = \left( \frac{V_{in}}{I_{Lriz}} \right) * \delta * \frac{1}{f_s} = 14.79 \mu H \quad (8)$$

También es importante conocer los valores máximos y mínimos de corriente en la bobina para nuestro sistema, su cálculo se detalla en el *Anexo de cálculos*. Arroja un valor de 8.657 A de valor máximo y 7.177 A de valor mínimo. Estos valores corresponden con los valores al final de  $t_{on}$  y al final de  $t_{off}$ , como se muestra en la siguiente imagen.

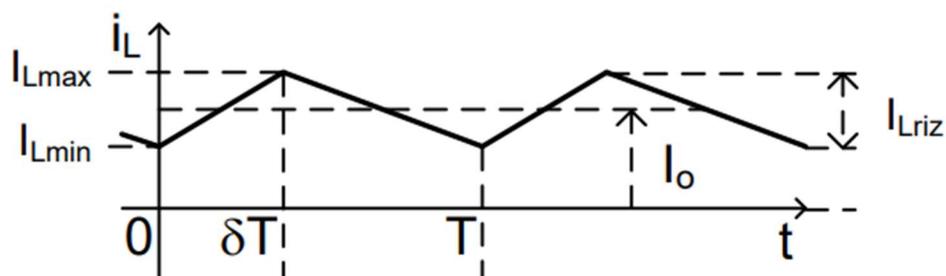


Figura 20. Formas de onda de la corriente de la bobina.

Una vez se conocen las características de la bobina se ha decidido confeccionarla como parte del proyecto, debido a la falta de opciones en el mercado que cumplieran con las características requeridas.

Se comenzará con la selección del núcleo, se busca que sea pequeño y compacto y a su vez que sea capaz de operar a altas frecuencias, ya que no todos los materiales están optimizados para trabajar a frecuencias elevadas. Existen múltiples formas de núcleos en el mercado, dependiendo del tamaño deseado de bobina que se requiera. En esta aplicación se ha escogido el núcleo de la serie RM, ya que ofrece gran variedad de tamaños desde los RM3 hasta RM14 y además, hay diversos materiales entre los que elegir.

La frecuencia para las que están optimizados los distintos núcleos depende del material a partir del cual están fabricados. Se estudiarán los materiales que ofrece el fabricante TDK y se compararán sus características en la siguiente tabla.

Tabla 2. Comparación entre distintos materiales del núcleo de ferrita

<b>Material</b>	<b>Tamaños disponibles</b>	<b>Frecuencia máxima</b>	<b>Aplicaciones más comunes</b>
T38	RM4/ RM5/ RM6/ RM7/ RM8/ RM10	100 kHz	Transformadores
PC-200	RM6/ RM8/ RM12/ RM14	4000 kHz	Convertidores de potencia
N22	RM6/ RM8/ RM12/ RM14	100 kHz	Sensado
N41	RM14	100 kHz	Filtros de modo común
N30	RM12	400 kHz	Convertidores de potencia

Observando los resultados expuestos en la tabla, existen 2 materiales que cumplirían los requerimientos de frecuencia de la aplicación y además se emplean en aplicaciones similares. Sin embargo, se seleccionará el material PC-200, ya que contiene núcleos de menor tamaño y proporciona un margen mayor de frecuencia máxima. Se seleccionará para

la confección de la bobina del convertidor el tamaño RM6 del material PC-200. Para completar la bobina se necesitará un soporte para los núcleos y 2 clamps para completar el montaje.

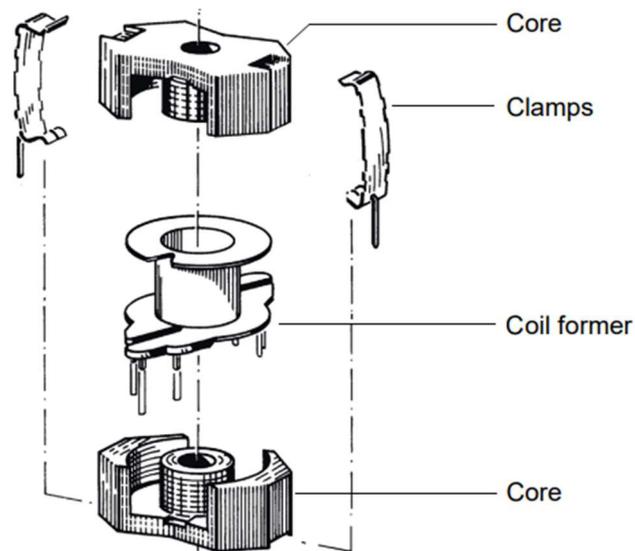


Figura 21. Esquema de montaje de la bobina.

Para montar la bobina real, se debe conocer el número de vueltas necesario para obtener el valor calculado de forma aproximada, para ello se empleará el valor de la constante de inductancia del núcleo empleado, que en este caso es de 1100 nH. Conociendo este valor se aplicará la siguiente expresión para conocer las vueltas necesarias que tendrá la bobina.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 3.67 \quad (9)$$

Aplicando este número de vueltas se obtuvo una bobina de 20.4  $\mu H$ , que será el valor empleado en los cálculos del convertidor.

### 6.1.2-Diseño del condensador

A continuación, se ha diseñado el condensador de filtro necesario para el convertidor. Para ello se ha establecido un valor máximo del rizado de tensión en la carga de 200 mV, con este valor se ha aplicado la siguiente ecuación para encontrar la capacidad mínima necesaria del condensador.

$$C = I_o * \frac{\delta * T}{V_{oriz}} = 19.52 \mu F \quad (10)$$

Se considerará un condensador no ideal, ya que la resistencia serie equivalente (ESR) afecta al rizado de tensión en la salida. El valor máximo de la ESR del condensador no deberá superar el valor calculado a continuación.

$$ESR = \frac{V_{oriz}}{I_{lmax}} = 23 m\Omega \quad (11)$$

Conociendo los valores de capacidad y ESR necesarios, se ha seleccionado un condensador de polímero del fabricante Panasonic, perteneciente a la serie SVPK con una tensión nominal de hasta 50 V y un valor de capacidad de 120  $\mu$ F. Este modelo cuenta a su vez con una resistencia en serie equivalente de 20 m $\Omega$ , cumpliendo así con todos los requerimientos calculados.

### 6.1.3-Selección de elementos semiconductores

En este apartado se seleccionará el transistor de potencia y el diodo que se emplearán en el convertidor. Para el transistor se buscará un modelo de tipología MOSFET de canal N, ya que por lo general si se compara con los BJT o IGBT soportan frecuencias de conmutación más elevadas.

Se ha escogido el modelo FDP8D5N10C del fabricante ON Semiconductor, ya que soporta una tensión entre drenador y surtidor de hasta 100 V, mayor a los 44.4 que deberá soportar en esta aplicación. También, soporta una corriente en el drenador de hasta 76 A. Adicionalmente, se mostrará una tabla con las características de los tiempos de conmutación del componente.

Tabla 3. Características de los tiempos de conmutación para el transistor MOSFET FDP8D5N10C

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>Switching Characteristics</b>						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 50 \text{ V}, I_D = 76 \text{ A},$ $V_{GS} = 10 \text{ V}, R_{GEN} = 6 \Omega$		12	22	ns
$t_r$	Rise Time			11	20	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time			18	28	ns
$t_f$	Fall Time			4	10	ns

Se requiere que el transistor soporte una frecuencia de 400 kHz, para ello la duración de un periodo de conmutación tendrá que ser inferior a los 2.5  $\mu\text{s}$ . Para asegurar que el transistor es capaz de conmutar a esa frecuencia se ha considerado que el tiempo de conmutación, es decir el tiempo que tarda el transistor en cambiar de estado ha de ser 30 veces menor al tiempo total de un periodo. Por tanto, se calculará el tiempo total de conmutación con la siguiente expresión.

$$T_{comm} = t_{d(on)} + 2 * t_r + t_{d(off)} + 2 * t_f = 60 \text{ ns} \quad (12)$$

$$30 * T_{comm} = 1.8 \mu\text{s} < T \quad (13)$$

Por tanto, el modelo seleccionado será capaz de conmutar a la frecuencia requerida.

A continuación, se estudiarán las pérdidas estimadas en el transistor para determinar si es necesario emplear un disipador para su correcto funcionamiento. Para ello se calculará primero la potencia a disipar durante el estado de conducción del transistor, que es el estado

en el que hay corriente fluyendo entre drenador y surtidor y, por tanto, debido a la resistencia del transistor ( $r_{dson}$ ), habrá una caída de tensión proporcional a esta y a la corriente del drenador, la cual corresponde con la corriente de la bobina.

A continuación, se mostrarán las formas de onda de tensión entre drenador y surtidor del transistor y la corriente en el drenador en un periodo. Con ello se podrá saber la potencia que disipa el transistor durante la conducción, ya que esta es el producto de tensión por corriente.

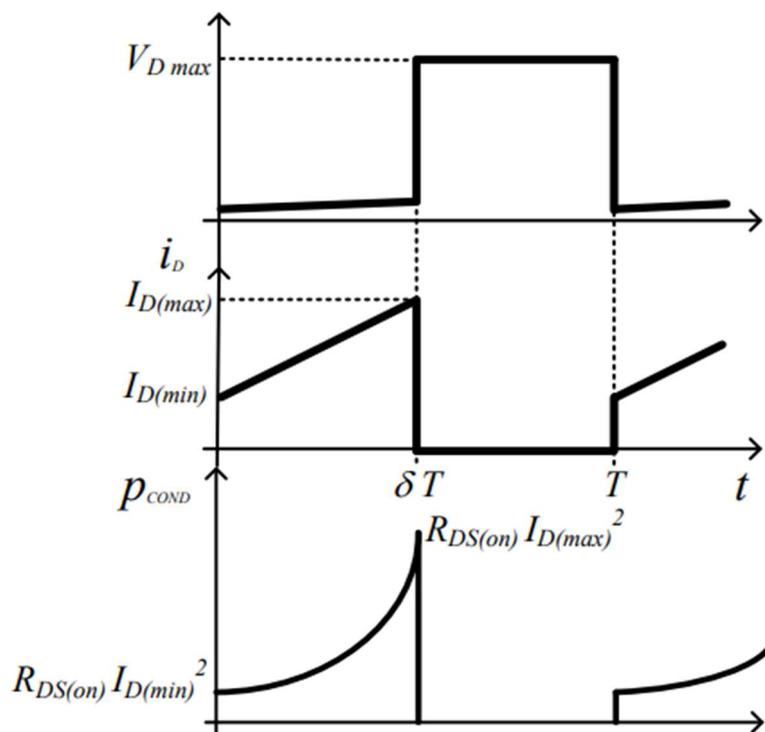


Figura 22. Formas de onda de tensión, corriente y potencia en transistor MOSFET

A continuación, se calcula la potencia media que se representa en la figura 9, realizando la integral de la potencia entre el instante 0 y  $t_{on}$ .

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_d * I_d dt = 0.39 W \quad (14)$$

Para completar la estimación de la potencia disipada total se calcularán las pérdidas producidas por la conmutación del transistor. Al no conmutar de forma instantánea hay periodos de tiempo muy cortos en los que se producen picos de potencia, esto ocurre tanto en la conmutación a on, como en la conmutación a off.

A continuación, se mostrarán las gráficas de tensión y corriente en el transistor en las que se aprecian estos puntos de alto consumo en la conmutación.

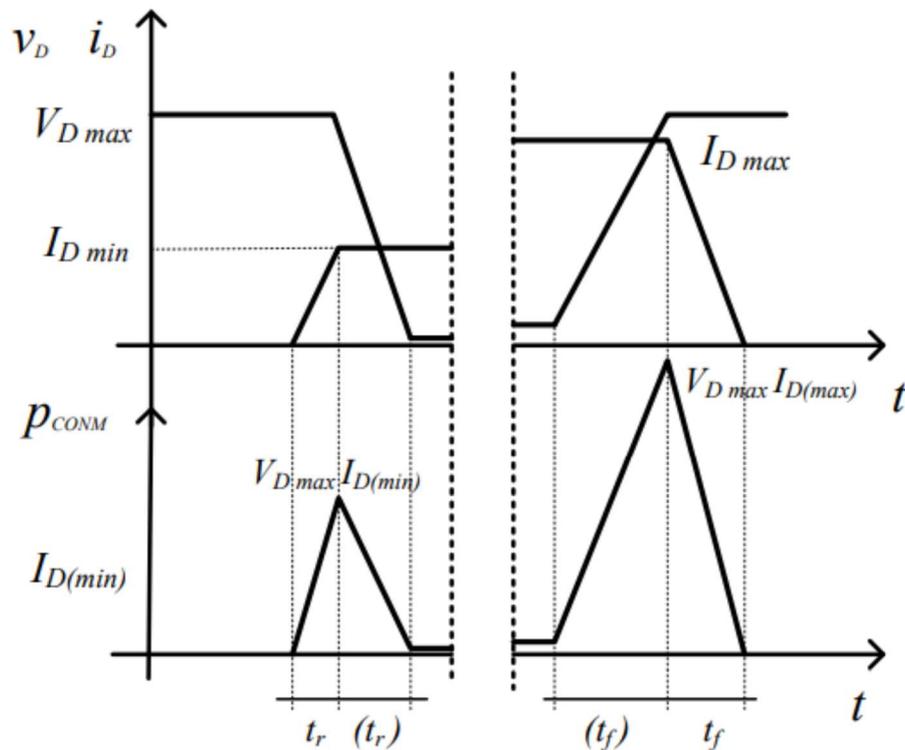


Figura 23. Formas de onda de tensión y corriente del drenador, con ampliación en los instantes de conmutación

Se observa que se forman 2 picos de potencia en forma de triángulo en los instantes de conmutación. Aplicando la definición de potencia el valor de la potencia disipada en la conmutación corresponderá por el área encerrada en los triángulos.

$$P_{conm} = \frac{1}{T} * \left( \frac{2t_r}{2} * I_{dmin} * V_d + \frac{2t_f}{2} * I_{dmax} * V_d \right) = 4.087 W \quad (15)$$

Sumando los dos valores se obtiene la potencia total que tendrá que disipar el transistor.

$$P = P_{cond} + P_{conm} = 4.477 \text{ W} \quad (16)$$

La potencia que es capaz de disipar el transistor sin radiador es la siguiente.

$$P_{max} = \frac{0.8 * T_{max} - T_a}{R_{thj-a}} = \frac{0.8 * 175 \text{ °C} - 30 \text{ °C}}{62.5 \frac{\text{°C}}{\text{W}}} = 1.76 \text{ W} \quad (17)$$

A partir de los datos de resistencia térmica entre la unión y el encapsulado ( $R_{thj-a}$ ), se calculará la resistencia térmica máxima que deberá tener el radiador para disipar la potencia del transistor.

$$R_{thr-a} = \frac{0.8 * T_{max} - T_a}{P} - R_{thj-a} = 23.17 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \quad (18)$$

Se ha seleccionado el modelo de disipador Schaffner WA 628-002, que tiene una resistencia  $R_{thr-a}$  de 30 °C/W.

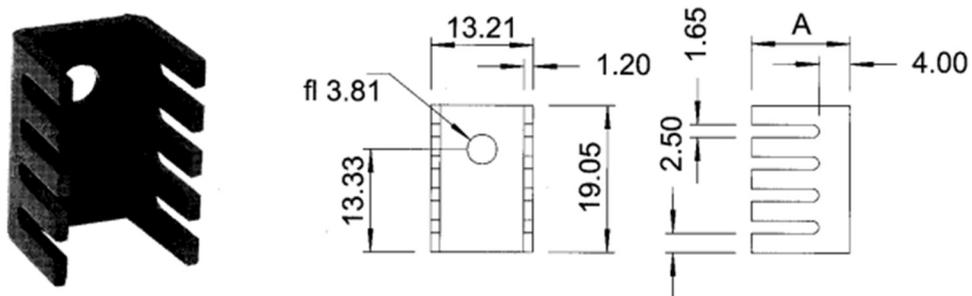


Figura 24. Imagen y dimensiones del disipador Schaffner WA 628-002

El siguiente componente del sistema será el diodo de potencia, Para ello será importante que soporte la corriente directa, que corresponde con la corriente en la carga, cuyo valor es de 2.14 A, y que su tiempo de recuperación inversa o  $t_{rr}$  sea al menos 30 veces inferior al periodo de conmutación de 2.5  $\mu$ s.

Finalmente se ha seleccionado el modelo STTH61W04S de ST microelectronics, que tiene un  $t_{rr}$  de 40 ns, soporta una corriente directa media de 60 A y una tensión de polarización inversa de hasta 400 V.

La corriente media a través del diodo es la misma que en la carga, por tanto 2.14 A, con una caída de tensión de 0.97 V según la hoja de características, la disipación de potencia de este componente será de 2.075 W, el fabricante no proporciona información acerca de la disipación del componente sin radiador, por lo que se empleará el mismo que en el transistor de potencia.

## 6.2-Modelado de la etapa de potencia

A continuación, se va a estudiar la respuesta dinámica del convertidor para conocer cómo se comporta ante pequeñas perturbaciones. El objetivo es que el convertidor sea capaz de proporcionar la máxima potencia a la carga incluso cuando pequeñas variaciones ocurran a lo largo del sistema [8]. Para ello, mediante el modelo promediado del conmutador PWM, se estudiará el modelo equivalente en pequeña señal del convertidor boost, el cual se muestra a continuación en la figura 12. Y a partir de este, se obtendrán las funciones de transferencia necesarias para modelar su comportamiento.

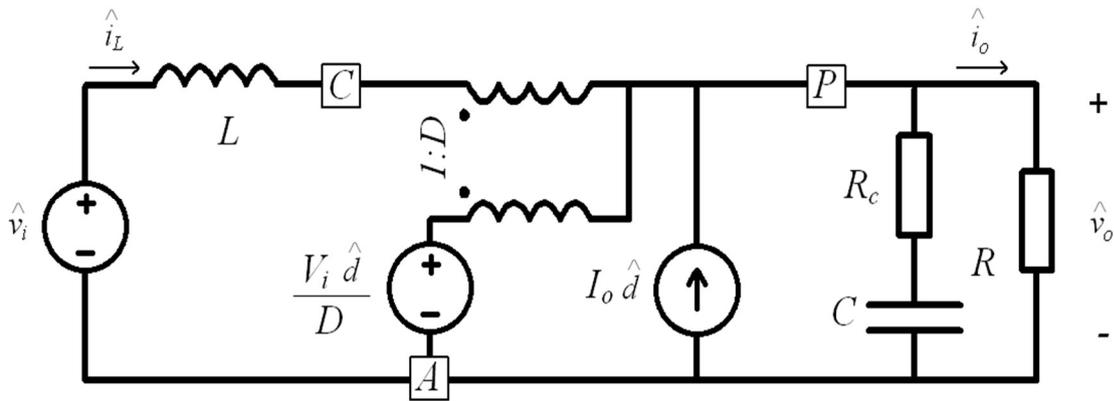


Figura 25. Modelo equivalente del convertidor boost en pequeña señal

Primero se estudiará el comportamiento del ciclo de trabajo respecto a la tensión de salida, esta función de transferencia se conoce como  $G_{v-d}(s)$ , y su cálculo en detalle se puede seguir en el anexo de cálculos en la sección Cálculos convertidor boost modo corriente media. Para obtener la función de transferencia  $G_{v-d}(s)$  se cortocircuita la entrada  $\hat{v}_i$  como se muestra en la figura 26, con esto se obtiene una función de transferencia de segundo orden. Con un cero en el semiplano izquierdo a cause de la resistencia del condensador de filtro ( $\omega_{z1}$ ), y un cero en el semiplano derecho, propio de los convertidores elevadores.

$$G_{v-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{v_i=0} \quad (19)$$

A continuación, se muestra el circuito equivalente resultante al sustituir la tensión de entrada por un cortocircuito para el cálculo de la función de transferencia de  $G_{v-d}(s)$ .

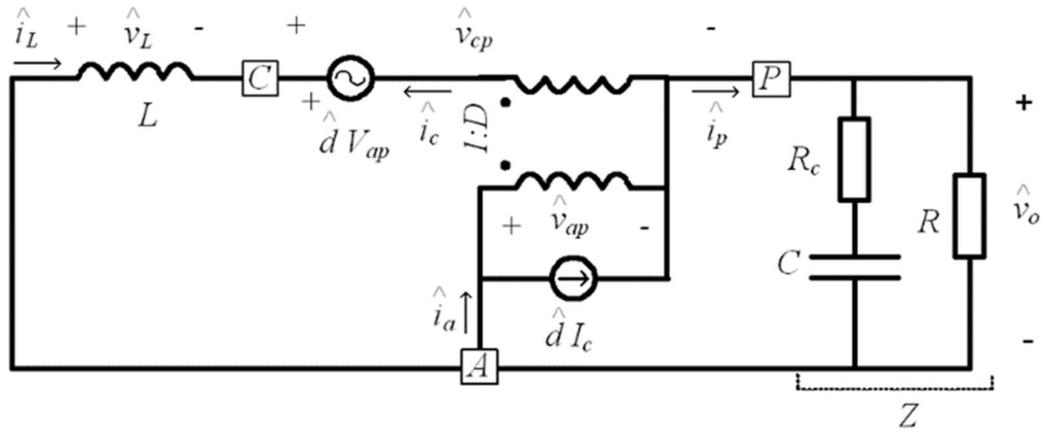


Figura 26. Circuito equivalente al cortocircuitar  $\hat{V}_i$  para el cálculo de  $Gv-d(s)$

Ahora se mostrará la expresión de la función de transferencia de  $Gv-d(\omega)$ , cuyo diagrama de Bode se mostrará en la Figura 27.

$$Gv-d(\omega) = \frac{V_{in}}{(1-\delta)^2} * \frac{\left(1 + j * \frac{\omega}{\omega Z1}\right) * \left(1 - j * \frac{\omega}{\omega Z2}\right)}{1 + j * \frac{1}{Q} * \frac{\omega}{\omega n} - \left(\frac{\omega}{\omega n}\right)^2} \quad (20)$$

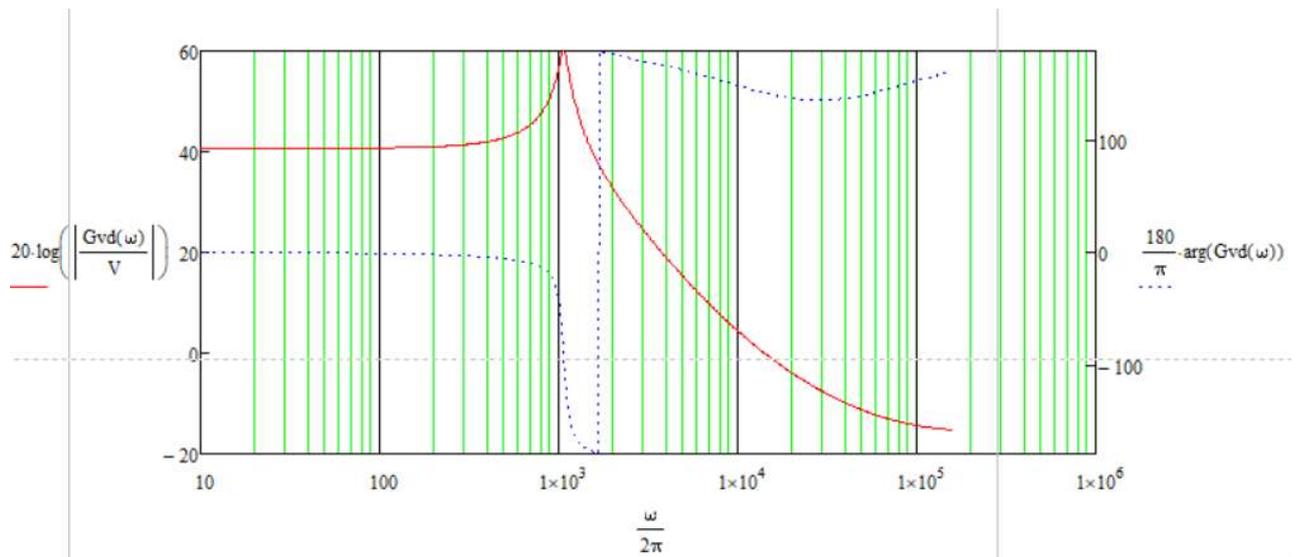


Figura 27. Diagrama de Bode de  $Gv-d(\omega)$

Lo siguiente que se calculará será la función de transferencia que relaciona la corriente en la salida con el ciclo de trabajo. Esta función de transferencia se conocerá como  $G_{i-d}(s)$ , y para su cálculo también se considera que la tensión de entrada es 0 como se ve en la siguiente expresión.

$$G_{i-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{v_i=0} \quad (21)$$

El circuito equivalente es el mostrado en la figura 13 y la expresión de la función de transferencia de  $G_{i-d}(\omega)$  es la siguiente.

$$G_{i-d}(\omega) = 2 * \frac{V_{in}}{(1-\delta)^3 * R} * \frac{\left(1 + j * \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right)}{1 + j * \frac{1}{Q} * \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (22)$$

Con esta expresión se obtiene el diagrama de Bode que se muestra a continuación.

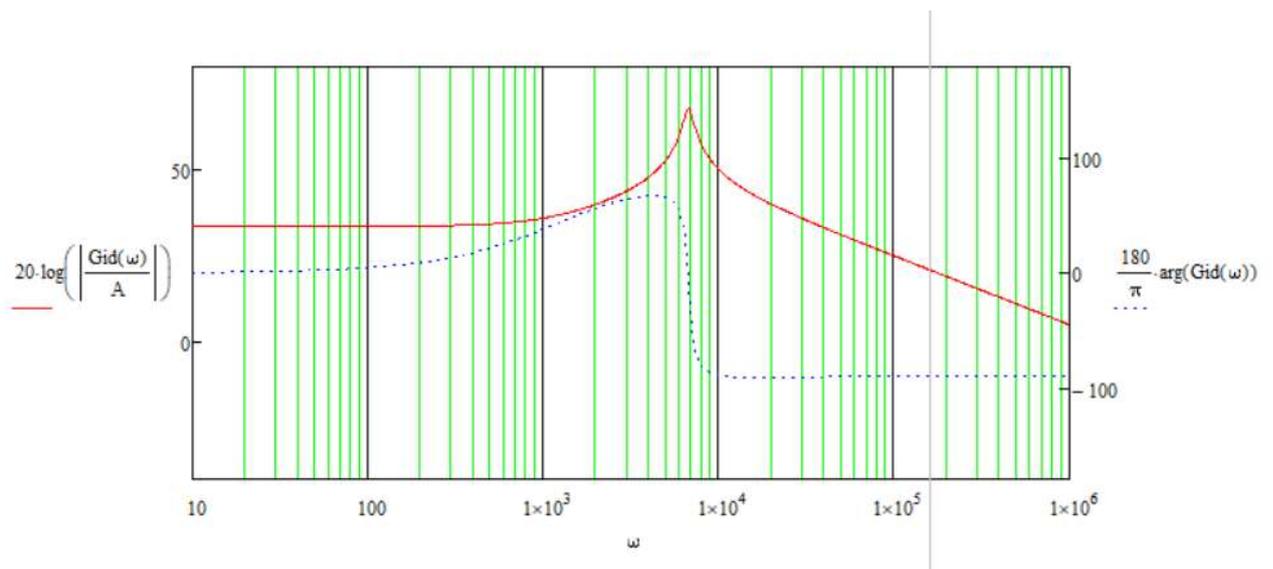


Figura 28. Diagrama de Bode de  $G_{i-d}(\omega)$

Ahora se mostrará el circuito equivalente para el estudio de la audiosusceptibilidad del sistema ( $A(s)$ ), que es la función de transferencia que relaciona la tensión de entrada con la tensión de salida cuando el valor del ciclo de trabajo es 0. La expresión aplicada es la siguiente.

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{d=0} \quad (23)$$

Aplicando la expresión se obtiene el circuito equivalente mostrado a continuación.

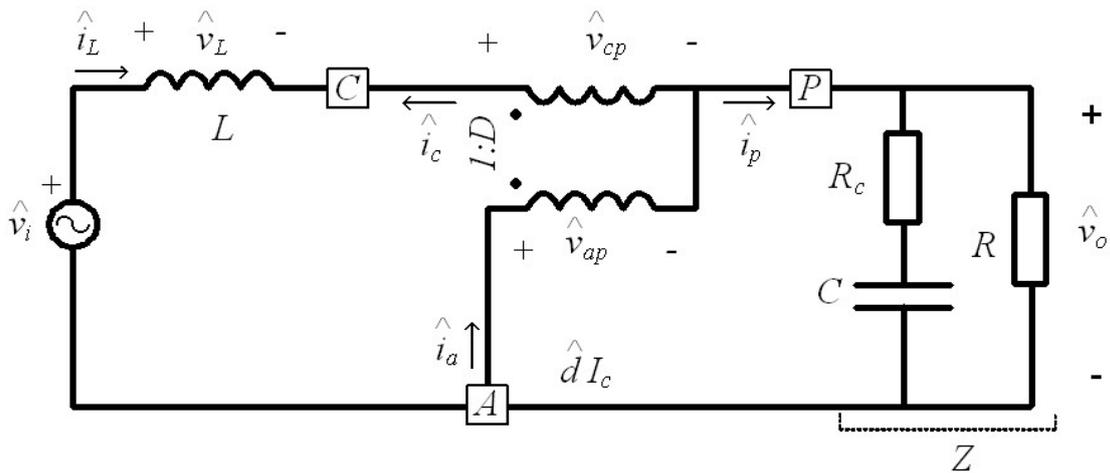


Figura 29. Circuito equivalente para el cálculo de  $A(s)$

Con este circuito se obtiene la siguiente expresión que se empleará para trazar el diagrama de Bode que se muestra en la figura 30.

$$A(s) = \frac{1}{1 - \delta} * \frac{\left(1 + j * \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right)}{1 + j * \frac{1}{Q} * \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (24)$$

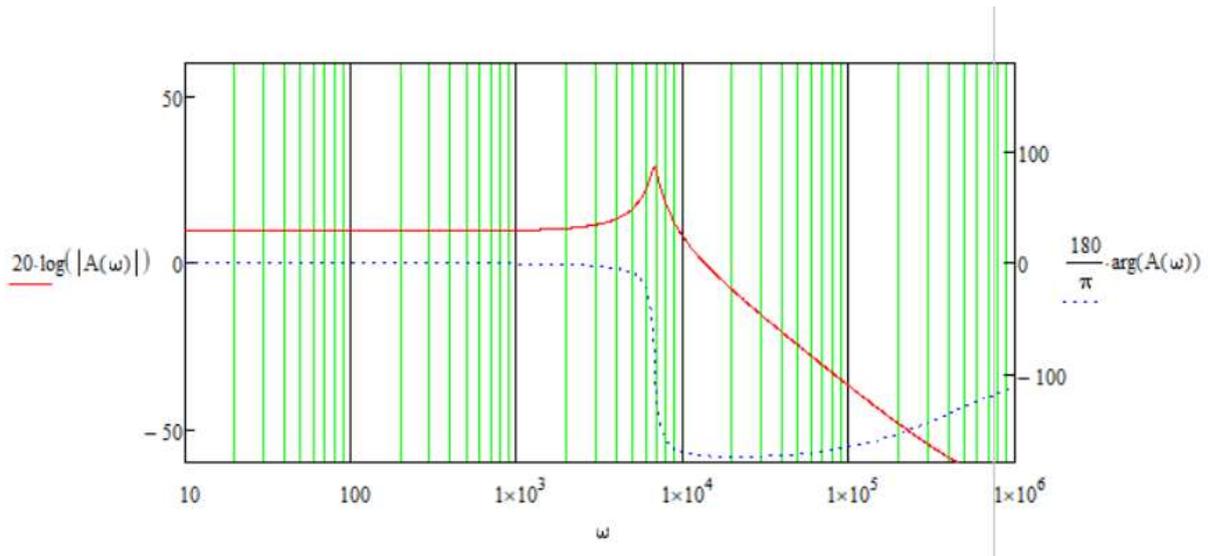


Figura 30. Diagrama de Bode de la audiosusceptibilidad

Finalmente, se estudiará la impedancia de salida ( $Z_{(o)}$ ), la cual relaciona la corriente y la tensión en la salida del sistema cuando el ciclo de trabajo es 0. Dado que las condiciones son las mismas que en el caso de la audiosusceptibilidad, el circuito equivalente empleado en este caso será el mostrado en la figura 29.

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{d=0} \quad (25)$$

Siguiendo esta expresión se obtiene la siguiente fórmula, que se aplicará en el diagrama de Bode en la figura 31.

$$Z_o(s) = \frac{R1}{(1 - \delta)^2} * \frac{\left(1 + j * \frac{\omega}{\omega z1}\right) * \left(1 + j * \frac{\omega}{\omega z1}\right)}{1 + j * \frac{1}{Q} * \frac{\omega}{\omega n} - \left(\frac{\omega}{\omega n}\right)^2} \quad (26)$$

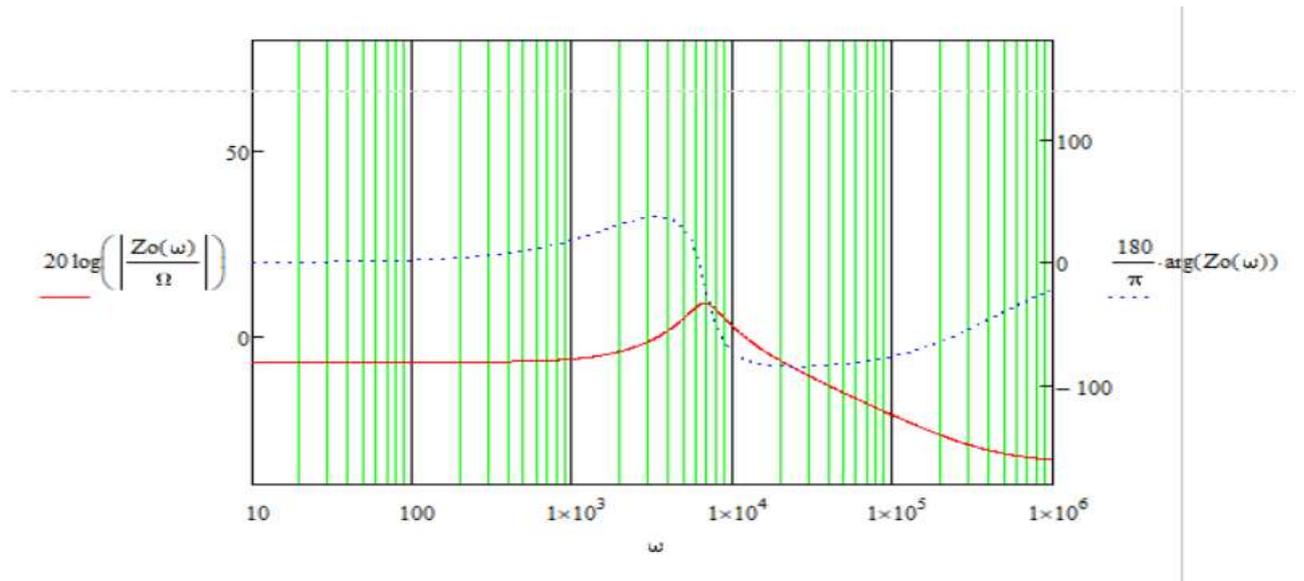


Figura 31. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del sistema

### 6.3-Diseño del circuito de control

Para el lazo de control del convertidor de potencia se va a desarrollar un control por corriente media. Para ello se empleará un sensor de corriente que medirá la corriente en la carga y lo transformará en una señal de tensión. A continuación, se diseñará el compensador, el cual comparará la señal medida del sensor con una tensión de referencia para obtener una señal de error.

La señal de error servirá para adecuar el ciclo de trabajo ante perturbaciones en la tensión de salida, esto se hará mediante un modulador de ancho de pulsos o PWM, que generará la señal cuadrada del ciclo de trabajo. Finalmente esta señal se adecuará al MOSFET de potencia mediante un driver de disparo que se conectará con el terminal de puerta.

El esquema general del lazo de control del convertidor se muestra en la figura 32.

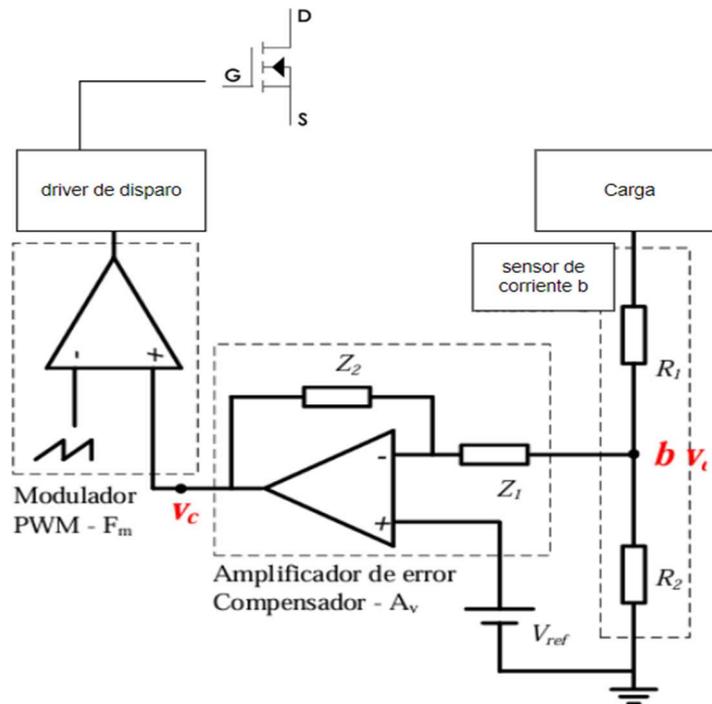


Figura 32. Esquema del lazo de control del convertidor

### 6.3.1-PWM

Para generar la señal que establezca el ciclo de trabajo del MOSFET de potencia se va a emplear el método de modulación de ancho de pulsos o PWM. Este método consiste en la comparación de 2 señales, la primera de estas es una señal con forma de diente de sierra, que determinará la frecuencia de la señal cuadrada generada por el PWM que corresponderá con la frecuencia de conmutación del transistor.

La segunda señal será una continua cuyo nivel dependerá de la salida del compensador diseñado y por tanto de la tensión en la salida del convertidor. Para generar la onda cuadrada deseada estas señales llegan a un amplificador operacional comparador, tal y como se muestra en la figura 33.

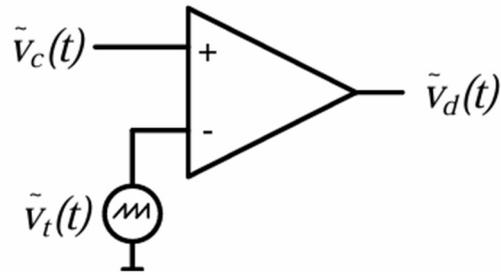


Figura 33. Comparador señal diente de sierra y continua del PWM

Al no tener realimentación negativa el operacional actuará como un comparador, de manera que cuando la señal continua tenga un valor superior al diente de sierra la salida del operacional estará a nivel alto, y cuando el valor de la señal de diente de sierra sea mayor a la señal continua, la salida del operacional será de nivel bajo, generando así la onda cuadrada propia del ciclo de trabajo como se muestra en la figura 34.

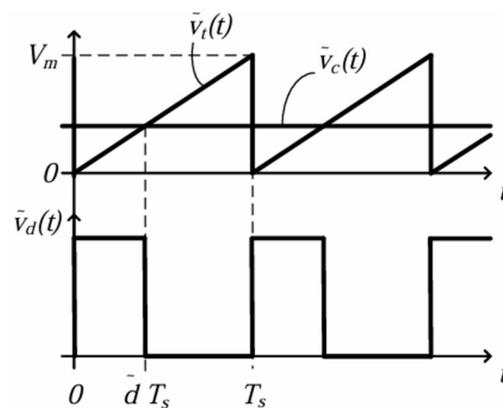


Figura 34. Señales de entrada al comparador y señal cuadrada resultante

Para materializar este comportamiento en el diseño se ha seleccionado el modelo UC3825 del fabricante americano Texas Instruments, ya que es un regulador PWM capaz de operar a frecuencias de hasta 1 MHz.

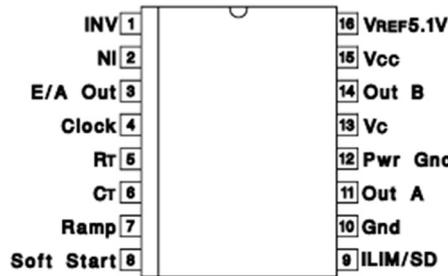


Figura 35. Esquema de los pines del UC3825

Como ya se ha mencionado la frecuencia de la señal generada depende de la señal de diente de sierra, esta señal proviene del propio componente seleccionado. Como se muestra en la figura 36, la frecuencia del diente de sierra depende de 2 componentes que forman parte del circuito oscilador la resistencia  $R_T$ , conectada entre el pin 5 y masa y el condensador  $C_T$ , conectado entre el pin 6 y masa.

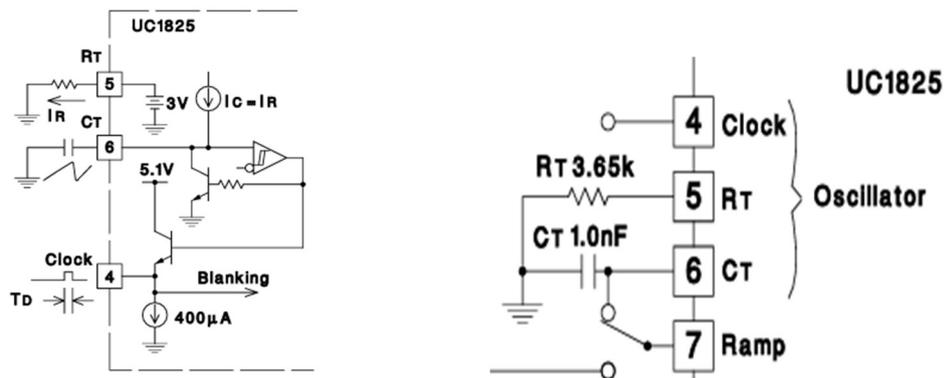


Figura 36. Circuito oscilador y ejemplo de conexionado propuesto por el fabricante

A continuación, empleando los valores proporcionados por el fabricante que se muestran en la figura 37, se establecerá un valor adecuado de condensador  $C_T$  y resistencia  $R_T$  para obtener la frecuencia deseada.

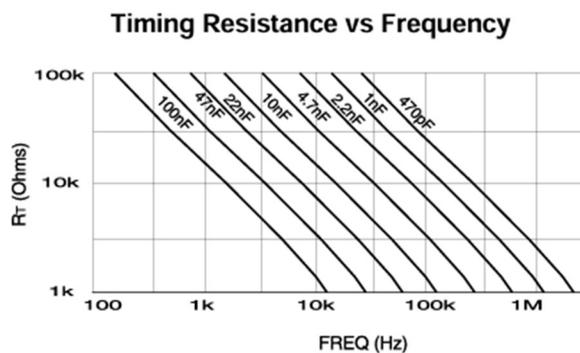


Figura 37. Gráfico de valores de  $C_T$  y  $R_T$  para obtener la frecuencia deseada

Observando la figura 37, se deduce que la frecuencia aumenta disminuyendo el valor del condensador y de la resistencia, por ello se ha seleccionado un condensador de valor reducido, 470 pF y para poder calibrar la frecuencia se empleará un potenciómetro de 10 k $\Omega$ , de este modo variando el valor del potenciómetro se observará el cambio de frecuencia de la señal de diente de sierra, que se podrá monitorizar en el pin 7.

La salida del PWM será la señal cuadrada cuyo ciclo de trabajo corresponda con el ciclo de trabajo del MOSFET de potencia. La salida del dispositivo permite ciclos de trabajo máximos del 85 %, por lo que es adecuado para esta aplicación. Además, la señal cuadrada generada se obtiene al combinar la salida de los pines 11 y 14, para lo cual se emplearán 2 diodos rápidos BYV27 del fabricante VISHAY, al conectar los cátodos al mismo punto del circuito obtendremos la señal deseada del PWM.

### 6.3.2-Sensor de corriente

Como sensor de corriente se va a emplear el modelo ACS712-30 de ALLEGRO microsystems. Es un sensor capaz de medir corriente continua y alterna, proporcionando una señal de voltaje proporcional a la misma. Tiene un rango de medida de -30 A hasta 30 A, y su señal analógica de voltaje de salida es de 0.5 a 4.5 V para una alimentación nominal de 5 V. Esto hace que tenga una sensibilidad de 66 mV/A, que corresponderá con la ganancia del sensor para el cálculo del compensador.

Su conexionado típico se muestra en la figura 38.

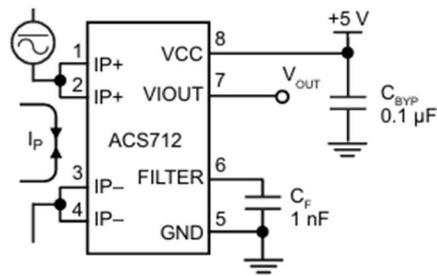


Figura 38. Esquema del sensor de corriente allegro ACS712-30

Dado que se emplea para medir corriente se conectará en serie con la carga en la salida del convertidor. Siendo la corriente media en la carga de 2.14 A.

El modo de funcionamiento de este sensor se basa en el efecto Hall. El dispositivo tiene una capa conductora de cobre a través de la cual, al aplicar una corriente a través de ella se genera un campo magnético. Un sensor lineal de efecto Hall convierte este campo magnético en un voltaje proporcional, resultando así su salida proporcional a la corriente aplicada en el ACS712.

con la siguiente expresión se obtendrá la tensión esperada que debe proporcionar el sensor.

$$V_{out} = 2.5 V + 2.14 A * 66 \frac{mV}{A} = 2.641 V \quad (27)$$

Cabe destacar que su funcionamiento varía muy poco con la temperatura, como se muestra en la figura 39, esto es muy importante al tratarse de una aplicación de potencia en la que las temperaturas entorno al sensor pueden ser elevadas.

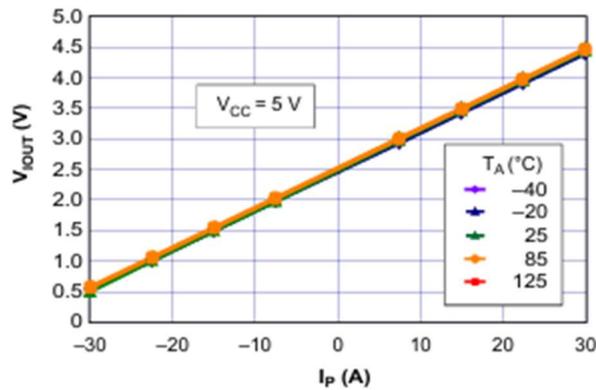


Figura 39. Voltaje de salida respecto a corriente de entrada para varios valores de temperatura y VCC nominal

Como ya se ha mencionado, el sensor de corriente tendrá una alimentación de 5 V, esta alimentación se va a generar a partir de un regulador de tensión para que esta sea estable y el ruido generado afecte lo menos posible al circuito. Para esto se empleará el regulador de tensión TSR 1-2450, del fabricante TRACO POWER, este proporciona 5 V estables a su salida con una alimentación de entre 6.5 y 36 V, aunque su alimentación nominal recomendada por el fabricante es de 12 V, lo cual lo hace ideal para esta aplicación.

### 6.3.3-Diseño del compensador

El compensador del sistema se diseñará con el objetivo de poder controlar la salida del convertidor y poder tener un sistema estable y que se mantenga en el nivel deseado ante perturbaciones. Esto se conseguirá con el diseño del lazo cerrado de control. Para esto se diseñará un control por corriente media, ya que se monitorizará la corriente en la carga.

Los cálculos detallados del compensador se encuentran en el anexo de cálculos.

Para realizar el diseño del lazo de control se va a emplear el método del factor K de Venable. Lo primero que se seleccionará será la frecuencia deseada, para ello se seguirá como criterio que tiene que situarse entre  $3f_n$  y  $0.3f_{z2}$ , el cálculo de estas frecuencias se realiza en la ecuación a39 del anexo de cálculos. Se ha seleccionado una frecuencia de cruce del sistema de 3.5 kHz.

A continuación, se va a establecer el margen de fase deseado para el lazo de control, esto determinará si el sistema se comporta de manera estable ante las perturbaciones. Según el teorema de Nyquist para que un sistema sea estable su margen de fase o MF debe de ser mayor que 0, sin embargo, es recomendable que el margen de fase sea mayor de  $45^\circ$  para asegurar la estabilidad. En este caso se establecerá un MF de  $60^\circ$  para el sistema.

Una vez conocido el valor de la frecuencia de cruce y el margen de fase deseado para el sistema se debe seleccionar el tipo de compensador necesario para lograr el comportamiento deseado.

Existen 3 tipos de compensadores. El compensador necesario para el sistema dependerá del argumento de la función de transferencia  $G_i - d(\omega)$ , en este caso su valor es de  $-91.111^\circ$ .

El compensador de tipo 1 añade un polo en el origen para obtener un error 0 en régimen permanente, pero solo se puede emplear si el sistema no requiere de un aumento de fase o AUFA para alcanzar las especificaciones requeridas.

El compensador de tipo 2 añade un polo en el origen, un cero y un polo para que la fase en la frecuencia de cruce del sistema alcance el margen de fase buscado. Se suele emplear un compensador de tipo 2 para argumentos de  $G_i - d(\omega_c)$  menores de  $-90$  grados, en este caso al estar tan cerca se considerará que un compensador de tipo 2 es suficiente para implementar el control del convertidor.

Por último, los compensadores pueden ser de tipo 3, estos añaden un polo en el origen y 2 pares de polos y ceros, pudiendo obtener así mayor aumento de fase en la frecuencia de corte.

En la figura 40 se mostrarán las diferencias condiciones para usar cada compensador.

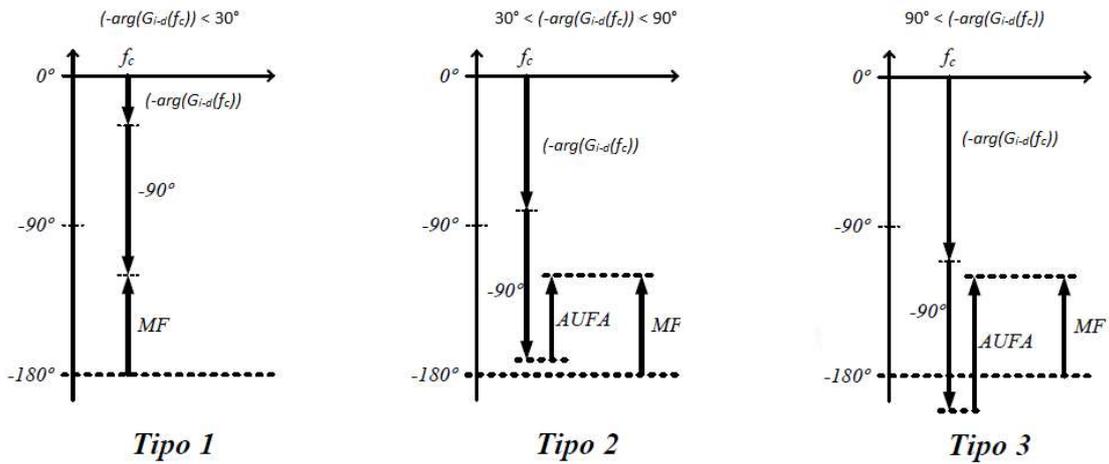


Figura 40. Comparativa de la aplicación de cada compensador según el valor del argumento de  $G_{i-d}$

Ahora que se conoce el tipo de compensador que se va a aplicar, se calculará el aumento de fase con la expresión de la ecuación 28.

$$AUFA = -90^\circ + MF - \arg(G_{i-d}(\omega c)) = 60.924^\circ \quad (28)$$

Conociendo el aumento de fase necesario se calculará la ganancia necesaria y la posición de los polos y los 0 del sistema. La ganancia del sistema será de 3.856, como se deduce de la ecuación a45. Además, el polo se situará en una frecuencia de 84.8 kHz, como se ve en la ecuación a47, y el cero del sistema a una frecuencia de 5.703 kHz, como se observa en la ecuación a46.

Una vez calculado el compensador de tipo 2 necesario para el sistema, se calcularán los componentes para implementarlo en el convertidor. En la figura 41 se muestra el circuito necesario que se empleará para dicho fin.

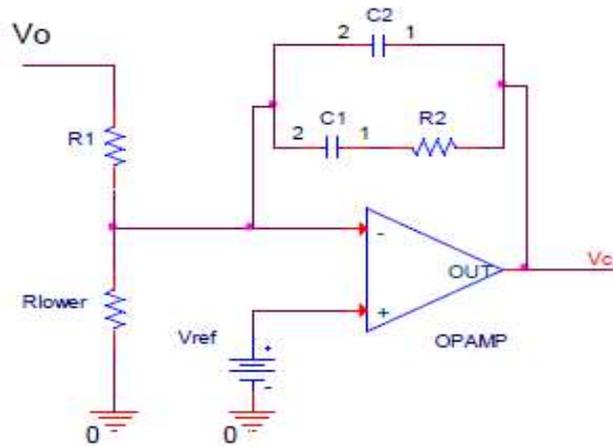


Figura 41. Circuito general de implementación del compensador tipo 2

El cálculo de cada uno de los componentes se puede seguir en el anexo de cálculos, sin embargo, se deben escoger valores normalizados de los componentes para implementarlo en el circuito. A continuación, se mostrará una tabla con los valores normalizados seleccionados.

Tabla 4. Lista de componentes del compensador con valores normalizados

COMPONENTE	VALOR NORMALIZADO
R1	10 kΩ
Rlower	1 kΩ
R2	10 kΩ
C1	82 nF
C2	1 nF

Una vez conocidos los valores reales de los componentes se comprobará la acción del compensador mostrando el diagrama de bode en la figura 42.

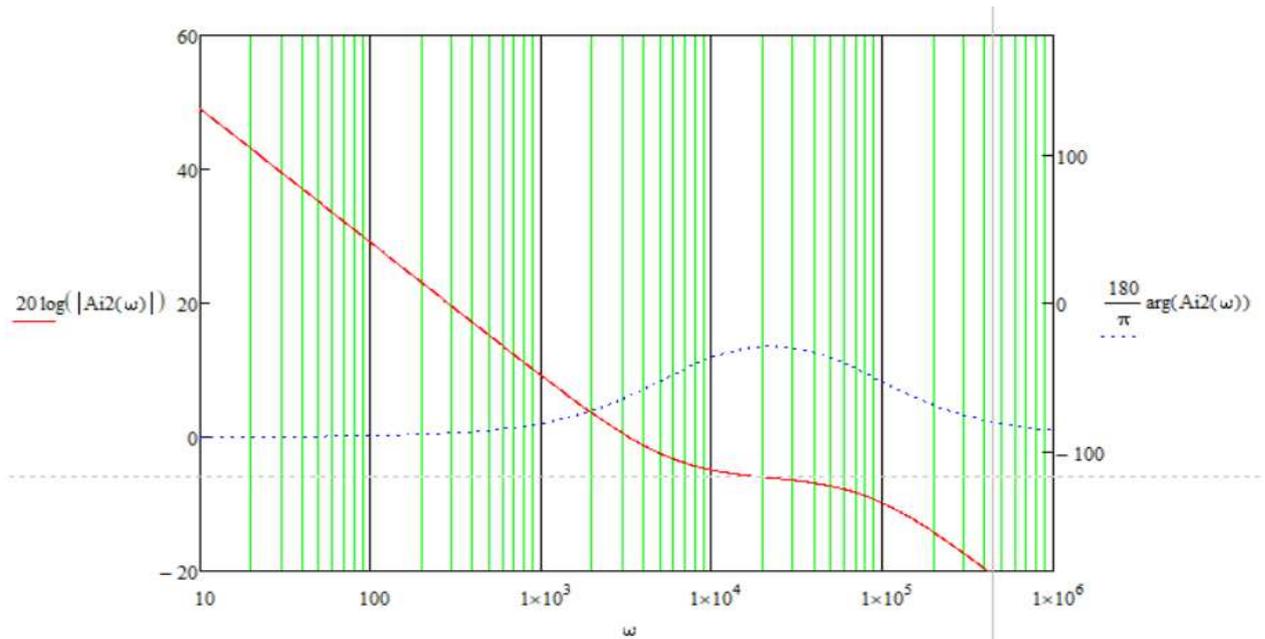


Figura 42. Diagrama de Bode de la acción del compensador con componentes reales

Como se observa en el diagrama de Bode de la figura 42, se aprecia el aumento de fase en la frecuencia de cruce de unos  $60^\circ$ , por lo que se consigue el AUFA necesario para cumplir con el margen de fase deseado. A continuación, se estudiará la ganancia del lazo de control, cuya función de transferencia se denomina  $T_i(s)$ , corresponde a la figura 43.

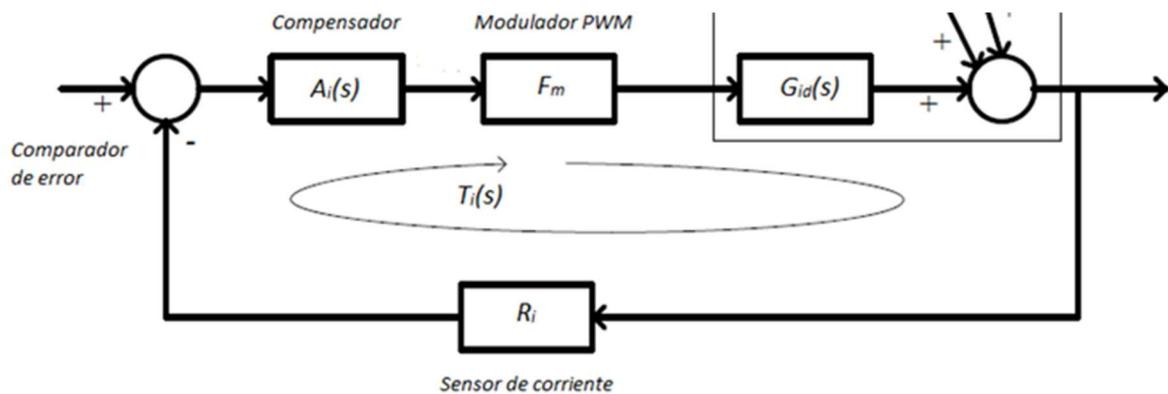


Figura 43: Modelo de ganancia de lazo  $T_i$  del sistema

El bode de la función de transferencia de  $T_i(s)$  se muestra en la figura 44 y se obtiene a partir de la expresión que se muestra en la ecuación 29.

$$T_i(s) = F_m * G_i - d(s) * A_i(s) \quad (29)$$

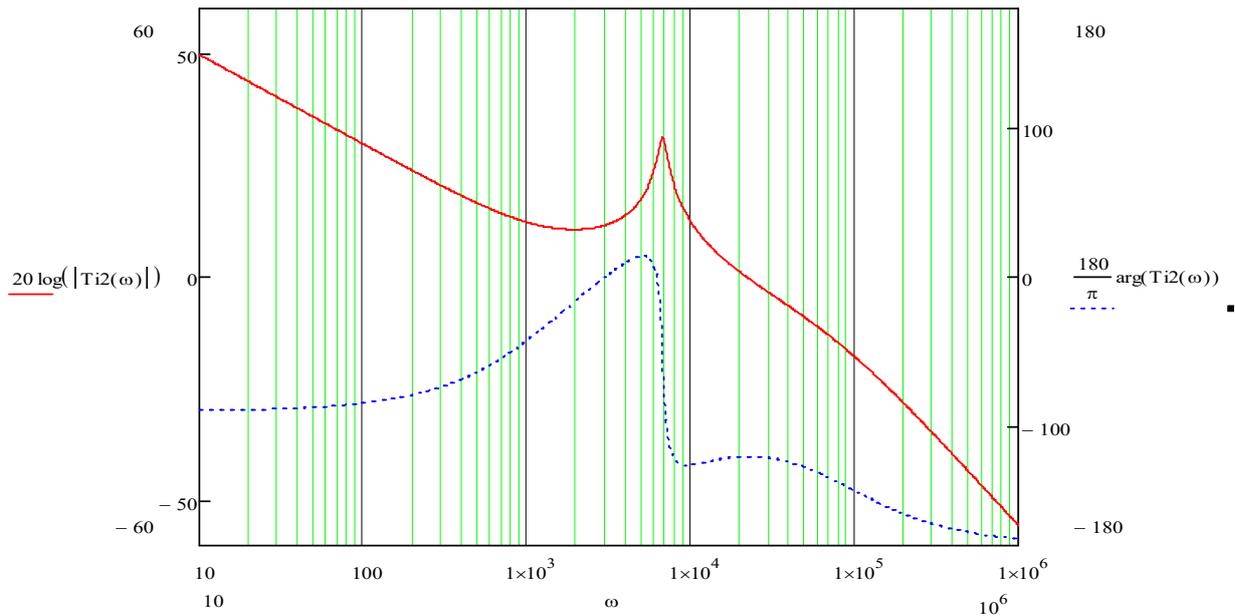


Figura 44. Diagrama de bode de la función de transferencia de ganancia de lazo  $T_i(s)$

Observando los valores de la gráfica de la figura 44 y empleando el software Mathcad para encontrar los puntos exactos, se puede ver que la frecuencia de cruce se sitúa en 21.991 krad/s, lo que equivale a 3.499 kHz. También se puede comprobar que el aumento de fase obtenido con la implementación del compensador ha sido de  $59.813^\circ$ .

### 6.3.4-Driver

Para controlar el disparo del MOSFET se ha seleccionado el driver modelo ir2110 del fabricante International Rectifier. Es un dispositivo capaz de trabajar a frecuencias superiores a 400 kHz, por lo que es adecuado para esta aplicación. En la figura 45 se muestra su encapsulado.

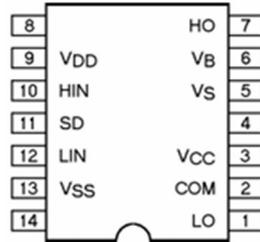


Figura 45. Encapsulado ir2110

Este dispositivo compara las señales de entrada de los pines 10 y 12, que corresponden con la entrada de nivel alto y bajo, es decir toma una medida diferencial para determinar si el nivel lógico es alto o bajo. Para esta aplicación esta funcionalidad no es necesaria ya que la señal cuadrada que se busca proviene del PWM, así que se conectará el pin 12 LIN con masa y la señal proveniente del PWM en el pin 10 HIN. Adicionalmente el circuito tiene una entrada denominada SD en el pin 11 que, cuando se encuentra en nivel alto, pone la salida automáticamente a nivel bajo, esto tampoco se empleará por lo que se conectará a masa. En la figura 46 se muestra con formas de onda cómo funcionan estos pines.

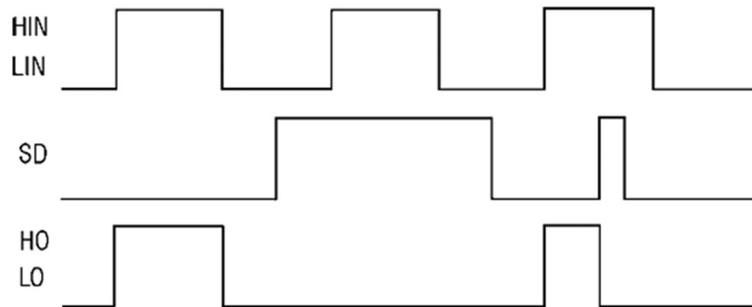


Figura 46. Estado de la salida en función de HIN, LIN y SD

El driver tiene capacidad para conectar 2 transistores en su salida. Pero en este caso se necesita conectar tan solo 1, el esquema de conexionado del dispositivo se muestra en la figura 47.

## Typical Connection

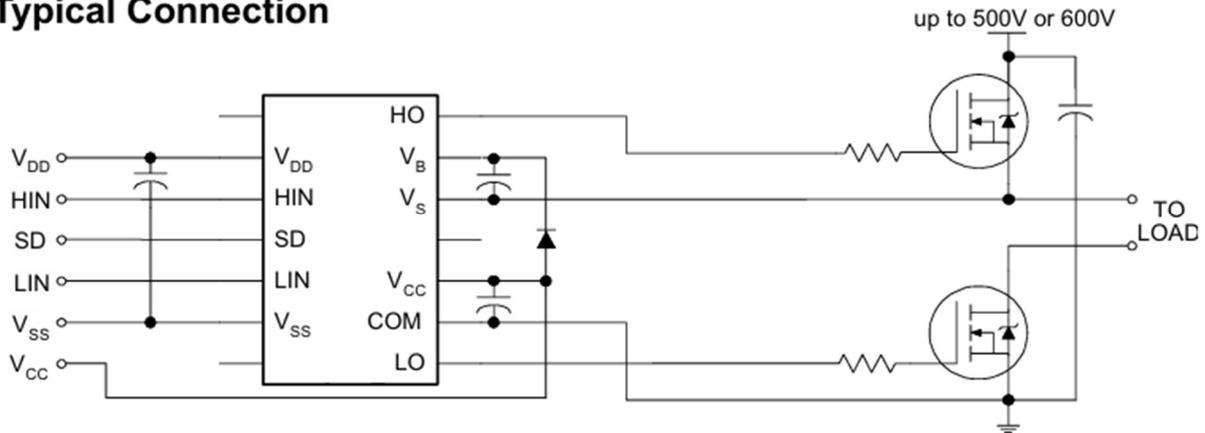


Figura 47. Esquema de conexiones del driver de disparo ir2110

En este caso se empleará la salida de nivel bajo que corresponde con el pin 1 LO, ya que el MOSFET de potencia en un convertidor en configuración BOOST tiene su terminal del surtidor conectado a masa, tal y como se ve en la figura 47, haciendo que el condensador de Bootstrap que permite la descarga del transistor no sea necesario.

Una vez se conecte la señal del driver en la puerta del transistor a través de una resistencia, el MOSFET conmutará siguiendo el ciclo de trabajo determinado por la señal cuadrada del PWM, cerrando así el lazo de control.

## 6.4-Implementación del diseño en PCB

Una vez se han diseñado los distintos bloques del sistema que componen el convertidor de potencia y se conocen todos los componentes necesarios para su implementación, se ha realizado el diseño de los esquemáticos con la herramienta *Altium Designer*. Se ha realizado un diseño jerárquico, en el que un esquemático general muestra como se conectan los distintos bloques del diseño, y posteriormente el diseño de cada bloque se muestra en un nivel inferior. En la figura 48 se muestran los bloques del diseño con las conexiones que relacionan cada bloque.

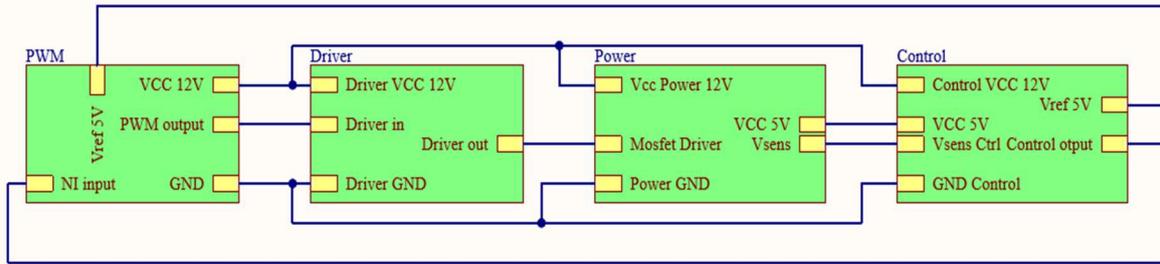


Figura 48. Conexiones entre los distintos esquemáticos que componen el convertidor

Como se observa en la figura 48, el sistema se compondrá de 4 esquemáticos que contendrán el diseño de cada bloque del circuito. A continuación, se explicará cada uno de los bloques del convertidor y los componentes empleados.

### 6.4.1- Esquemático PWM

El primer bloque contiene el esquemático del PWM, empleando el modelo seleccionado UC3825. Se ha escogido el encapsulado para este componente DIL-16, ya que es de orificio pasante y sus características hacen que sea más sencillo evaluar su correcto funcionamiento una vez implementado.

En la figura 49 se muestran las conexiones realizadas en el esquemático del bloque del PWM.

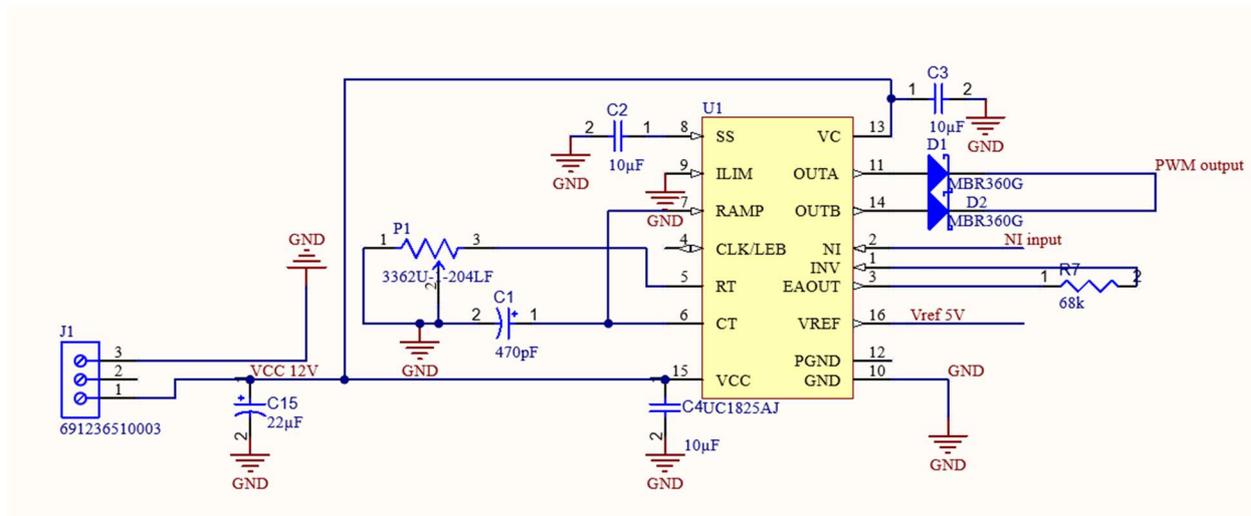


Figura 49. Diseño del esquemático del PWM

En el esquemático se pueden observar el condensador CT y el potenciómetro RT empleados para controlar la frecuencia de la señal generada por el circuito. Adicionalmente en este bloque se ha situado el conector de entrada J1, Este componente se conectará a la salida de la pila de hidrógeno, por tanto, suministrará los 12 V y 8.3 A que esta proporciona. Por este motivo se ha seleccionado un conector del fabricante Wurth Electronics de la serie 2365 capaz de soportar hasta 20 A de corriente.

Adicionalmente se han situado condensadores de desacoplo entre los pines de alimentación y masa, con el objetivo de filtrar las posibles impurezas o picos de alta frecuencia generados o introducidos en el sistema. Cumplen esta función los condensadores denominados C15, C3 y C4. Cabe destacar que el condensador C15 es electrolítico por situarse cerca de la fuente principal de alimentación, el resto son condensadores cerámicos de montaje superficial tamaño 0603 situados cerca de los pines de alimentación del integrado. Se ha seleccionado este tamaño y tipo de condensadores para que ocupen poco espacio y lograr así un sistema compacto. El condensador C2 se emplea para el arranque suave, ya que desde que alimentas el circuito hasta que se genera el primer ciclo del PWM se produce un retardo para evitar cambios bruscos en la potencia demandada por el circuito en el arranque.

La señal de entrada del pin 2 NI, la entrada no inversora, proviene de la salida de la etapa de control, como se puede comprobar en la figura, y la señal llamada PWM output se conectará con el siguiente bloque, que será el driver de disparo.

### 6.4.2-Esquemático Driver

El siguiente bloque mostrará el diseño del de disparo de MOSFET que adaptará la señal para producir la conmutación del semiconductor. A continuación, en la figura 50 se muestra el esquemático de este bloque.

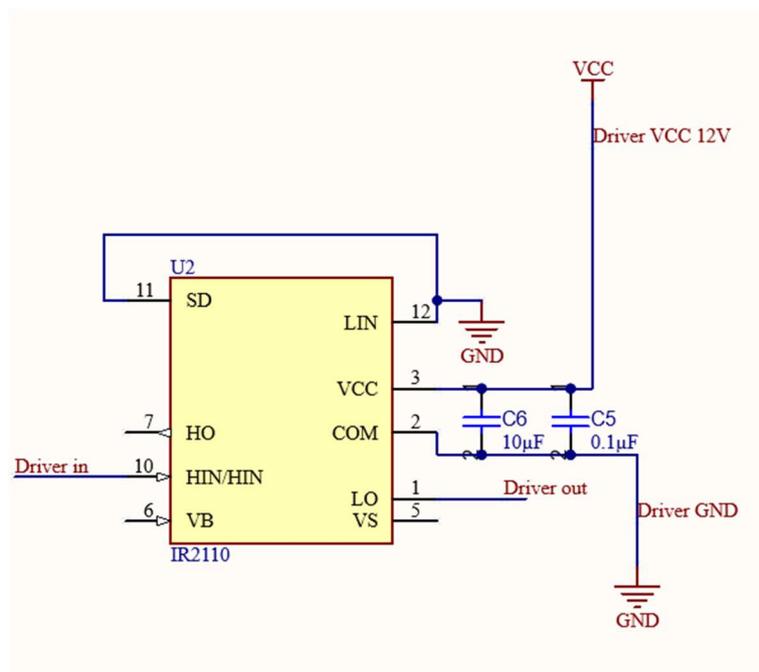


Figura 50. Diseño del esquemático del driver de disparo

En este caso se ha seleccionado el encapsulado PDIP de 14 pines para el driver ir2110. Este encapsulado también es de orificio pasante por motivos similares a los descritos para el PWM. Además, se han colocado 2 condensadores de desacoplo en su alimentación con distinto valor de capacidad, esto aumenta el rango de frecuencias de los picos en la tensión de alimentación que se filtran a la entrada del circuito integrado.



oscilaciones al cambiar de estado, forman parte de esta red los elementos R3 y C9, debido a su bajo valor de resistencia, el componente R3 será una resistencia de potencia en orificio pasante.

El elemento C10 es el condensador de filtro diseñado para el convertidor, y a continuación de este se encuentra el sensor de corriente. El condensador C16 actúa también como condensador de desacoplo, y el C17 actúa de filtro para una parte interna del circuito integrado. La alimentación del sensor, como se ve en la figura 48, proviene del bloque de control, por lo que se explicará en el siguiente apartado.

En este esquemático se encuentra el conector J2, es el mismo modelo que el conector J1 y servirá para conectar la carga del sistema, en este caso la batería del dron.

#### 6.4.4- Esquemático lazo de control

El último bloque del sistema contiene la etapa de control del convertidor con el compensador diseñado y el regulador de tensión. A continuación, en la figura 52 se muestra el esquemático realizado.

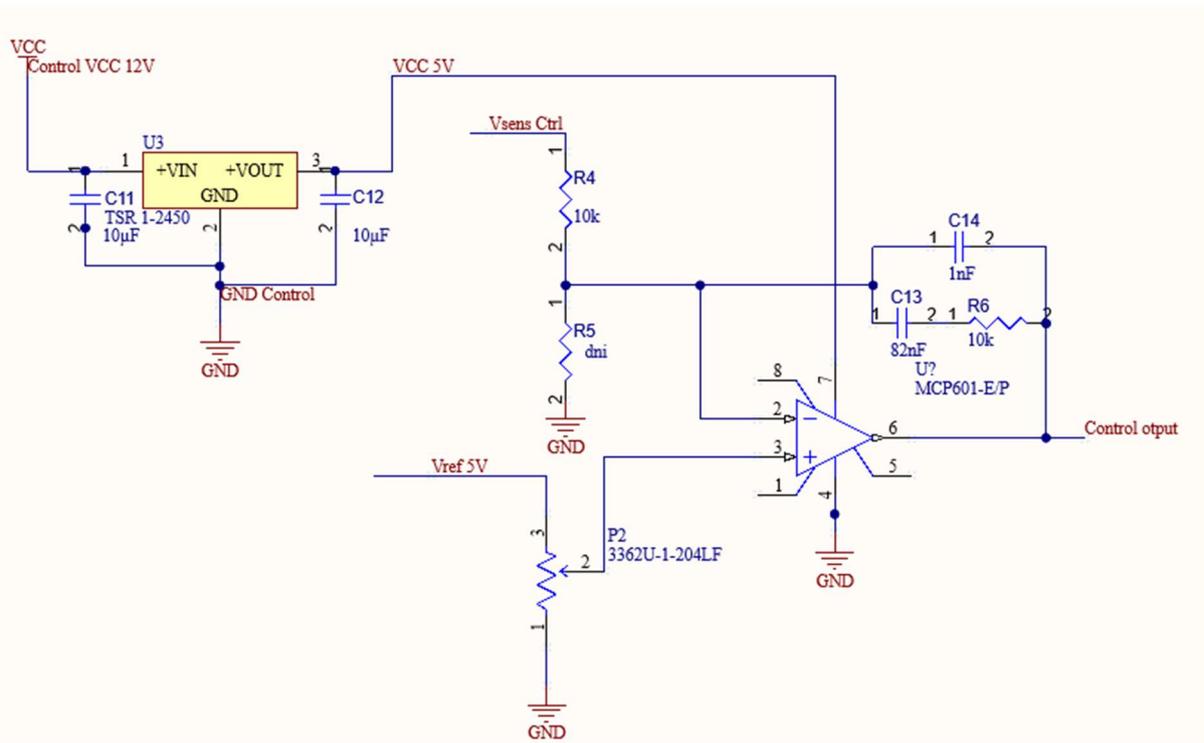


Figura 52. Diseño del esquemático etapa de control y regulador de tensión

En este bloque se sitúa el elemento U3, que corresponde con el regulador de tensión encargado de suministrar los 5 V correspondientes a la alimentación del sensor de corriente. Los condensadores C11 y C12 son condensadores de desacoplo, para filtrar la tensión de entrada y de salida del dispositivo. Esta tensión generada por el regulador también servirá para alimentar el amplificador operacional de la etapa de control, que será el modelo MCP601 del fabricante Microchip.

La señal proveniente del sensor de corriente se denomina en este bloque Vsens Ctrl, que llegará al pin negativo del operacional. Adicionalmente la tensión de referencia del terminal positivo provendrá de la tensión de 5 V que genera el PWM en el terminal 16, tal y como se muestra en la figura 49, y su valor se regulará mediante el potenciómetro P2.

Finalmente, los componentes C13, C14 y R4 y R6 formarán el compensador diseñado para controlar el sistema, todos ellos serán componentes de montaje superficial de tamaño 0603. La salida del operacional en si pin 6 corresponderá con la entrada no inversora del

PWM, cerrando así el bucle de control para generar la señal con el ciclo de trabajo correspondiente.

## 6.5- Diseño de la PCB

### 6.5.1-Distribución de los componentes en la PCB

El siguiente paso para la implementación física del diseño será la fabricación de la placa de circuito impreso o PCB.

Se comenzará explicando la distribución de los componentes en la superficie de la placa. Para esta tarea se han seguido 2 criterios. El primero es el tamaño, se pretende que la placa sea sencilla de montar y que los componentes sean accesibles para facilitar las labores de soldadura, pero buscando que el tamaño del diseño sea reducido para poder implementarse en un dron ocupando poco espacio.

Adicionalmente se separaron la etapa de potencia y la etapa de control, ya que los circuitos integrados empleados en el control demandan menos corriente que la etapa de potencia y son más susceptibles a fallos en su funcionamiento debido al calor.

Teniendo esto en mente se empleó la herramienta *Altium Designer* para crear el diseño de la PCB, a continuación, en la figura 53 se muestra la distribución de los componentes en la placa.

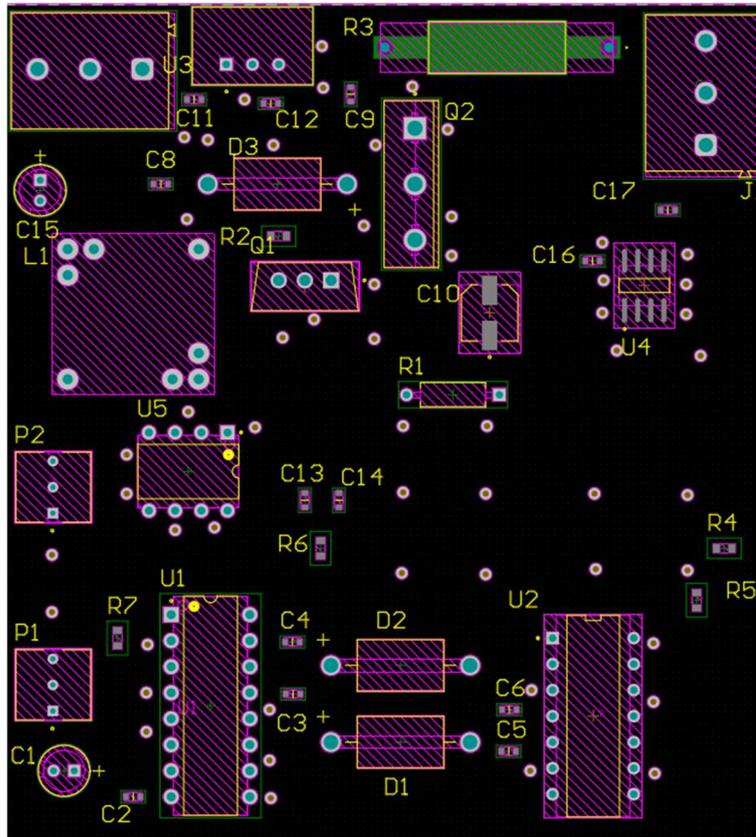


Figura 53. Distribución de los componentes en la PCB

Con la distribución mostrada en la figura 53, se ha obtenido una PCB de 75 mm de ancho y 82 mm de largo. Con estas medidas se puede considerar que el sistema es lo suficientemente compacto para la aplicación deseada.

Se observa como los componentes pertenecientes a la etapa de potencia se encuentran agrupados en la esquina superior izquierda, donde a su vez se encuentra el conector de entrada. Con esto se consigue que las mayores corrientes de varios amperios no tengan que recorrer grandes distancias, evitando el riesgo de sobrecalentar los circuitos integrados de la etapa de control.

A continuación, en la figura 54 se muestra el modelo 3D de la PCB diseñada con los componentes empleados.

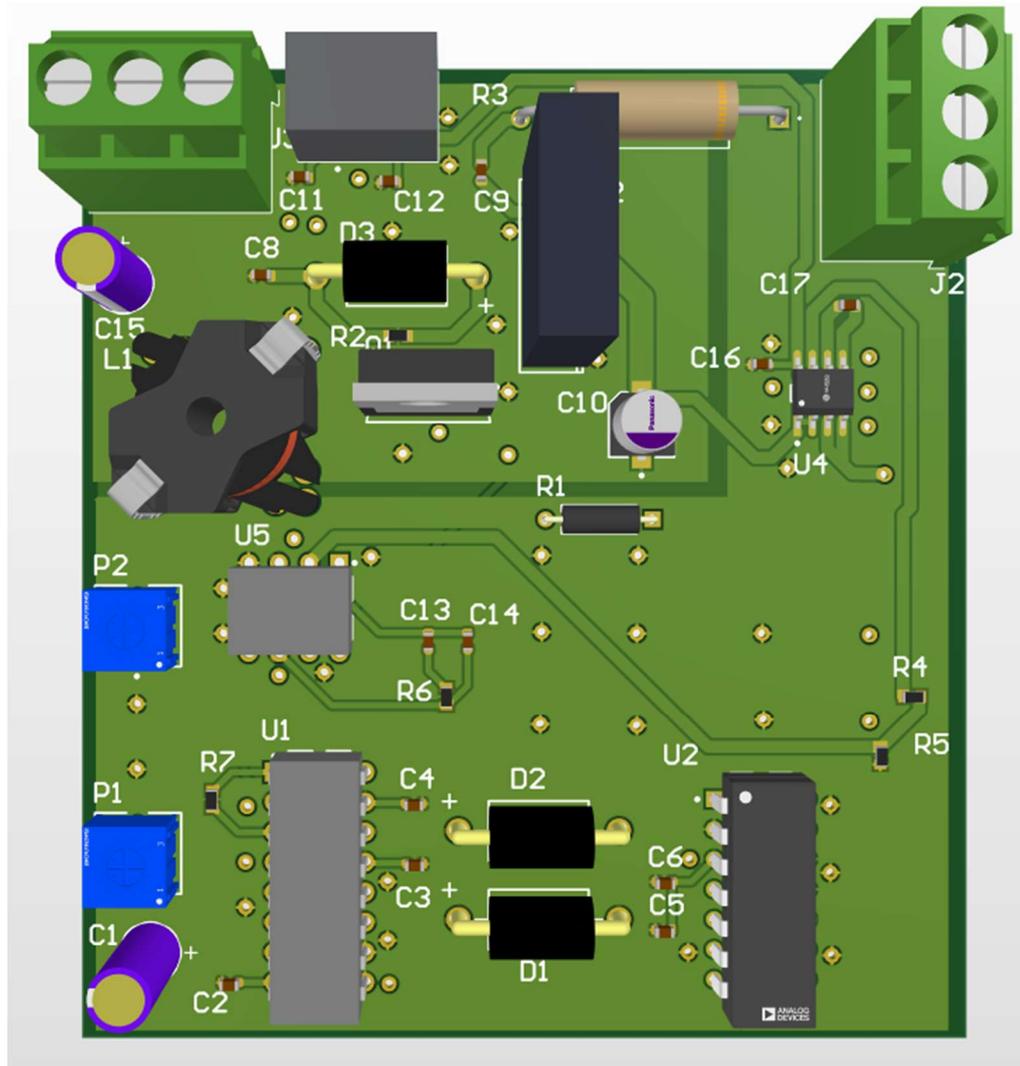


Figura 54. Modelo 3D de la placa diseñada

### 6.5.2.-Consideraciones del diseño de las conexiones y capas

Una vez se conoce la colocación de los componentes en la PCB se han de trazar las conexiones mediante pistas entre los distintos puntos de la placa, para ello se seguirán las conexiones mostradas en los esquemáticos.

### 6.5.3-Número de capas necesarias para las conexiones

Para el trazado de las pistas se han seguido criterios básicos de diseño. El primero de ellos es que las pistas no pueden cruzarse en la misma capa, esto ha condicionado el diseño

dada la complejidad del circuito y el número de conexiones en poco espacio. Este es uno de los motivos por el que se diseñará una PCB de 4 capas, facilitando así el trazado de las pistas.

También se emplearán 4 capas por la posibilidad de aumentar la superficie total de los planos de masa. Los planos de masa están hechos de cobre y estos disipan calor, por lo que al aumentar su superficie aumenta su capacidad disipativa, haciendo que la PCB refrigere mejor.

Otro de los criterios básicos de trazado de pistas es que no se pueden trazar ángulos rectos, esto se debe a que en los giros se aumenta el grosor de la pista, siendo el ángulo recto el que más lo aumenta. Este cambio en el grosor de la pista produce un cambio de impedancia lo cual desencadena en reflexiones en alta frecuencia, fenómeno que se tiene que evitar en la medida de lo posible.

#### 6.5.4 -Cálculos del grosor de vía según corrientes

Para el diseño de las pistas será importante establecer reglas respecto al grosor de estas. El grosor de las pistas depende de la corriente que va a fluir por ellas, si la pista es demasiado estrecha, los electrones deberán aumentar su velocidad para mantener el flujo de corriente, lo que provocará que estos se calienten y choquen entre si, pudiendo dañar las pistas y la PCB.

Para el cálculo del grosor necesario para las pistas de la PCB se calculará primero el área necesaria con la siguiente expresión.

$$A = \left( \frac{I}{k * Trise^b} \right)^{\frac{1}{b}} \quad (30)$$

La corriente vendrá definida por la máxima en la pista, en este caso se tomarán 10 A para tener margen, Trise es el aumento de temperatura que podremos soportar, en este caso se considerarán 30 °C, ya que la temperatura ambiente de la PCB puede ser elevada debido

al funcionamiento de la pila de hidrógeno y el calor generado por la etapa de potencia. Los parámetros  $k$ ,  $b$  y  $c$  son constantes cuyo valor proviene del ajuste de las curvas IPC-2221. Su valor para capas externas es de  $k = 0.048$ ,  $b = 0.44$  y  $c = 0.725$ . Para las capas internas su valor es de  $k = 0.024$ ,  $b = 0.044$  y  $c = 0.725$ .

Finalmente, considerando una temperatura ambiente de  $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Además, cada capa va a tener un grosor de  $0.07\text{ mm}$ . Se ha obtenido empleando la calculadora online que ofrece el distribuidor DigiKey, un grosor mínimo de pistas en las capas internas de la PCB de  $4.8\text{ mm}$ , y en las capas externas  $1.84\text{ mm}$ , dado que en las capas externas las pistas disipan más calor y se calientan menos. Por ello se utilizarán las capas externas para la etapa de potencia con pistas de anchuras de  $2\text{ mm}$ . Y las capas internas serán usadas para la etapa de control.

Teniendo todo lo mencionado en cuenta se realizó la conexión de las señales siguiendo los esquemáticos con 3 grosores diferentes dependiendo de la corriente esperada y del plano en el que se sitúan.

Para finalizar el diseño de la PCB, se posicionaron los planos de masa y de alimentación. Se ha empleado la capa interna 1 como plano de alimentación de  $12\text{ V}$ , el plano tiene la forma mostrada en la figura 55.

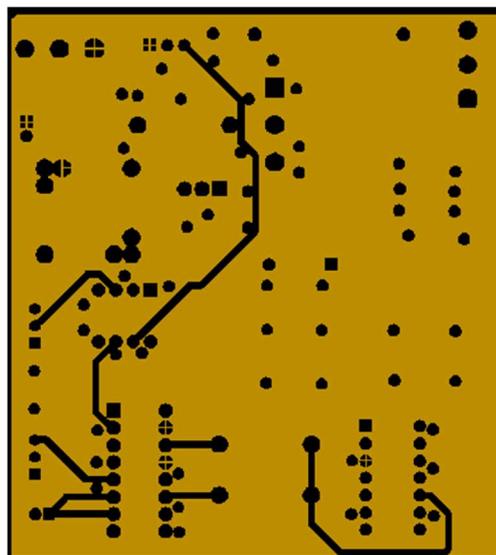


Figura 55. Plano de alimentación de la capa interna 1

Se realizó el mismo procedimiento con el plano de masa, el cual se trazó en las 3 capas restantes para aumentar las capacidades de disipación de la placa. A continuación, se mostrarán los planos de masa trazados en las diferentes capas.

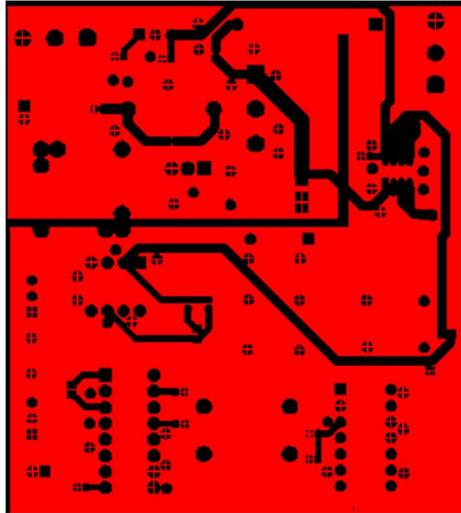


Figura 56. Plano de masa capa externa 1 top

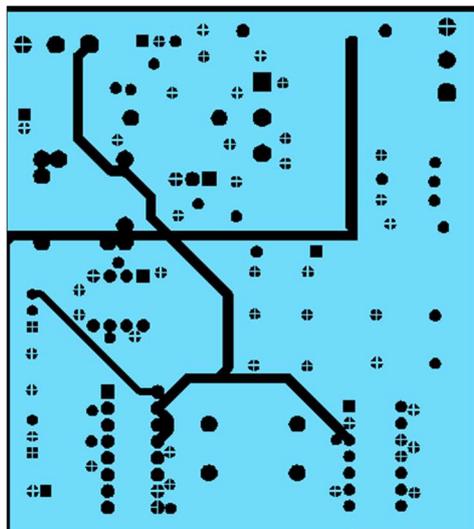


Figura 57. Plano de masa de la capa interna 2

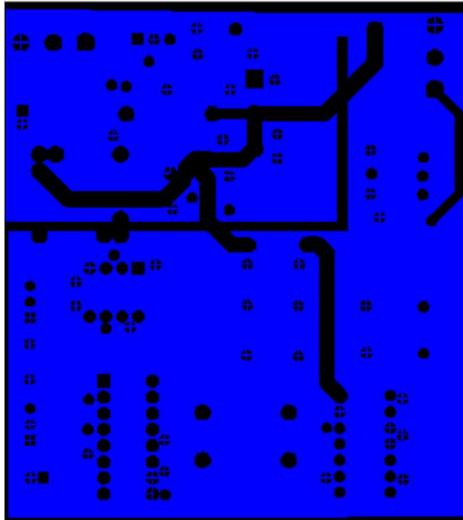


Figura 58. Plano de masa de la capa externa 2 bottom

Dado que los planos evitan las conexiones trazadas en la capa en la que se encuentran, se pueden apreciar en las figuras 55, 56, 57 y 58 mostradas las pistas con las conexiones realizadas. Y también los distintos grosores de estas, siendo el mayor de 2 mm, el menor de 0.5 mm y el grosor intermedio de 1 mm.

Una vez diseñada la PCB esta puede imprimirse. Una vez realizada la impresión el resultado es el que se muestra en la figura 59.

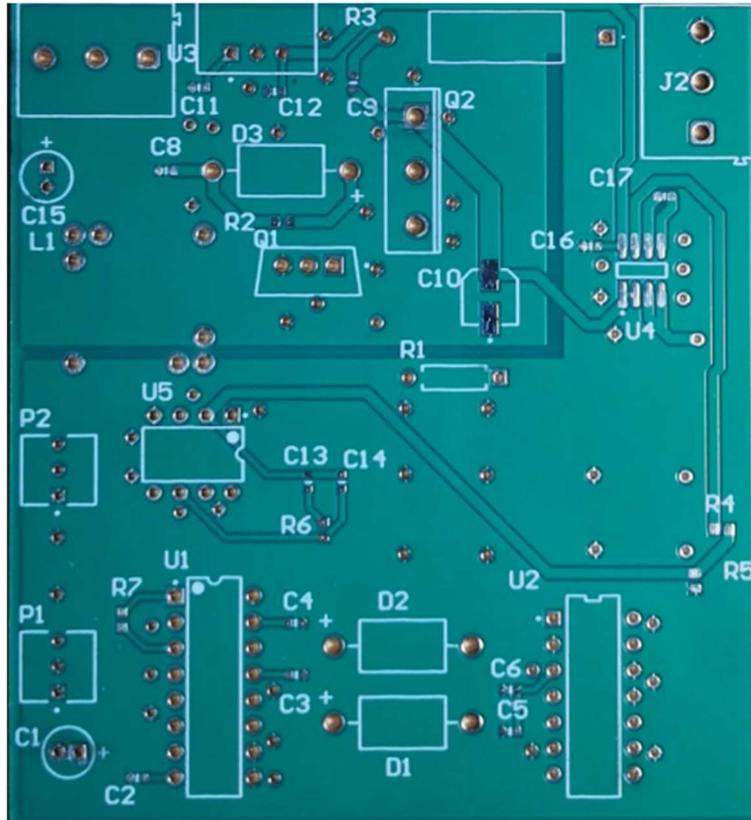


Figura 59. Placa de circuito impreso

Tras esto se soldarán todos los componentes en el lugar que corresponda, obteniendo finalmente el convertidor mostrado en la figura 60.

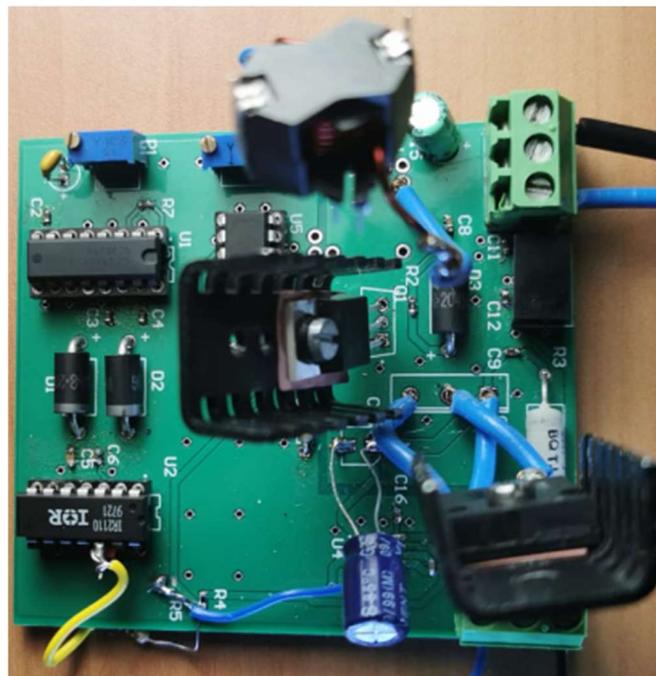


Figura 60. Imagen del convertidor con todos los componentes soldados

## 6.6-Resultado obtenido

Una vez montado el convertidor se ha procedido a la verificación de su funcionamiento. Sin embargo, no se disponía de la pila de combustible ni la batería del sistema, por lo que estos elementos se han sustituido por una resistencia como carga y una fuente convencional del laboratorio.

La fuente de alimentación empleada no es capaz de proporcionar los 100 W de potencia de la pila de combustible, por lo que los valores de salida del convertidor se verán alterados.

Se han comprobado diversas partes del circuito para comprobar su correcto funcionamiento.

### 6.6.1-Comprobación del UC3825 y el ir2110

Primeramente, se ha alimentado el circuito con 12 V y se ha mantenido un lazo abierto. A continuación, se comprobó la generación de la señal triangular que establece la frecuencia de conmutación del transistor. Para ello se conectó una sonda de osciloscopio en el pin 7 del circuito integrado UC3825 y se reguló el valor del potenciómetro P1 hasta obtener la frecuencia deseada. A continuación, en la imagen 61, se muestra la señal obtenida en el osciloscopio.



Figura 61. Señal triangular de 400 kHz medida en osciloscopio

Lo siguiente será comprobar la salida del PWM, para ello se introducirá una tensión conocida en el pin 2 del PWM quitando el operacional que cerraría el bucle de control, de esta manera se podrán ver diversos valores del ciclo de trabajo variando la tensión introducida. Para medir se situará la sonda del osciloscopio en el pin 10 del driver de disparo ir2110, ya que éste corresponde con la entrada del driver y, por tanto, con la salida del PWM.

Primeramente, se estableció un ciclo de trabajo del 50%, el cual se muestra en la figura 62.



Figura 62. Entrada del driver ir2110 con 50% ciclo de trabajo

También se comprobó con un ciclo de trabajo del 73%, intentando alcanzar el modo de funcionamiento necesario para la aplicación concreta del proyecto, el resultado se muestra en la figura 63.



Figura 63. Entrada del driver ir2110 con 73% ciclo de trabajo

## 6.6.2-Comprobación de la salida del convertidor

Una vez se tenía el prototipo ensamblado con todos los componentes soldados se procedió a alimentar con los valores nominales de entrada del convertidor. Sin embargo, los valores procedentes de la pila de hidrógeno no han podido ser sustituidos por una fuente convencional de laboratorio, ya que las fuentes de máxima potencia disponible han sido de 30 W. Dado que la implementación de la pila de hidrógeno se encuentra en una etapa temprana de experimentación, se ha decidido proseguir con las pruebas del convertidor entendiéndose que el funcionamiento de este no va a ser el esperado, debido al cambio en los valores de entrada.

Teniendo esto en cuenta, una vez conectada la fuente que proporcione los parámetros de entrada al convertidor y una carga a la salida, se han obtenido los valores mostrados en la figura 64.

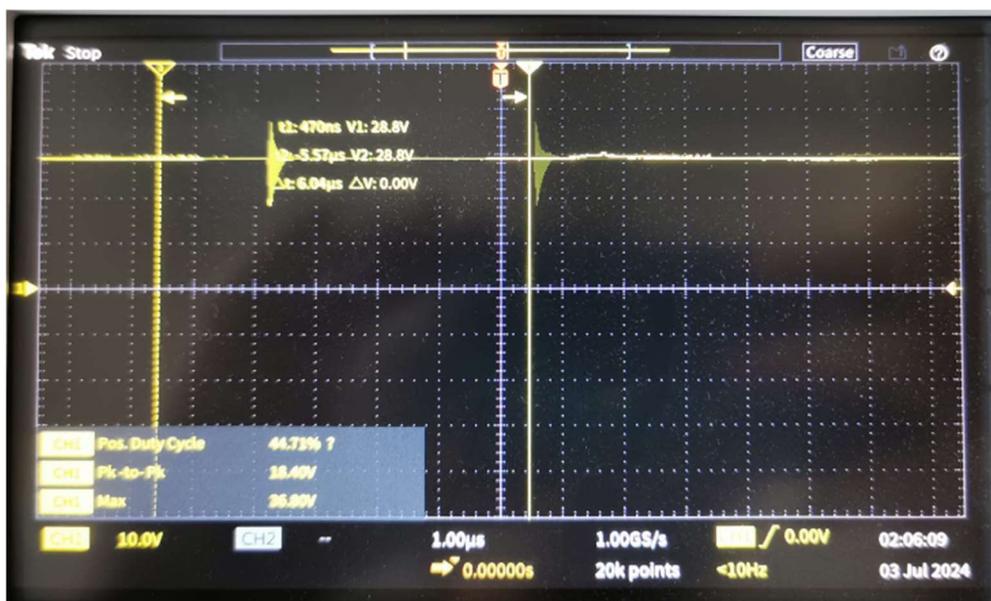


Figura 64. Tensión de salida en la carga del convertidor

Como se puede observar en la figura 64, la tensión en la carga es de unos 30 V, siendo este valor superior al de la tensión de entrada, aunque quedándose por debajo de los 44.4 V esperados debido al cambio en la entrada del convertidor.

## 7-Conclusiones

A lo largo del proyecto se han puesto en práctica conocimientos propios de la rama de electrónica de potencia y control de convertidores, además de plasmar los diseños en un prototipo ensamblado en una placa de circuito impreso cuyo diseño ha formado parte del trabajo realizado.

Durante las comprobaciones del prototipo se ha observado un funcionamiento correcto de los circuitos de la etapa de control, sin embargo, al cambiar los parámetros de entrada del convertidor y conectar la etapa de potencia, el funcionamiento general del convertidor diverge de los cálculos realizados, debido a que no ha sido diseñado para la fuente de la que se disponía para realizar las pruebas.

Pese a todo, se ha logrado obtener una tensión de salida constante y superior a la tensión de entrada, esto confirma que se ha diseñado e implementado un convertidor elevador boost funcional.

### 7.1-Trabajo futuro

Pese a la funcionalidad del dispositivo obtenido, además de comprobar su funcionamiento en la aplicación para la que fue diseñado, existen mejoras a realizar en el diseño y errores a corregir que confeccionarán los futuros prototipos del diseño.

Desde el punto de vista de la corrección de errores, será necesario actualizar los esquemáticos y el layout de una futura PCB de manera que refleje los cambios externos realizados en el prototipo.

El siguiente paso, una vez corregidos los fallos en los esquemáticos y PCB, será mejorar el prototipo desde el punto de vista de su implementación en el sistema de alimentación del dron, para ello será importante buscar una reducción de tamaño, esto se

logrará sustituyendo los actuales componentes en orificio pasante por elementos de montaje superficial, especialmente en la etapa de control se puede lograr una reducción considerable del tamaño del prototipo, aunque también será significativo en los semiconductores de potencia.

Además, para facilitar la labor de comprobación de futuros prototipos, se deberán separar las diferentes partes del circuito mediante conexiones controlables, ya sean jumpers externos o switches, de esta forma se podrá comprobar cada etapa del circuito de forma individual, logrando así localizar los posibles fallos de manera más fácil.

## 8-Bibliografía

- [1] Erdal Ozkan (17 de Enero de 2024) Drones for Spraying Pesticides – Opportunities and Challenges. Ohioline. <https://ohioline.osu.edu/factsheet/fabe-540> (Consultado 16 de Marzo)
  
- [2] (4 de marzo de 2024) Introducción a las pilas de combustible de hidrógeno. ROSETTA TECHNOLOGY SOLUTIONS aula técnica. <https://rosetta-technology.com/es/aula-tecnica/notas-tecnicas/pila-combustible-hidrogeno-como-funcionan#:~:text=En%20una%20pila%20de%20combustible,induce%20una%20corriente%2C%20generando%20electricidad>. (Consultado 1 de Abril)
  
- [3] Óscar González. Todo lo que debes saber sobre las baterías de litio (LiPo). BricoGeek. <https://lab.bricogeek.com/tutorial/todo-lo-que-debes-saber-sobre-las-baterias-de-litio-lipo#:~:text=Bater%C3%ADas%20de%20pol%C3%ADmero%20de%20litio%3A%20e>

[stas%20bater%C3%ADas%20utilizan%20pol%C3%ADmeros%20de,se%20requiere%20una%20alta%20seguridad.](#) (Consultado 3 de Mayo)

- [4] José Luis Barrios (6 de junio de 2016) Los drones y sus aplicaciones, grandes alas para la aviación. Fundación ENAIRE. <https://fundacionenaire.es/conocimiento/drones-aplicaciones-aviacion/> (Consultado 10 de Mayo)
  
- [5] Inspección con drones. Iberdrola. <https://www.iberdrola.com/innovacion/drones-parques-eolicos> (Consultado 14 de Mayo)
  
- [6] (6 de octubre de 2022) Tipos de drones. Clasificación por uso y características. UMILES. <https://umilesgroup.com/tipos-de-drones/> (Consultado 27 de Mayo)
  
- [7] Carlos Sánchez Díaz. Temario de electrónica de potencia. [https://poliformat.upv.es/portal/site/GRA\\_12150\\_2023/tool/76441547-90e3-4510-808e-c1ab17e19715](https://poliformat.upv.es/portal/site/GRA_12150_2023/tool/76441547-90e3-4510-808e-c1ab17e19715) (Consultado 1 de Junio)
  
- [8] Salvador Orts Grau. Temario de sistemas electrónicos industriales.(Consultado 5 de Junio)



# Anexos

# Convertidor de potencia "boost" elevador

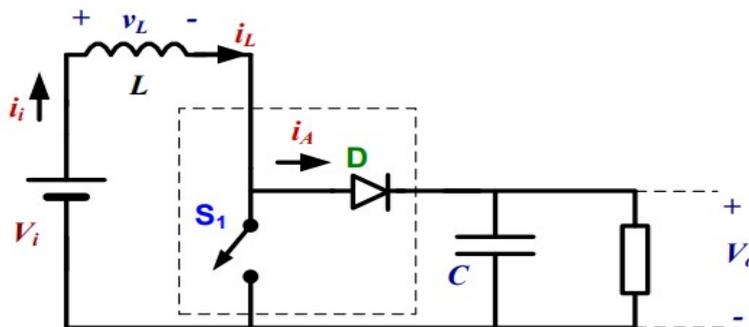
Datos:

$f_s := 400000\text{Hz}$                        $P_i := 100\text{W}$   
 $V_{in} := 12\text{V}$                                $I_i := 8.3\text{A}$   
 $V_{in\_max} := 18\text{V}$                        $\eta := 0.95$   
 $V_{in\_min} := 10\text{V}$                        $T := \frac{1}{f_s} = 2.5 \times 10^{-6}\text{s}$   
 $V_o := 44.4\text{V}$

Diseño de la etapa de potencia

Características del convertidor:

**Esquema del convertidor boost**



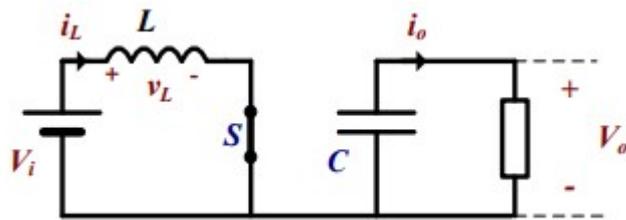
Funcionamiento

$(0 \leq t \leq \delta T) S = \text{ON}$

$(\delta T \leq t \leq T) S = \text{OFF}$

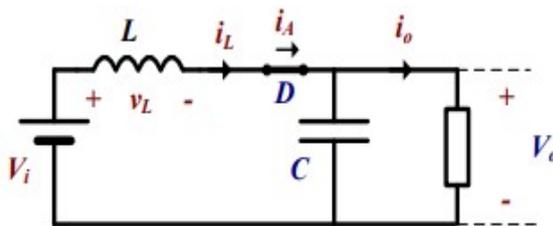
Análisis 1: Convertidor trabajando en conducción continua con semiconductores ideales

$(0 \leq t \leq \delta T) S = \text{ON}$



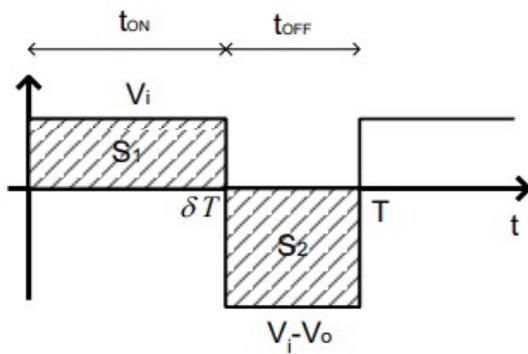
$$v_L = V_{in}$$

$(\delta T \leq t \leq T) S = \text{OFF}$



$$v_L = V_{in} - V_o$$

Análisis 2: Régimen estacionario  $\rightarrow v_L(\text{av})=0$



$$v_L(\text{av}) = \left(\frac{1}{T}\right) \cdot \int_0^{\delta T} (V_{in}) dt + \int_{\delta T}^T (V_{in} - V_o) dt = 0 \quad (\text{a1})$$

De esta ecuación despejando el voltage de salida se obtiene la siguiente expresión:

$$V_o = \left(\frac{1}{1 - \delta}\right) \cdot V_{in} \quad (\text{a2})$$

$$\delta := \frac{(V_o - V_{in})}{V_o} = 0.73 \quad \text{Este será el ciclo de trabajo del convertidor} \quad (\text{a3})$$

$$I_o := P_i \cdot \frac{\eta}{V_o} \quad I_o = 2.14 \text{ A} \quad (\text{a4})$$

$$R_{\text{rizz}} := \frac{V_o}{I_o} = 20.751 \Omega \quad (\text{a5})$$

### DISEÑO DE LA BOBINA

Para calcular la bobina necesaria para el convertidor se considerará una corriente mínima que asegure que el convertidor trabaja en conducción continua.

$$I_{\text{omin}} := 0.2 \text{ A}$$

$$I_{\text{Lrizz}} := 2 \cdot \left( \frac{I_{\text{omin}}}{1 - \delta} \right) = 1.48 \text{ A} \quad (\text{a6})$$

$$L_{\text{rizz}} := \left( \frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{Lrizz}}} \right) \cdot \delta \cdot \frac{1}{f_s} = 1.479 \times 10^{-5} \text{ H} \quad (\text{a7})$$

$$I_{\text{Lmax}} := \left( \frac{I_o}{1 - \delta} \right) + \left( \frac{V_{\text{in}}}{2L} \right) \cdot \delta \cdot \frac{1}{f_s} = 8.657 \text{ A} \quad (\text{a8})$$

$$I_{\text{Lmin}} := \left( \frac{I_o}{1 - \delta} \right) - \left( \frac{V_{\text{in}}}{2L} \right) \cdot \delta \cdot \frac{1}{f_s} = 7.177 \text{ A} \quad (\text{a9})$$

$$I_{\text{Lrizz}} := I_{\text{Lmax}} - I_{\text{Lmin}} = 1.48 \text{ A} \quad (\text{a10})$$

### DISEÑO DEL CONDENSADOR

Para calcular el condensador necesario para el convertidor se establecera un rizado de tensión máximo a la salida.

$$V_{\text{orizmax}} := 0.2 \text{ V}$$

$$C_{\text{rizz}} := \left[ I_o \cdot \frac{(\delta \cdot T)}{V_{\text{orizmax}}} \right] = 1.952 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{Valor mínimo de condensador} \quad (\text{a11})$$

$$\text{ESR} := \frac{V_{\text{orizmax}}}{I_{\text{Lmax}}} = 0.023 \Omega \quad \text{Valor máximo de ESR} \quad (\text{a12})$$

$$C_{\text{rizz}} := 120 \cdot 10^{-6} \text{ F} \quad (\text{a13})$$

$$V_{\text{oriz}} := \frac{(I_o \cdot \delta \cdot T)}{C} = 0.033 \text{ V} \quad \text{Valores del condensador elegido Y Voriz esperada teniendo en cuenta capacidad y ESR.} \quad (\text{a14})$$

$$\text{ESR}_{\text{rizz}} := 0.02 \Omega$$

$$V_{\text{oriz\_ESR}} := \text{ESR} \cdot I_{\text{Lmax}} = 0.173 \text{ V} \quad (\text{a15})$$

## CÁLCULOS TÉRMICOS

$$m\Omega := 10^{-3}\Omega$$

Datos

$$t_{don} := 22\text{ns} \quad t_{doff} := 28\text{ns} \quad \delta := 0.73$$

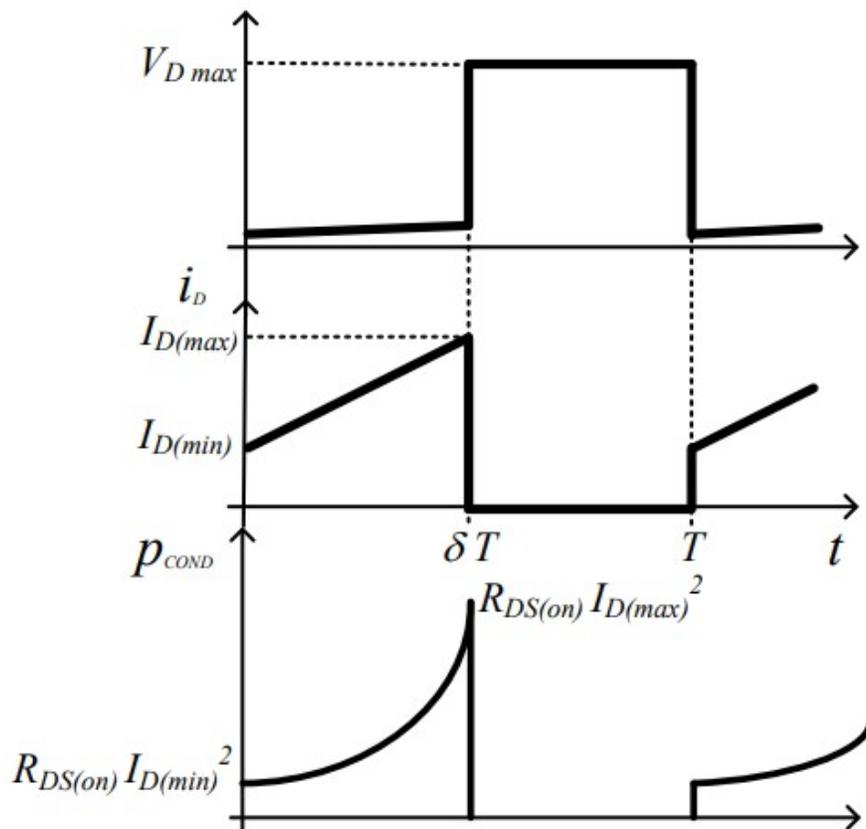
$$t_r := 20\text{ns} \quad t_f := 10\text{ns}$$

$$f_s := 400\text{kHz} \quad T_{on} := \frac{1}{f_s} \cdot \delta = 1.825 \times 10^{-6} \text{ s} \quad T := \frac{1}{f_s}$$

$$r_{dson} := 8.5\text{m}\Omega \quad I_{dmax} := 8.657\text{A}$$

$$V_{ds} := 44.4\text{V} \quad I_{dmin} := 7.177\text{A}$$

Potencia disipada durante la conducción



$$T_{on} = 1.825 \times 10^{-6} \text{ s}$$

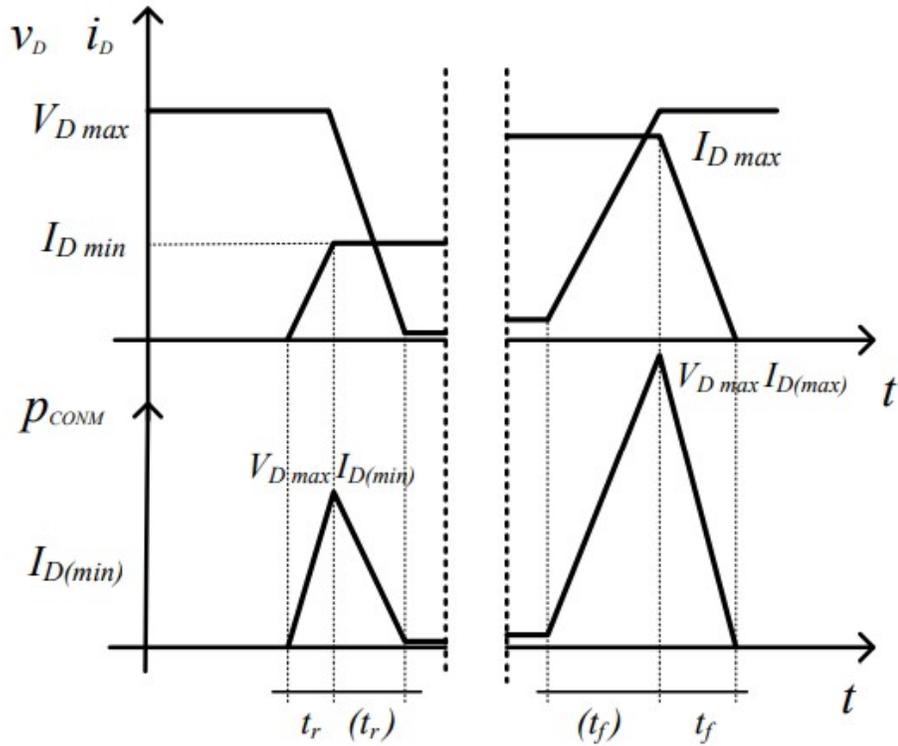
$$P_{cond} := \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_d \cdot I_d \, dt \quad (a16)$$

$$P_{cond} := \frac{r_{dson}}{T} \left[ I_{dmin}^2 \cdot T_{on} + 2I_{dmin} \cdot \frac{I_{dmax} - I_{dmin}}{T_{on}} \cdot \frac{T_{on}^2}{2} + \left( \frac{I_{dmax} - I_{dmin}}{T_{on}} \right)^2 \cdot \frac{T_{on}^3}{3} \right] \quad (a17)$$

$$P_{cond} := r_{dson} \cdot \left[ I_{dmin}^2 \cdot \delta + I_{dmin} \cdot (I_{dmax} - I_{dmin}) \cdot \delta + (I_{dmax} - I_{dmin})^2 \cdot \frac{\delta}{3} \right] \quad (a18)$$

$$P_{cond} = 0.39 \text{ W}$$

#### Potencia disipada durante la conmutación



$$P_{conm} := \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot t_r \cdot I_{dmin} \cdot V_{ds} + \frac{1}{2} \cdot 2 t_f \cdot I_{dmax} \cdot V_{ds} \right) \quad (a19)$$

$$P_{conm} = 4.087 \text{ W}$$

$$P := P_{cond} + P_{conm} = 4.477 \text{ W} \quad (a20)$$

### Cálculos del radiador

$$T_a := 30$$

$$T_{max} := 175 \cdot 0.8$$

$$R_{j\_a} := 62.5 \frac{1}{\text{W}}$$

$$P_{max} := \frac{T_{max} - T_a}{R_{j\_a}} = 1.76 \text{ W} \quad (a21)$$

$$P_{max} < P \quad \text{Hace falta radiador} \quad R_{j\_c} := 1.4$$

$$R_{r\_a} := \frac{T_{max} - T_a}{4.477} - R_{j\_c} = 23.17 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (a22)$$

## CONTROL CONVERTIDOR BOOST MODO CORRIENTE MEDIA

DATOS:

$$\begin{array}{llll}
 V_{in} := 12V & \underline{L} := 20.4\mu H & R_l := 0.05\Omega & V_m := 2.9V \\
 V_o := 36V & \underline{C} := 120\mu F & ESR_c := 0.02\Omega & R_i := 66m\Omega \\
 P_i := 100W & f_s := 400kHz & & Sens := 66 \frac{mV}{A} \\
 V_{ref} := 2.5V & \underline{\delta} := \frac{(V_o - V_{in})}{V_o} = 0.667 & & \\
 I_o := 2.639A & \underline{T} := \frac{1}{f_s} & \underline{R} := \frac{V_o}{I_o} = 13.642\Omega & 
 \end{array}$$

### Función de transferencia Gv-d(s) Ciclo de trabajo respecto a tensión de salida

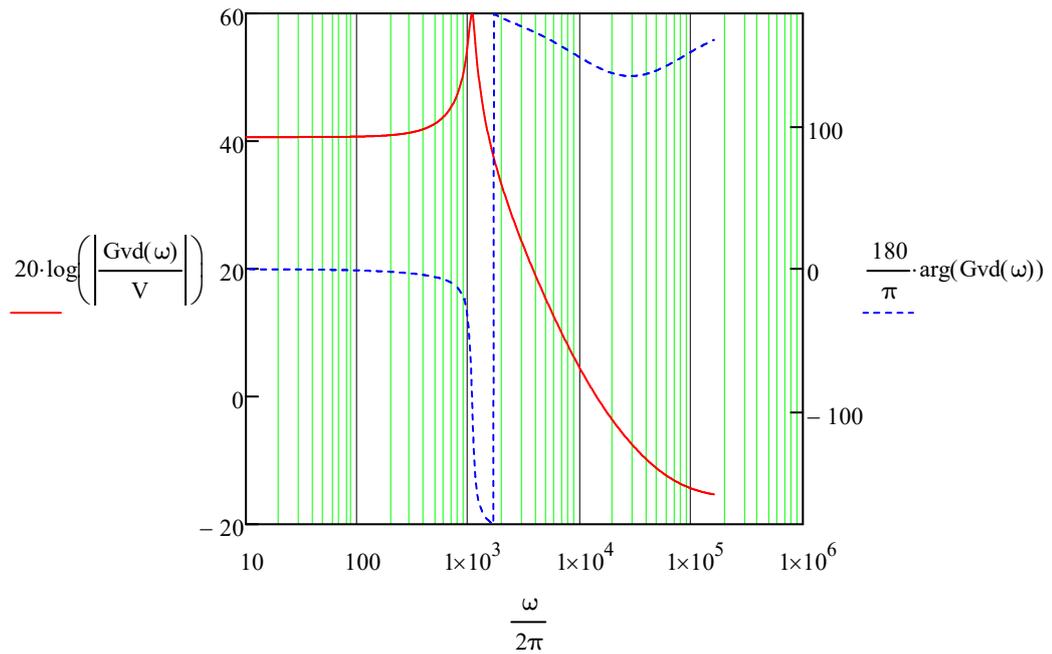
$$\omega_{z1} := \frac{1}{ESR_c \cdot C} = 4.167 \times 10^5 \text{ Hz} \quad f_{z1} := \frac{\omega_{z1}}{2\pi} = 6.631 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (a23)$$

$$\omega_{z2} := \frac{[(1 - \delta)^2 \cdot R]}{L} = 7.43 \times 10^4 \text{ Hz} \quad f_{z2} := \frac{\omega_{z2}}{2\pi} = 1.183 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (a24)$$

$$\omega_n := \frac{(1 - \delta)}{\sqrt{L \cdot C}} = 6.737 \times 10^3 \text{ Hz} \quad f_n := \frac{\omega_n}{2\pi} = 1.072 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (a25)$$

$$Q := \frac{(1 - \delta) \cdot \sqrt{L \cdot C}}{\frac{L}{R} + (1 - \delta)^2 \cdot ESR_c \cdot C} = 9.36 \quad (a26)$$

$$G_{vd}(\omega) := \frac{V_{in}}{(1 - \delta)^2} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z2}}\right)}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad \omega_n < \omega_{z2} < \omega_{z1} \quad (a27)$$

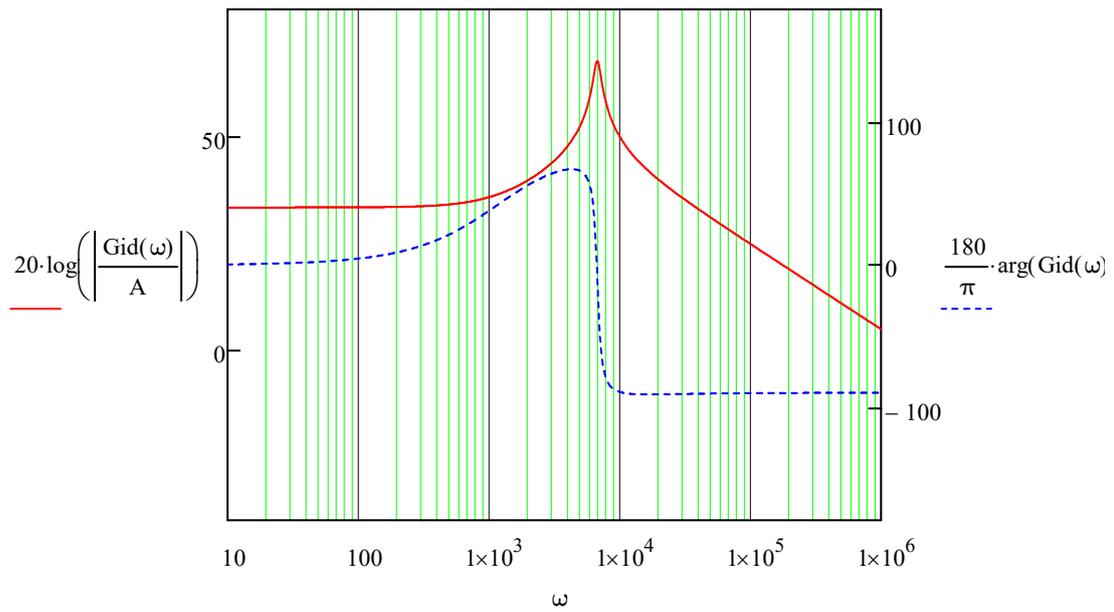


**Función de transferencia  $Gid(s)$  (ciclo de trabajo respecto a la corriente de la bobina)**

$$\omega_z := \frac{2}{R \cdot C} = 1.222 \times 10^3 \text{ Hz} \quad f_z := \frac{\omega_z}{2\pi} = 194.449 \text{ Hz} \quad (\text{a28})$$

$$\omega_n := \frac{(1 - \delta)}{\sqrt{L \cdot C}} = 6.737 \times 10^3 \text{ Hz} \quad f_n := \frac{\omega_n}{2\pi} = 1.072 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (\text{a29})$$

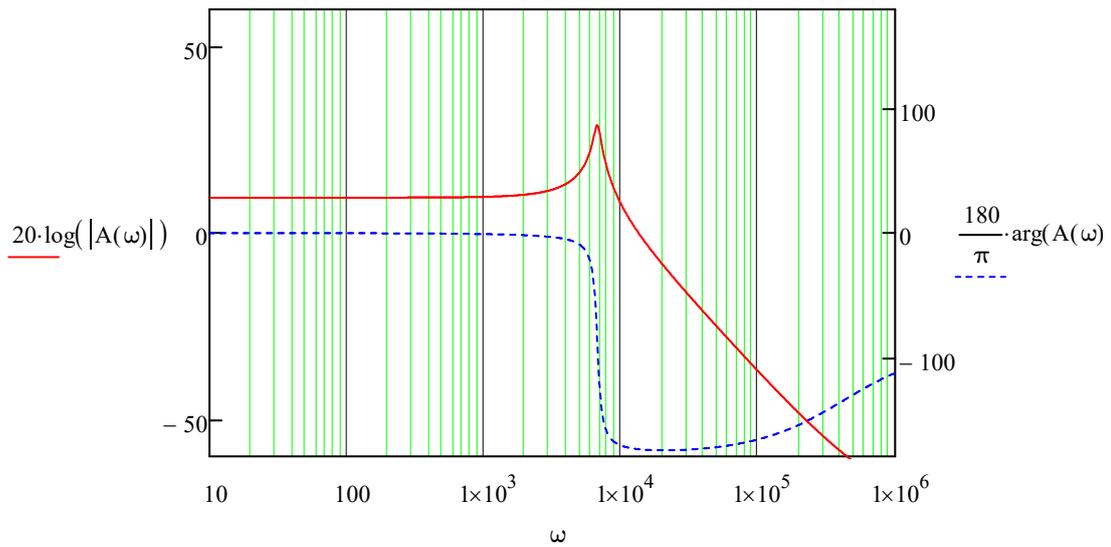
$$Gid(\omega) := 2 \cdot \frac{V_{in}}{(1 - \delta)^3 \cdot R} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_z}\right)}{1 + j \cdot \frac{\omega}{Q \cdot \omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (\text{a30})$$



### Función de transferencia de la audiosusceptibilidad $A(s)$

$$\omega_{z1} := \frac{1}{ESR_C \cdot C} = 4.167 \times 10^5 \text{ Hz} \quad (\text{a31})$$

$$A(\omega) := \frac{1}{1 - \delta} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right)}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (\text{a32})$$

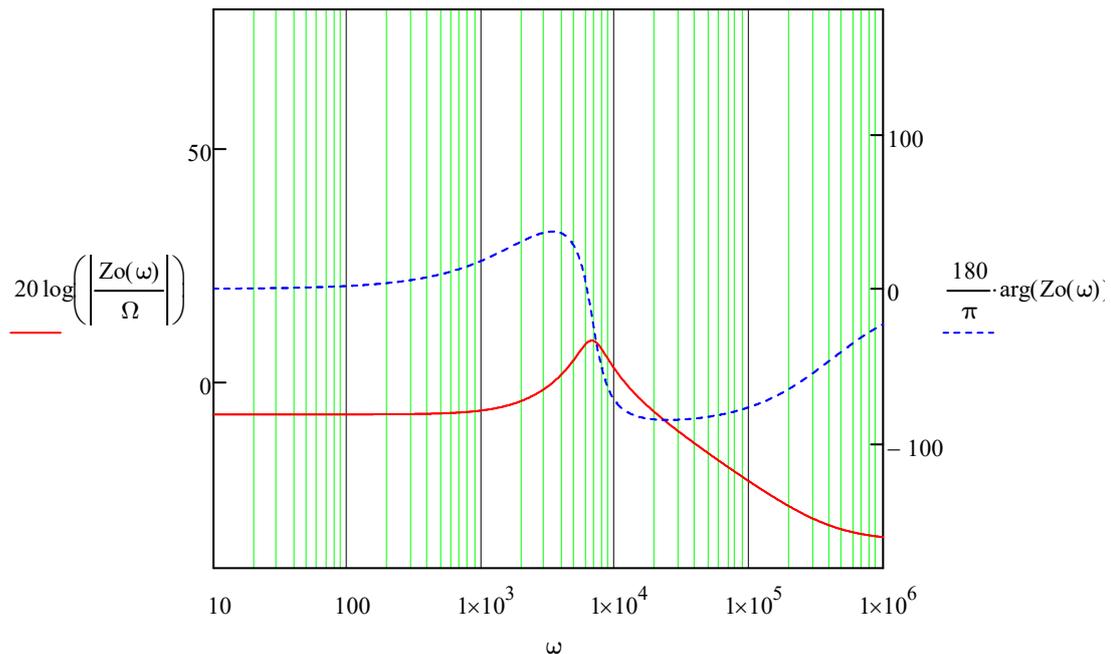


**Impedancia de salida  $Z_o(s)$  considerando  $R_l$  en serie con  $L$**

$$\omega_{z2} := \frac{R_l}{L} = 2.451 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (\text{a33})$$

$$Q := \frac{(1 - \delta) \cdot \sqrt{L \cdot C}}{\frac{L}{R} + (1 - \delta)^2 \cdot ESR_c \cdot C + R_l \cdot C} = 2.125 \quad (\text{a34})$$

$$Z_o(\omega) := \frac{R_l}{(1 - \delta)^2} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z2}}\right)}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (\text{a35})$$



## 1) Diseño de la realimentación para el control del convertidor

### 1.1 Elección de frecuencia de cruce y margen de fase

$3f_n < f_c < 0.3f_{z2}$  Criterio de selección de frecuencia de cruce

$$\omega_{z2} := \frac{[(1-\delta)^2 \cdot R]}{L} = 7.43 \times 10^4 \text{ Hz} \quad f_{z2} := \frac{\omega_{z2}}{2\pi} = 1.183 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (\text{a36})$$

$$\omega_n := \frac{(1-\delta)}{\sqrt{L \cdot C}} = 6.737 \times 10^3 \text{ Hz} \quad f_n := \frac{\omega_n}{2\pi} = 1.072 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (\text{a37})$$

$$3f_n = 3.217 \times 10^3 \text{ Hz} \quad 0.3f_{z2} = 3.548 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (\text{a38})$$

Valores seleccionados para el diseño

$$f_c := 3.5 \text{ kHz} \quad \text{MF} := 60^\circ$$

$$\omega_c := 2\pi f_c = 2.199 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (\text{a39})$$

### 1.2 AUFA, método del factor K y selección de polos y ceros.

**Modulador PWM**

$$F_m := \frac{1}{V_m} = 0.345 \frac{1}{V} \quad (a40)$$

b := 1      Ganancia en el sentido de tensión

$$|Gid(\omega_c)| = 88.636 \text{ A} \quad (a41)$$

$$\arg(Gvd(\omega_c)) = 168.602^\circ \quad (a42)$$

$$-\arg(Gid(\omega_c)) = 91.111^\circ \quad (a43)$$

Debido a que  $-(\arg(Gid(\omega_c))) = 90^\circ$ : Se diseñará un compensador de tipo 2 -> polo en el origen -cero-polo

### 1) Aumento de fase necesario en la frecuencia de cruce para cumplir el MF establecido:

$$AUFA := -90^\circ + MF - (\arg(Gid(\omega_c))) \quad (a44)$$

$$AUFA := 60.924^\circ$$

### 2) Establecer frecuencia de polo y cero

$$K := \tan\left(45^\circ + \frac{AUFA}{2}\right) = 3.856 \quad (a45)$$

$$\omega_{zc} := \frac{\omega_c}{K} = 5.703 \times 10^3 \text{ Hz} \quad f_{zc} := \frac{\omega_{zc}}{2\pi} = 907.639 \text{ Hz} \quad (a46)$$

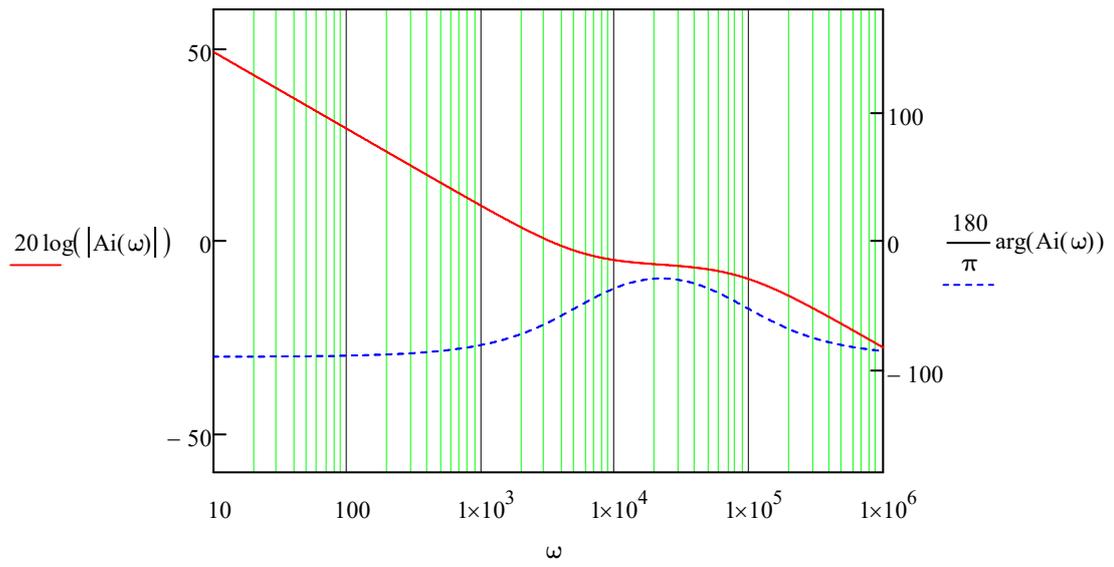
$$\omega_{pc} := K \cdot \omega_c = 8.48 \times 10^4 \text{ Hz} \quad f_{pc} := \frac{\omega_{pc}}{2\pi} = 1.35 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (a47)$$

$$|Gid(\omega_c)| = 88.636 \text{ A} \quad (a48)$$

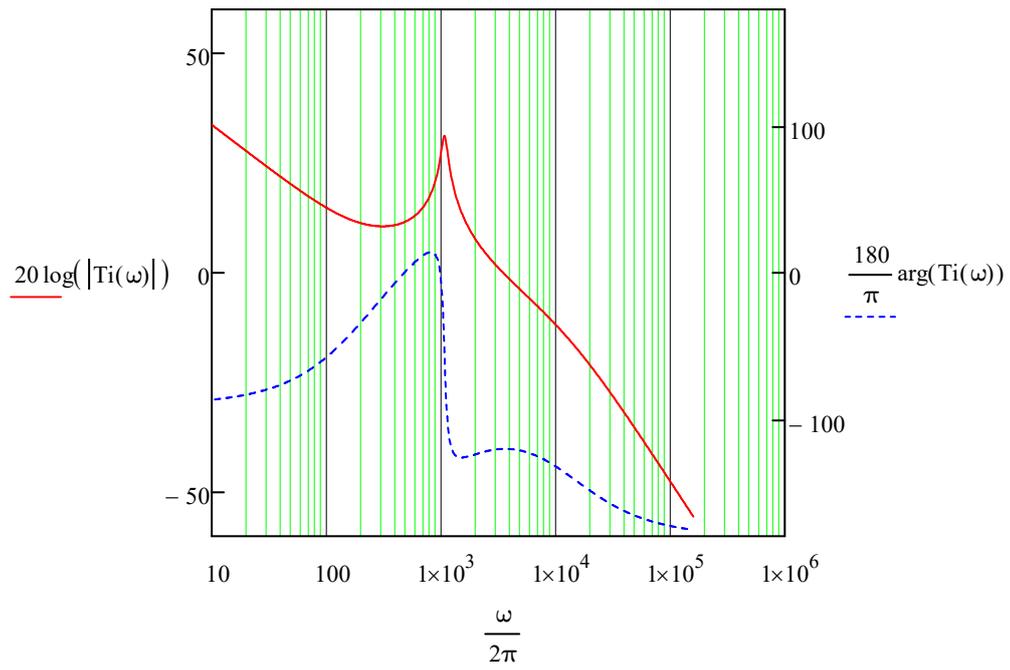
$$\omega_{p0c} := \frac{\omega_c}{b \cdot F_m \cdot R_i \cdot |Gid(\omega_c)|} \cdot \frac{1}{K} = 2.827 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (a49)$$

$$\omega_s := 2\pi \cdot f_s = 2.513 \times 10^6 \text{ Hz} \quad (a50)$$

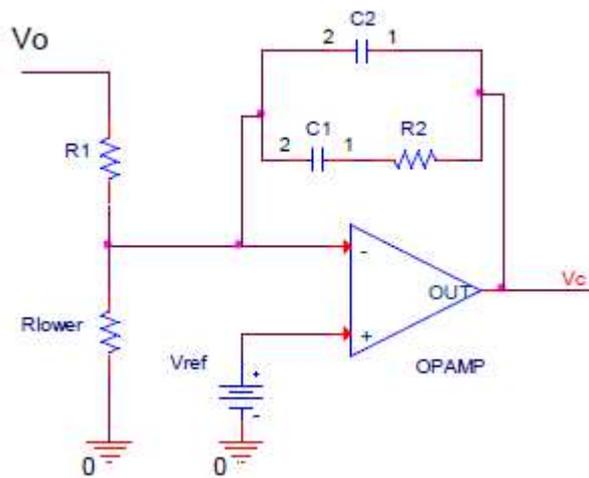
$$A_i(\omega) := \frac{\omega_{p0c}}{j \cdot \omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{zc}}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_{pc}}\right)} \quad 20 \log(|A_i(\omega_s)|) = -35.537 \quad (a51)$$



$$Ti(s) := Fm \cdot Gid(s) \cdot Ai(s) \cdot Ri \tag{a52}$$



### 3) Materialización con amplificador operacional:



$$\omega_{p0c} := \frac{1}{R1 \cdot (C1 + C2)} \quad (a53)$$

$$\omega_{zc} := \frac{1}{R2 \cdot C1} \quad R_{lower} := \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} \quad (a54)$$

$$\omega_{pc} := \frac{C1 + C2}{R2 \cdot C1 \cdot C2} \quad (a55)$$

Suposición:  $R2 := 10k\Omega$

**Valores normalizados:**

$$C1 := \frac{1}{\omega_z \cdot R2} = 8.185 \times 10^{-8} \text{ F} \quad C1n := 82\text{nF} \quad (a56)$$

$$C2 := \frac{C1}{\omega_{pc} \cdot R2 \cdot C1} = 1.179 \times 10^{-9} \text{ F} \quad C2n := 1\text{nF} \quad (a57)$$

$$R1 := \frac{1}{\omega_{p0c} \cdot (C1 + C2)} = 4.26 \times 10^3 \Omega \quad R1n := 10k\Omega \quad (a58)$$

$$R_{lower} := \frac{V_{ref}}{\frac{V_o - V_{ref}}{R1}} = 317.932 \Omega \quad R2n := 10k\Omega \quad (a59)$$

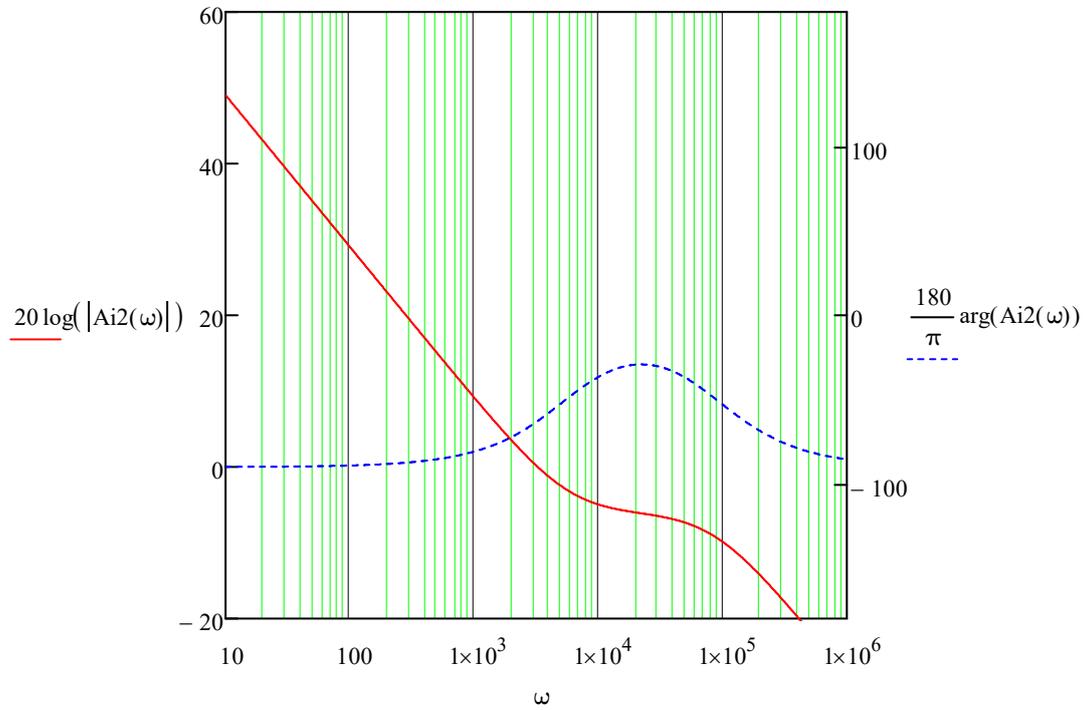
$$\omega_{p0c} := \frac{1}{R1n \cdot (C1n + C2n)} \quad \omega_{p0c} = 2.827 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (a60)$$

$$\omega_{zc} := \frac{1}{R2n \cdot C1n} \quad \omega_{zc} = 5.703 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (a61)$$

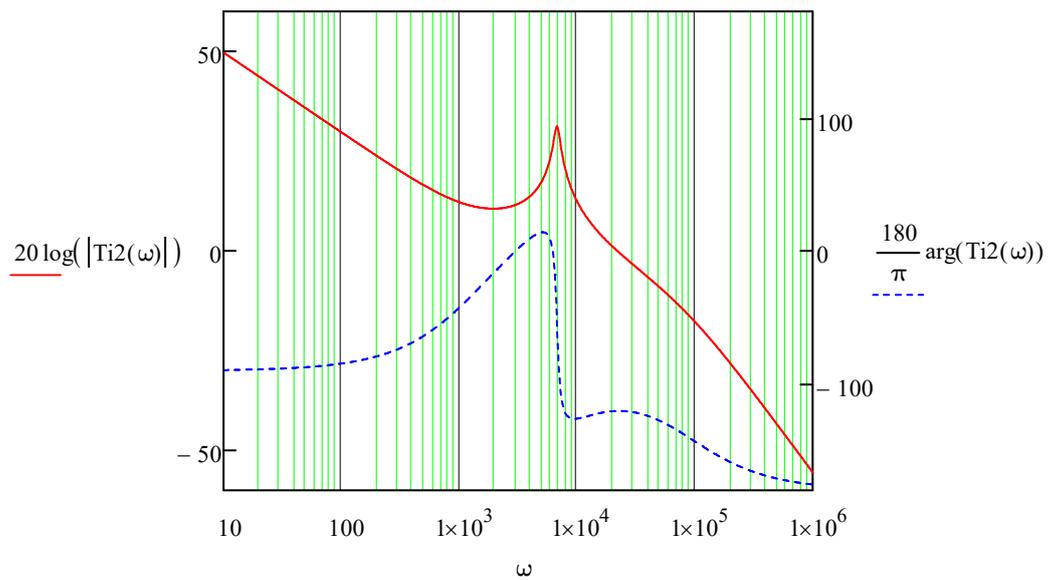
$$\omega_{pc} := \frac{C1n + C2n}{R2n \cdot C1n \cdot C2n} \quad \omega_{pc} = 8.48 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (a62)$$

$$R_{lower} := \frac{V_{ref}}{\frac{V_o - V_{ref}}{R1n}} \quad R_{lower} = 317.932 \Omega \quad (a63)$$

$$Ai2(\omega) := \frac{\omega p0c}{j \cdot \omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega zc}\right)}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega pc}\right)} \quad (a64)$$



$$Ti2(s) := Fm \cdot Gid(s) \cdot Ai2(s) \cdot Ri \quad (a65)$$



Comprobación:

Dado  $\omega_{cx} := 10000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$   $|Ti2(\omega_{cx})| = 1$   $f_c := \frac{\omega_c}{2\pi}$  (a66)

$\omega_c := \text{Find}(\omega_{cx})$   $\omega_c = 21.991 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$   $f_c = 3.5 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$  (a67)

$MF := \arg(Ti2(\omega_c)) + 180^\circ = 59.813^\circ$   $MF = 59.813^\circ$  (a68)

$\arg(Ti2(\omega_c)) = -120.187^\circ$  (a69)

## Surface Mount Type



Series : **SVPK**



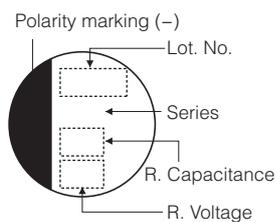
### Features

- High voltage (50 V.DC max.)
- RoHS compliance, Halogen free
- 125 °C 1000 h

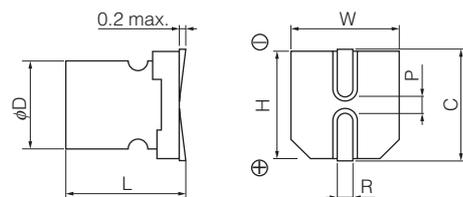
### Specifications

Size code	B6	C6	E7	E12	F12
Category temperature range	-55 °C to +125 °C				
Rated voltage range	25 V.DC to 50 V.DC				
Rated capacitance range	10 μF to 30 μF	22 μF to 82 μF	33 μF to 120 μF	68 μF to 270 μF	120 μF to 470 μF
Capacitance tolerance	±20 % (120 Hz / + 20 °C)				
Leakage current	Please see the attached characteristics list				
Dissipation factor (tan δ)	Please see the attached characteristics list				
Endurance	+125 °C, 1000 h, rated voltage applied				
	Capacitance change	Within ±20 % of the initial value			
	tan δ	≤ 200 % of the initial limit			
Damp heat (Steady State)	+60 °C, 90 % to 95 %, 1000 h, No-applied voltage				
	Capacitance change	Within ±20 % of the initial value			
	tan δ	≤ 150 % of the initial limit			
	DC leakage current				
	Within the initial limit (after voltage processing)				

### Marking



### Dimensions (not to scale)



Unit : mm

Size code	φD±0.5	L <sup>+0.1</sup> <sub>-0.4</sub>	W±0.2	H±0.2	C±0.2	R	P±0.2
B6	5.0	5.9	5.3	5.3	6.0	0.6 ~ 0.8	1.4
C6	6.3	5.9	6.6	6.6	7.3	0.6 ~ 0.8	2.1
E7	8.0	6.9	8.3	8.3	9.0	0.6 ~ 0.8	3.2
E12	8.0	11.9	8.3	8.3	9.0	0.8 ~ 1.1	3.2
F12	10.0	12.6	10.3	10.3	11.0	0.8 ~ 1.1	4.6

\* Externals of figure are the reference.

## Characteristics list

Series	Rated voltage (V.DC)	Rated capacitance (μF)	Case size (mm)		Size code	Specifications					Standard (Reel size : φ380)	
			φD	L		Ripple* <sup>1</sup> current (mAr.m.s.)	Allowable* <sup>1</sup> ripple current (mAr.m.s.)	ESR* <sup>2</sup> (mΩ max.)	tan δ* <sup>3</sup>	LC* <sup>4</sup> (μA)	Part number	Min. Packaging Qty (pcs)
SVPK	25	33	5.0	5.9	B6	820	2600	35	0.12	165	25SVPK33M	1500
		82	6.3	5.9	C6	960	3060	25	0.12	410	25SVPK82M	1000
		120	8.0	6.9	E7	1010	3200	24	0.12	600	25SVPK120M	1000
		270	8.0	11.9	E12	1470	4650	16	0.12	1350	25SVPK270M	400
		470	10.0	12.6	F12	1590	5000	14	0.12	2350	25SVPK470M	400
	35	22	5.0	5.9	B6	820	2600	35	0.12	154	35SVPK22M	1500
		47	6.3	5.9	C6	930	2950	27	0.12	329	35SVPK47M	1000
		82	8.0	6.9	E7	960	3060	25	0.12	574	35SVPK82M	1000
		180	8.0	11.9	E12	1260	4000	20	0.12	1260	35SVPK180M	400
		330	10.0	12.6	F12	1390	4400	18	0.12	2310	35SVPK330M	400
	50	10	5.0	5.9	B6	550	1750	80	0.12	100	50SVPK10M	1500
		22	6.3	5.9	C6	820	2600	35	0.12	220	50SVPK22M	1000
		33	8.0	6.9	E7	850	2700	35	0.12	330	50SVPK33M	1000
		68	8.0	11.9	E12	1200	3800	25	0.12	680	50SVPK68M	400
		120	10.0	12.6	F12	1350	4300	20	0.12	1200	50SVPK120M	400

\*1 Ripple current (100 kHz/ +105 °C < Tx ≤ +125 °C) /Allowable ripple current (100 kHz/ Tx ≤ +105 °C), \*2 ESR (100 kHz to 300 kHz/+20 °C)

\*3 tan δ (120 Hz/+20 °C) \*4 After 2 minutes

◆ Please refer to each page in this catalog for "Reflow conditions" and "Taping specifications".

## Frequency correction factor for ripple current

Frequency	120 Hz ≤ f < 1 kHz	1 kHz ≤ f < 10 kHz	10 kHz ≤ f < 100 kHz	100 kHz ≤ f < 500 kHz
Coefficient	0.05	0.3	0.7	1

## Turbo 2 ultrafast high voltage rectifier

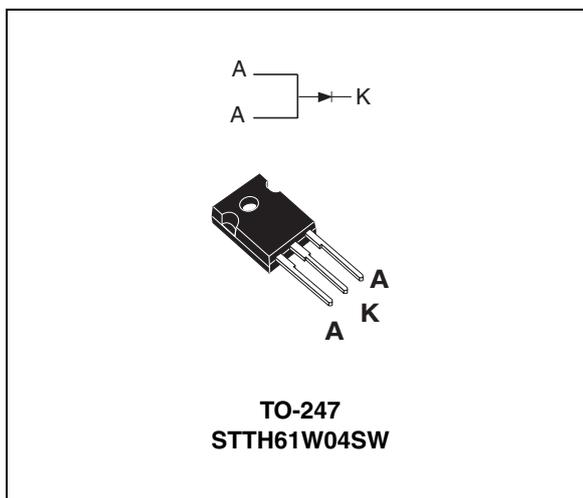
Datasheet – production data

### Features

- Ultrafast switching
- Low reverse recovery current
- Low thermal resistance
- Reduces switching losses
- ECOPACK<sup>®</sup>2 compliant component
- Ribbon bonding for more robustness

### Description

The STTH61W04SW, uses ST Turbo 2, 400 V technology. It is especially suited to be used for DC/DC and DC/AC converters in secondary stage of MIG/MMA/TIG welding machine. Housed in ST's TO-247, this device offers high power integration for all welding machines.



**Table 1. Device summary**

Symbol	Value
$I_{F(AV)}$	60 A
$V_{RRM}$	400 V
$t_{rr}$ (typ)	40 ns
$T_j(\text{max})$	175 °C
$V_F$ (typ)	0.93 V

# 1 Characteristics

**Table 2. Absolute ratings (limiting values, at 25 °C, unless otherwise specified)**

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$V_{RRM}$	Repetitive peak reverse voltage	400	V	
$I_{F(RMS)}$	Forward rms current	90	A	
$I_{F(AV)}$	Average forward current, $\delta = 0.5$	$T_c = 110^\circ\text{C}$ Per diode	60	A
$I_{FSM}$	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10$ ms sinusoidal	500	A
$T_{stg}$	Storage temperature range	-65 to + 175	°C	
$T_j$	Maximum operating junction temperature	+ 175	°C	

**Table 3. Thermal resistance**

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$R_{th(j-c)}$	Junction to case	Total	0.7	°C / W

**Table 4. Static electrical characteristics**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_R^{(1)}$	Reverse leakage current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$			20	$\mu\text{A}$
$V_F^{(2)}$	Forward voltage drop	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$ $I_F = 60$ A			1.35	
				0.93	1.15	

1. Pulse test:  $t_p = 5$  ms,  $\delta < 2\%$

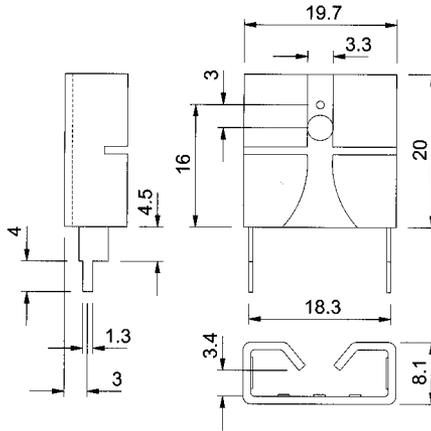
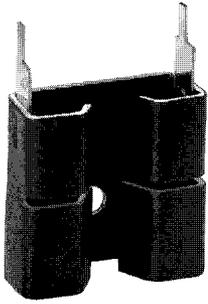
2. Pulse test:  $t_p = 380$   $\mu\text{s}$ ,  $\delta < 2\%$

To evaluate the conduction losses use the following equation:

$$P = 0.85 \times I_{F(AV)} + 0.005 I_{F(RMS)}^2$$

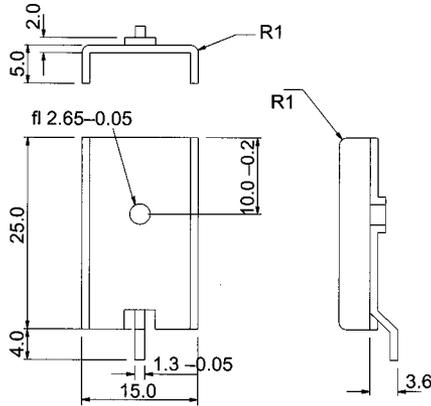
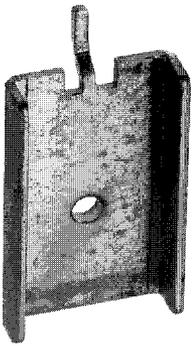
**Table 5. Dynamic electrical characteristics**

Symb ol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{RM}$	Reverse recovery current	$T_j = 125^\circ\text{C}$ $I_F = 60$ A, $V_R = 320$ V $di_F/dt = -200$ A/ $\mu\text{s}$		19	26	A
$Q_{RR}$	Reverse recovery charge			1400		nC
$S_{factor}$	Softness factor			0.3		
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 1$ A, $V_R = 30$ V $di_F/dt = -100$ A/ $\mu\text{s}$		40	55	ns
$t_{fr}$	Forward recovery time	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 60$ A,			250	ns
$V_{FP}$	Forward recovery voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{FR} = 1.2$ V $di_F/dt = 400$ A/ $\mu\text{s}$		2	3	V



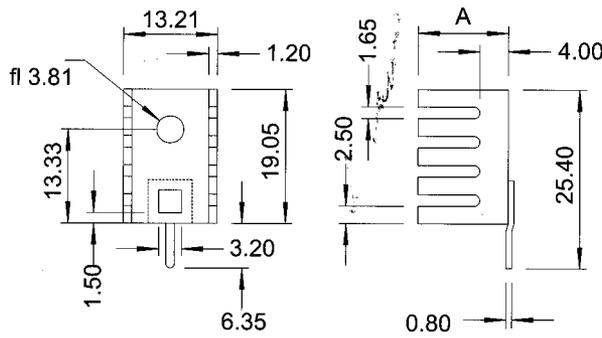
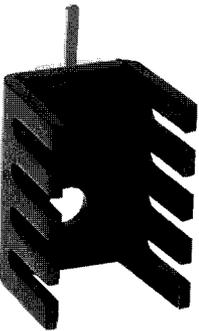
**WA 603**

#	A mm	■	Rth °C/W
WA 603	-	TO220	29



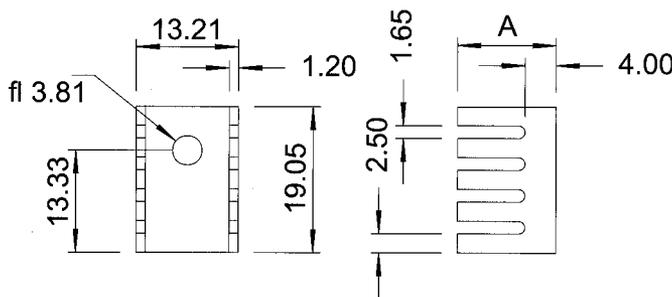
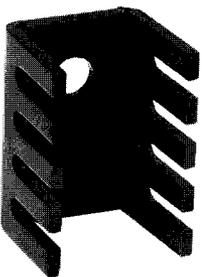
**WA 617**

#	A mm	■	Rth °C/W
WA 617	-	TO220	30



**WA 627**

#	A mm	■	Rth °C/W
WA 627-001	6.35	TO220	35
WA 627-002	9.53		30
WA 627-003	12.7		27



**WA 628**

#	A mm	■	Rth °C/W
WA 628-001	6.35	TO220	35
WA 628-002	9.53		30
WA 628-003	12.7		27

#	A mm	■	Rth °C/W	
<b>Français</b> Référence	Dimensions variables	Pour boîtiers	Clip (montage universel)	Résistance thermique
<b>English</b> Part code	Variable dimensions	For case style	Clip (universal mounting)	Thermal resistance
<b>Deutsch</b> Artikelbezeichnung	Variable Masse	Passend für Gehäuse	Clip (Universalmontage)	Thermischer Widerstand

## IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF

### HIGH AND LOW SIDE DRIVER

#### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
 Fully operational to +500V or +600V  
 Tolerant to negative transient voltage  
 dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible  
 Separate logic supply range from 3.3V to 20V  
 Logic and power ground  $\pm 5V$  offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

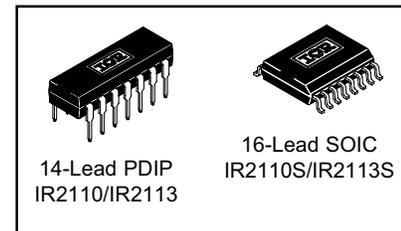
#### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

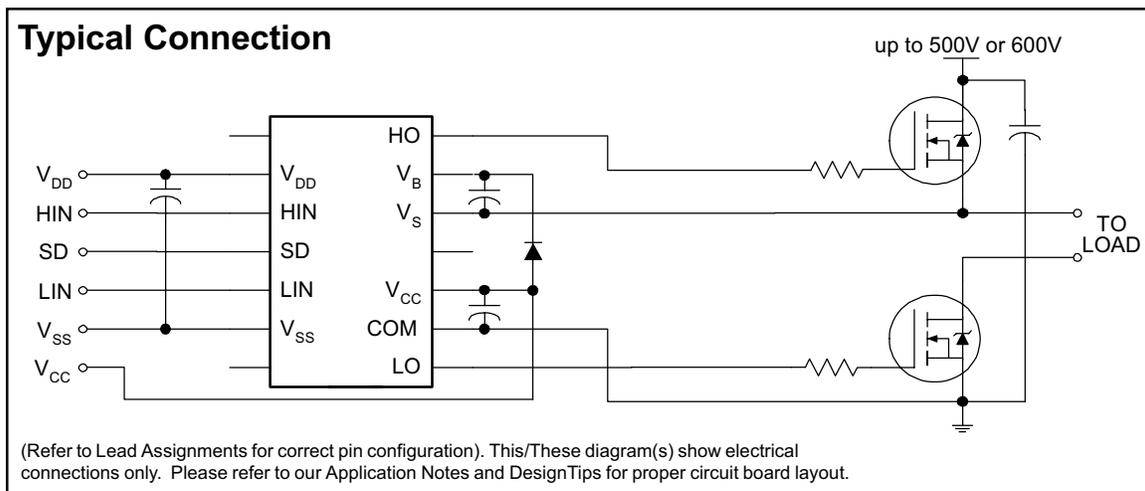
#### Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

#### Packages



#### Typical Connection



## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25		
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>BS</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

## Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
$t_{sd}$	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
$t_r$	Turn-on rise time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	— —	— —	— —		10 20

## Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

- Up to 96% efficiency – No heat-sink required
- Pin compatible with LMxx linear regulators
- SIP-package fits existing TO-220 footprint
- Built in filter capacitors
- Operation temp. range  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$
- Short circuit protection
- Wide input operating range
- Excellent line / load regulation
- Low standby current
- 3-year product warranty



The TSR 1 series step-down switching regulators are drop-in replacement for inefficient 78xx linear regulators. A high efficiency up to 96% allows full load operation up to  $+60^{\circ}\text{C}$  ambient temperature without the need of any heat-sink or forced cooling. The TSR 1 switching regulators provide other significant features over linear regulators, i.e. better output accuracy ( $\pm 2\%$ ), lower standby current of 2 mA and no requirement of external capacitors. The high efficiency and low standby power consumption makes these regulators an ideal solution for many battery powered applications.

### Models

Order Code	Output Current max.	Input Voltage Range	Output Voltage nom.	Efficiency typ.
TSR 1-2412	1'000 mA	4.6 - 36 VDC (9 VDC nom.)	1.2 VDC	74 % (at Vin min.)
TSR 1-2415			1.5 VDC	78 % (at Vin min.)
TSR 1-2418			1.8 VDC	82 % (at Vin min.)
TSR 1-2425			2.5 VDC	87 % (at Vin min.)
TSR 1-2433			3.3 VDC	91 % (at Vin min.)
TSR 1-2450		6.5 - 36 VDC (12 VDC nom.)	5 VDC	94 % (at Vin min.)
TSR 1-2465		9 - 36 VDC (12 VDC nom.)	6.5 VDC	93 % (at Vin min.)
TSR 1-2490		12 - 36 VDC (24 VDC nom.)	9 VDC	95 % (at Vin min.)
TSR 1-24120		15 - 36 VDC (24 VDC nom.)	12 VDC	95 % (at Vin min.)
TSR 1-24150		18 - 36 VDC (24 VDC nom.)	15 VDC	96 % (at Vin min.)

Note - For input voltage higher than 32 VDC an external input capacitor (22  $\mu\text{F}$ ) is required.

### Input Specifications

Input Current	- At no load	9 Vin models: <b>1 mA typ.</b> 12 Vin models: <b>1 mA typ.</b> 24 Vin models: <b>1 mA typ.</b>
	- At full load	9 Vin models: <b>1'000 mA max.</b> 12 Vin models: <b>1'000 mA max.</b> 24 Vin models: <b>1'000 mA max.</b> (at Vin min.)
Reflected Ripple Current		9 Vin models: <b>150 mAp-p typ.</b> 12 Vin models: <b>150 mAp-p typ.</b> 24 Vin models: <b>150 mAp-p typ.</b>
Recommended Input Fuse	- 9 Vin input	1.2 Vout models: <b>630 mA</b> (slow blow) 1.5 Vout models: <b>800 mA</b> (slow blow) 1.8 Vout models: <b>800 mA</b> (slow blow) 2.5 Vout models: <b>1'250 mA</b> (slow blow) 3.3 Vout models: <b>1'250 mA</b> (slow blow)
	- 12 Vin input	5 Vout models: <b>1'600 mA</b> (slow blow) 6.5 Vout models: <b>1'250 mA</b> (slow blow)
	- 24 Vin input	9 Vout models: <b>1'250 mA</b> (slow blow) 12 Vout models: <b>1'600 mA</b> (slow blow) 15 Vout models: <b>1'600 mA</b> (slow blow)
Input Filter		Internal Capacitor

### Output Specifications

Voltage Set Accuracy		<b>±2% max.</b>
Regulation	- Input Variation (Vmin - Vmax)	<b>0.2% max.</b>
	- Load Variation (10 - 100%)	<b>0.6% max.</b> (1.2 & 1.5 Vout models)
		<b>0.4% max.</b> (other models)
Ripple and Noise (20 MHz Bandwidth)		1.2 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		1.5 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		1.8 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		2.5 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		3.3 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		5 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		6.5 Vout models: <b>50 mVp-p typ.</b>
		9 Vout models: <b>75 mVp-p typ.</b>
	12 Vout models: <b>75 mVp-p typ.</b>	
	15 Vout models: <b>75 mVp-p typ.</b>	
Capacitive Load		<b>470 µF max.</b>
Minimum Load		Not required
Temperature Coefficient		<b>±0.015 %/K max.</b>
Start-up Overshoot Voltage		<b>1% max.</b>
Short Circuit Protection		Continuous, Automatic recovery
Output Current Limitation		<b>250% typ. of Iout max.</b>
Transient Response	- Peak Variation	<b>150 mV typ. / 200 mV max.</b> (50% Load Step)
	- Response Time	<b>250 µs typ. / 350 µs max.</b> (50% Load Step)

### EMC Specifications

EMI Emissions	- Conducted Emissions	<b>EN 55032 class A</b> (with external filter)
	- Radiated Emissions	<b>EN 55032 class A</b> (with external filter)
	External filter proposal:	<a href="http://www.tracopower.com/overview/tsr1">www.tracopower.com/overview/tsr1</a>

### General Specifications

Relative Humidity	<b>95% max.</b> (non condensing)
-------------------	----------------------------------

All specifications valid at nominal voltage, full load and +25°C after warm-up time unless otherwise stated.

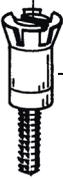
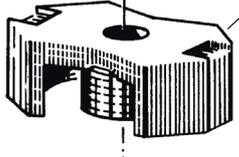
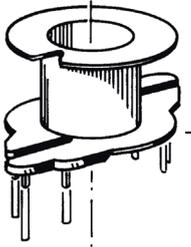
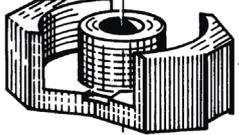
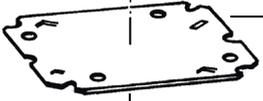
## Ferrites and accessories

RM 6, RM 6 LP  
Core and accessories

**Series/Type:** B65807, B65808, B65821, B65659

**Date:** March 2023

**RM 6**
**Core and accessories**

Individual parts	Part no.	Page
 Adjusting screw	B65659	10
 Core	B65807	3
 Clamps	B65808	8
 Coil former	B65808	5, 6, 7
 Core	B65807	3
 Threaded sleeve (glued-in)		
 Insulating washer	B65808	8

FRM0048-K

Example of an assembly set

**Also available:**

Coil former for SMPS transf.	B65808	6
Coil former for power applications	B65808	7
SMD coil former	B65821	9
Clamp	B65808	9
<u>RM 6 low profile:</u>		
Core	B65807P	11

<b>RM 6</b>
<b>Core</b>
<b>B65807</b>

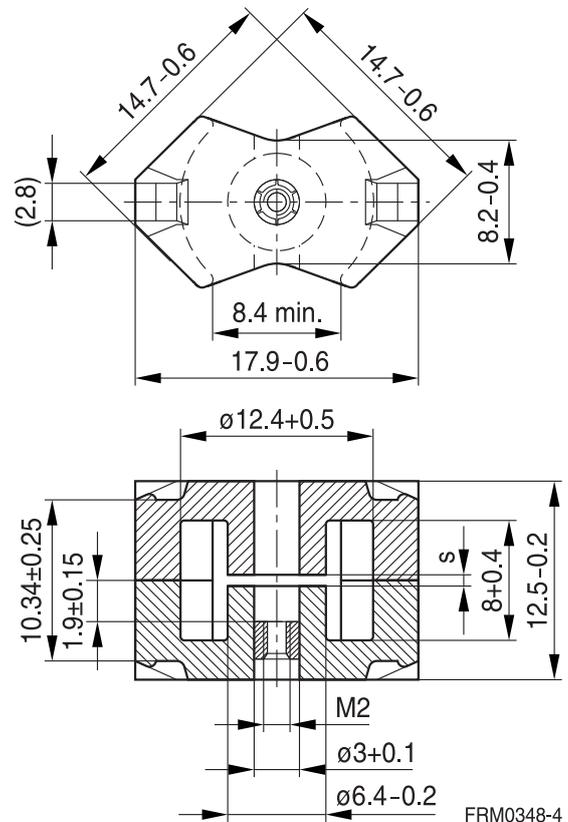
- To IEC 63093-4
- Core without center hole for transformer applications
- Delivery mode: sets

**Magnetic characteristics (per set)**

	with center hole	without center hole	
$\Sigma I/A$	0.86	0.78	mm <sup>-1</sup>
$I_e$	26.9	28.6	mm
$A_e$	31.3	36.6	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	—	31	mm <sup>2</sup>
$V_e$	840	1050	mm <sup>3</sup>

**Approx. weight (per set)**

m	4.9	5.1	g



**Gapped ( $A_L$  values/air gaps examples)**

Material	$A_L$ value	s	$\mu_e$	Ordering code <sup>1)</sup> -J without center hole -N with threaded sleeve -C with center hole
	nH	approx. mm		
K1	40 ±3%	0.80	27.4	B65807+0040A001
M33	63 ±3%	0.60	43.2	B65807+0063A033
	100 ±3%	0.38	68.5	B65807+0100A033
N48	160 ±3%	0.22	109	B65807+0160A048
	250 ±3%	0.12	171	B65807+0250A048
	315 ±3%	0.08	215	B65807+0315A048
	400 ±3%	0.05	274	B65807+0400A048
N41	250 ±3%	0.17	155	B65807J0250A041

1) Replace the + by the code letter "J", "N" or "C" for the required version. Standard version is "C".

**RM 6**
**Core**
**B65807**
**Ungapped**

Material	A <sub>L</sub> value nH	μ <sub>e</sub>	P <sub>V</sub> W/set	Ordering code -C with center hole -J without center hole
PC200	1100 +30/-20%	680	< 0.30 ( 50 mT, 1000 kHz, 100 °C) < 0.40 ( 30 mT, 2000 kHz, 100 °C)	B65807J0000R608
N48	2200 +30/-20%	1500		B65807C0000R048
N45	3500 +30/-20%	2180		B65807J0000R045
N30	4300 +30/-20%	2670		B65807J0000R030
T35	6200 +30/-20%	3860		B65807J0000R035
T38	8600 +40/-30%	5350		B65807J0000Y038
N49	1700 +30/-20%	1060	< 0.15 ( 50 mT, 500 kHz, 100 °C)	B65807J0000R049
N87	2400 +30/-20%	1490	< 0.51 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B65807J0000R087
N97	2400 +30/-20%	1490	< 0.39 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B65807J0000R097
N95	2800 +30/-20%	1740	< 0.45 (200 mT, 100 kHz, 100 °C) < 0.50 (200 mT, 100 kHz, 25 °C)	B65807J0000R095
N41	3100 +30/-20%	1930	< 0.16 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B65807J0000R041

Other A<sub>L</sub> values/air gaps and materials available on request – see Processing remarks on page 12.

# ON Semiconductor

## Is Now

The logo for onsemi, featuring the word "onsemi" in a dark teal, lowercase, sans-serif font. The letter "i" is stylized with a white dot and a teal vertical bar. A small orange triangle is positioned above the top right of the "i". A trademark symbol (TM) is located to the right of the logo.

To learn more about onsemi™, please visit our website at  
[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

---

**onsemi** and **onsemi** and other names, marks, and brands are registered and/or common law trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba "**onsemi**" or its affiliates and/or subsidiaries in the United States and/or other countries. **onsemi** owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of **onsemi** product/patent coverage may be accessed at [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf). **onsemi** reserves the right to make changes at any time to any products or information herein, without notice. The information herein is provided "as-is" and **onsemi** makes no warranty, representation or guarantee regarding the accuracy of the information, product features, availability, functionality, or suitability of its products for any particular purpose, nor does **onsemi** assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using **onsemi** products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by **onsemi**. "Typical" parameters which may be provided in **onsemi** data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. **onsemi** does not convey any license under any of its intellectual property rights nor the rights of others. **onsemi** products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use **onsemi** products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold **onsemi** and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that **onsemi** was negligent regarding the design or manufacture of the part. **onsemi** is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner. Other names and brands may be claimed as the property of others.



# FDP8D5N10C / FDPF8D5N10C

## N-Channel Shielded Gate PowerTrench® MOSFET

100 V, 76 A, 8.5 mΩ

### Features

- Max  $r_{DS(on)}$  = 8.5 mΩ at  $V_{GS} = 10$  V,  $I_D = 76$  A
- Extremely Low Reverse Recovery Charge,  $Q_{rr}$
- 100% UIL Tested
- RoHS Compliant

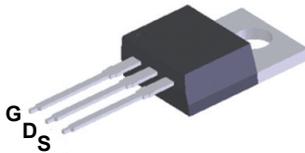


### General Description

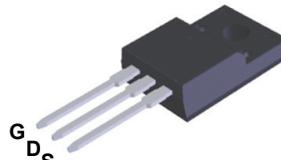
This N-Channel MV MOSFET is produced using ON Semiconductor's advanced PowerTrench® process that incorporates Shielded Gate technology. This process has been optimized to minimize on-state resistance and yet maintain superior switching performance with best in class soft body diode.

### Applications

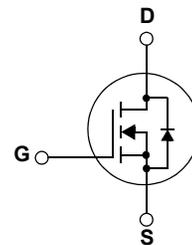
- Synchronous Rectification for ATX / Server / Telecom PSU
- Motor drives and Uninterruptible Power Supplies
- Micro Solar Inverter



TO-220



TO-220F



### MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Ratings		Units
		FDP8D5N10C	FDPF8D5N10C	
$V_{DS}$	Drain to Source Voltage	100	100	V
$V_{GS}$	Gate to Source Voltage	$\pm 20$	$\pm 20$	V
$I_D$	Drain Current -Continuous $T_C = 25^\circ\text{C}$ (Note 3)	76	76*	A
	-Continuous $T_C = 100^\circ\text{C}$ (Note 3)	54	54*	
	-Pulsed (Note 1)	304	304*	
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (Note 2)	181		mJ
$P_D$	Power Dissipation $T_C = 25^\circ\text{C}$	107	35	W
	Power Dissipation $T_A = 25^\circ\text{C}$	2.4	2.4	
$T_J, T_{STG}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +175	-55 to +175	$^\circ\text{C}$

\* Drain current limited by maximum junction temperature.

### Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FDP8D5N10C	FDPF8D5N10C	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	1.4	4.2	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	62.5	62.5	

### Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDP8D5N10C	FDP8D5N10C	TO-220	-	-	50 units
FDPF8D5N10C	FDPF8D5N10C	TO-220F	-	-	50 units

## Electrical Characteristics $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
--------	-----------	-----------------	------	------	------	-------

### Off Characteristics

$BV_{DSS}$	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\ \mu\text{A}, V_{GS} = 0\ \text{V}$	100			V
$\frac{\Delta BV_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\ \mu\text{A}$ , referenced to $25\text{ }^\circ\text{C}$		57		mV/ $^\circ\text{C}$
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 80\ \text{V}, V_{GS} = 0\ \text{V}$ $V_{DS} = 80\ \text{V}, T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$			1 500	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\ \text{V}, V_{DS} = 0\ \text{V}$			$\pm 100$	nA

### On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 130\ \mu\text{A}$	2.0	3.0	4.0	V
$r_{DS(on)}$	Static Drain to Source On Resistance	$V_{GS} = 10\ \text{V}, I_D = 76\ \text{A}$		7.4	8.5	m $\Omega$
$g_{FS}$	Forward Transconductance	$V_{DS} = 5\ \text{V}, I_D = 76\ \text{A}$		68		S

### Dynamic Characteristics

$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 50\ \text{V}, V_{GS} = 0\ \text{V},$ $f = 1\ \text{MHz}$		1765	2475	pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			1010	1415	pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance			16	25	pF
$R_g$	Gate Resistance		0.1	0.8	1.6	$\Omega$

### Switching Characteristics

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 50\ \text{V}, I_D = 76\ \text{A},$ $V_{GS} = 10\ \text{V}, R_{GEN} = 6\ \Omega$		12	22	ns
$t_r$	Rise Time			11	20	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time			18	28	ns
$t_f$	Fall Time			4	10	ns
$Q_g$	Total Gate Charge	$V_{GS} = 0\ \text{V}$ to $10\ \text{V}$	$V_{DD} = 50\ \text{V},$ $I_D = 76\ \text{A}$	25	34	nC
$Q_{gs}$	Gate to Source Gate Charge			9		nC
$Q_{gd}$	Gate to Drain "Miller" Charge			5		nC
$Q_{oss}$	Output Charge	$V_{DD} = 50\ \text{V}, V_{GS} = 0\ \text{V}$		68		nC

### Drain-Source Diode Characteristic

$I_S$	Maximum Continuous Drain to Source Diode Forward Current		-	-	76	A
$I_{SM}$	Maximum Pulsed Drain to Source Diode Forward Current		-	-	304	A
$V_{SD}$	Source to Drain Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\ \text{V}, I_S = 76\ \text{A}$		1.0	1.3	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DD} = 50\ \text{V}, I_F = 76\ \text{A},$ $di_F/dt = 100\ \text{A}/\mu\text{s}$		58	92	ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			53	85	nC
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DD} = 50\ \text{V}, I_F = 76\ \text{A},$ $di_F/dt = 300\ \text{A}/\mu\text{s}$		51	81	ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			141	226	nC

#### Notes:

- Pulsed  $I_D$  please refer to Figure 11 & Figure 12 "Forward Bias Safe Operating Area" for more details.
- $E_{AS}$  of 181 mJ is based on starting  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $L = 3\ \text{mH}$ ,  $I_{AS} = 11\ \text{A}$ ,  $V_{DD} = 100\ \text{V}$ ,  $V_{GS} = 10\ \text{V}$ . 100% test at  $L = 0.3\ \text{mH}$ ,  $I_{AS} = 25\ \text{A}$ .
- Computed continuous current limited to Max Junction Temperature only, actual continuous current will be limited by thermal & electro-mechanical application board design.

# High Speed PWM Controller

## FEATURES

- Compatible with Voltage or Current Mode Topologies
- Practical Operation Switching Frequencies to 1MHz
- 50ns Propagation Delay to Output
- High Current Dual Totem Pole Outputs (1.5A Peak)
- Wide Bandwidth Error Amplifier
- Fully Latched Logic with Double Pulse Suppression
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Soft Start / Max. Duty Cycle Control
- Under-Voltage Lockout with Hysteresis
- Low Start Up Current (1.1mA)

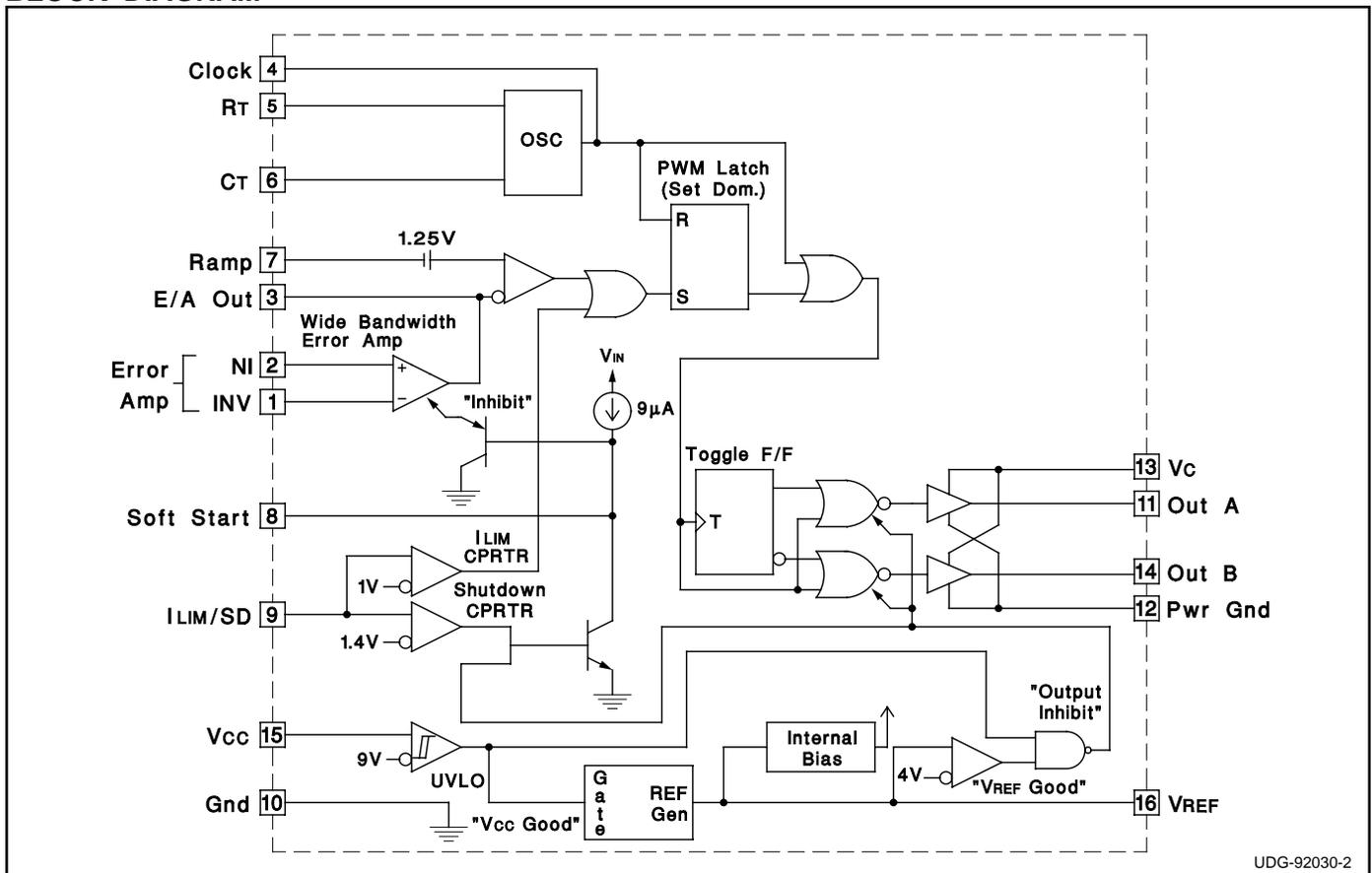
## DESCRIPTION

The UC1825 family of PWM control ICs is optimized for high frequency switched mode power supply applications. Particular care was given to minimizing propagation delays through the comparators and logic circuitry while maximizing bandwidth and slew rate of the error amplifier. This controller is designed for use in either current-mode or voltage mode systems with the capability for input voltage feed-forward.

Protection circuitry includes a current limit comparator with a 1V threshold, a TTL compatible shutdown port, and a soft start pin which will double as a maximum duty cycle clamp. The logic is fully latched to provide jitter free operation and prohibit multiple pulses at an output. An under-voltage lockout section with 800mV of hysteresis assures low start up current. During under-voltage lockout, the outputs are high impedance.

These devices feature totem pole outputs designed to source and sink high peak currents from capacitive loads, such as the gate of a power MOSFET. The on state is designed as a high level.

## BLOCK DIAGRAM



UDG-92030-2

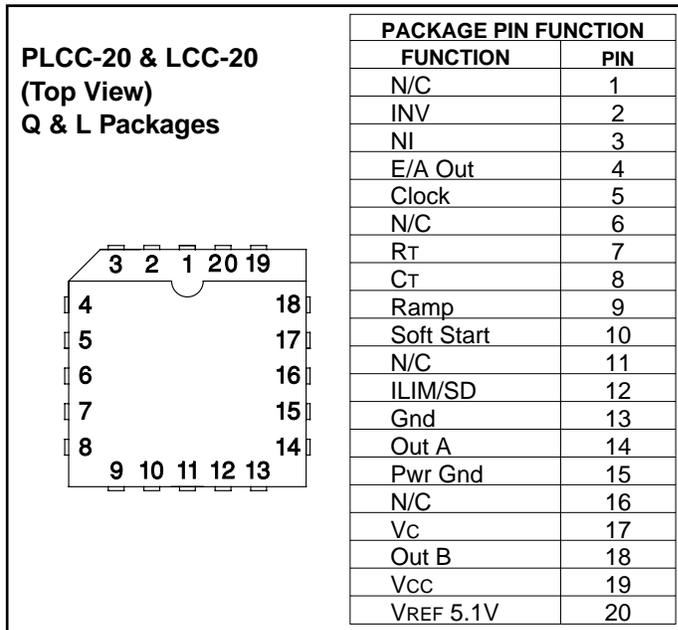
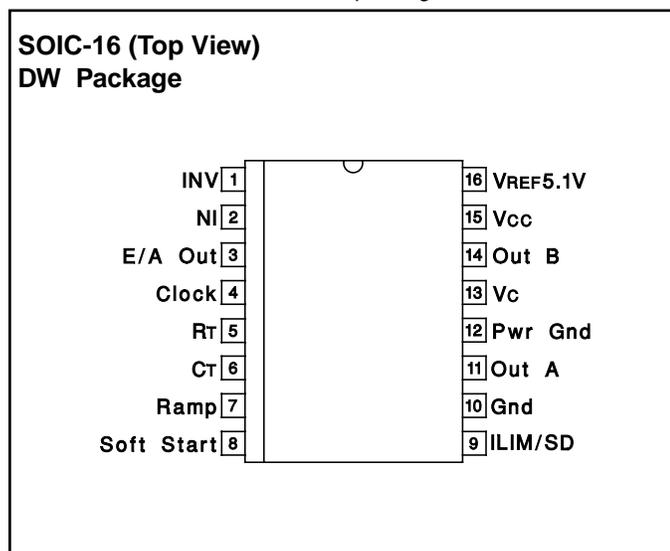
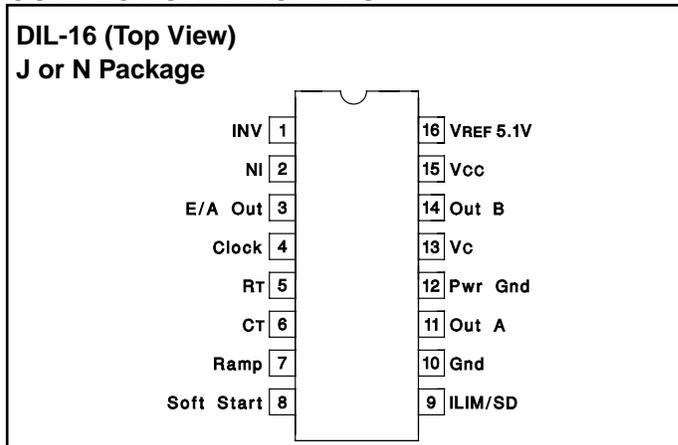
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Pins 13, 15)	30V
Output Current, Source or Sink (Pins 11, 14)	
DC	0.5A
Pulse (0.5 s)	2.0A
Analog Inputs	
(Pins 1, 2, 7)	-0.3V to 7V
(Pin 8, 9)	-0.3V to 6V
Clock Output Current (Pin 4)	-5mA
Error Amplifier Output Current (Pin 3)	5mA
Soft Start Sink Current (Pin 8)	20mA
Oscillator Charging Current (Pin 5)	-5mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Note 1: All voltages are with respect to GND (Pin 10); all currents are positive into, negative out of part; pin numbers refer to DIL-16 package.

Note 3: Consult Unitrode Integrated Circuit Databook for thermal limitations and considerations of package.

### CONNECTION DIAGRAMS



### THERMAL RATINGS TABLE

Package	$\Theta_{JA}$	$\Theta_{JC}$
DIL-16J	80-120	28 <sup>(2)</sup>
DIL-16N	90 <sup>(1)</sup>	45
PLCC-20	43-75(1)	34
LCC-20	70-80	20 <sup>(2)</sup>
SOIC-16	50-120 <sup>(1)</sup>	35

(1) Specified  $\Theta_{JA}$  (junction to ambient) is for devices mounted to 5in<sup>2</sup> FR4 PC board with one ounce copper where noted. When resistance range is given, lower values are for 5in<sup>2</sup> aluminum PC board. Test PWB was 0.062in thick and typically used 0.635mm trace widths for power packages and 1.3mm trace widths for non-power packages with 100 x 100 mil probe land area at the end of each trace.

(2)  $\Theta_{JC}$  data values stated were derived from MIL-STD-1835B. MIL-STD-1835B states that the baseline values shown are worst case (mean +2s) for a 60 x 60mil microcircuit device silicon die and applicable for devices with die sizes up to 14400 square mils. For device die sizes greater than 14400 square mils use the following values; dual-in-line, 11°C/W; flat pack 10°C/W; pin grid array, 10°C/W.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:** Unless otherwise stated, these specifications apply for ,  $R_T = 3.65k$ ,  $C_T = 1nF$ ,  $V_{CC} = 15V$ ,  $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$  for the UC1825,  $-40^{\circ}C < T_A < 85^{\circ}C$  for the UC2825, and  $0^{\circ}C < T_A < 70^{\circ}C$  for the UC3825,  $T_A = T_O$ .

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TOP	MAX	MIN	TOP	MAX	
<b>Reference Section</b>								
Output Voltage	$T_O = 25^{\circ}C$ , $I_O = 1mA$	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	$10V < V_{CC} < 30V$		2	20		2	20	mV
Load Regulation	$1mA < I_O < 10mA$		5	20		5	20	mV
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/ $^{\circ}C$
Total Output Variation*	Line, Load, Temperature	5.00		5.20	4.95		5.25	V
Output Noise Voltage*	$10Hz < f < 10kHz$		50			50		$\mu V$
Long Term Stability*	$T_J = 125^{\circ}C$ , 1000hrs.		5	25		5	25	mV
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0V$	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
<b>Oscillator Section</b>								
Initial Accuracy*	$T_J = 2^{\circ}C$	360	400	440	360	400	440	kHz
Voltage Stability*	$10V < V_{CC} < 30V$		0.2	2		0.2	2	%
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		5			5		%
Total Variation*	Line, Temperature	340		460	340		460	kHz
<b>Oscillator Section (cont.)</b>								
Clock Out High		3.9	4.5		3.9	4.5		V
Clock Out Low			2.3	2.9		2.3	2.9	V
Ramp Peak*		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	V
Ramp Valley*		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	V
Ramp Valley to Peak*		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	V
<b>Error Amplifier Section</b>								
Input Offset Voltage				10			15	mV
Input Bias Current			0.6	3		0.6	3	$\mu A$
Input Offset Current			0.1	1		0.1	1	$\mu A$
Open Loop Gain	$1V < V_O < 4V$	60	95		60	95		dB
CMRR	$1.5V < V_{CM} < 5.5V$	75	95		75	95		dB
PSRR	$10V < V_{CC} < 30V$	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{PIN3} = 1V$	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{PIN3} = 4V$	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{PIN3} = -0.5mA$	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{PIN3} = 1mA$	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth*		3	5.5		3	5.5		MHz
Slew Rate*		6	12		6	12		V/ $\mu s$

## Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.4 kV<sub>RMS</sub> Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

### FEATURES AND BENEFITS

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μs output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at T<sub>A</sub> = 25°C
- Small footprint, low-profile SOIC-8 package
- 1.2 mΩ internal conductor resistance
- 2.4 kV<sub>RMS</sub> minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



### PACKAGE: 8-Lead SOIC (suffix LC)



Not to scale

### DESCRIPTION

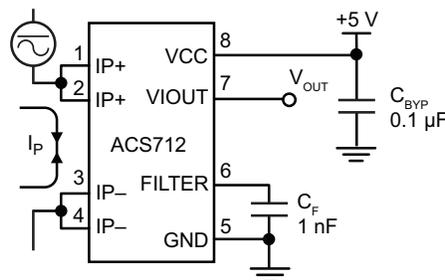
The Allegro™ ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power supplies, and overcurrent fault protection. The device is not intended for automotive applications.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ( $>V_{IOUT(Q)}$ ) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 1.2 mΩ typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of

*Continued on the next page...*

### Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V<sub>OUT</sub>, that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I<sub>P</sub>, within the range specified. C<sub>F</sub> is recommended for noise management, with values that depend on the application.

# ACS712

## Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.4 kV<sub>RMS</sub> Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

### DESCRIPTION (continued)

the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

### SELECTION GUIDE

Part Number	Packing [1]	T <sub>A</sub> (°C)	Current Sensing Range, I <sub>P</sub> (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
<b>-S VARIANT [2]</b>				
ACS712ELCTR-20A-S	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-S	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66
<b>-T VARIANT [3]</b>				
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

[1] Contact Allegro for additional packing options.

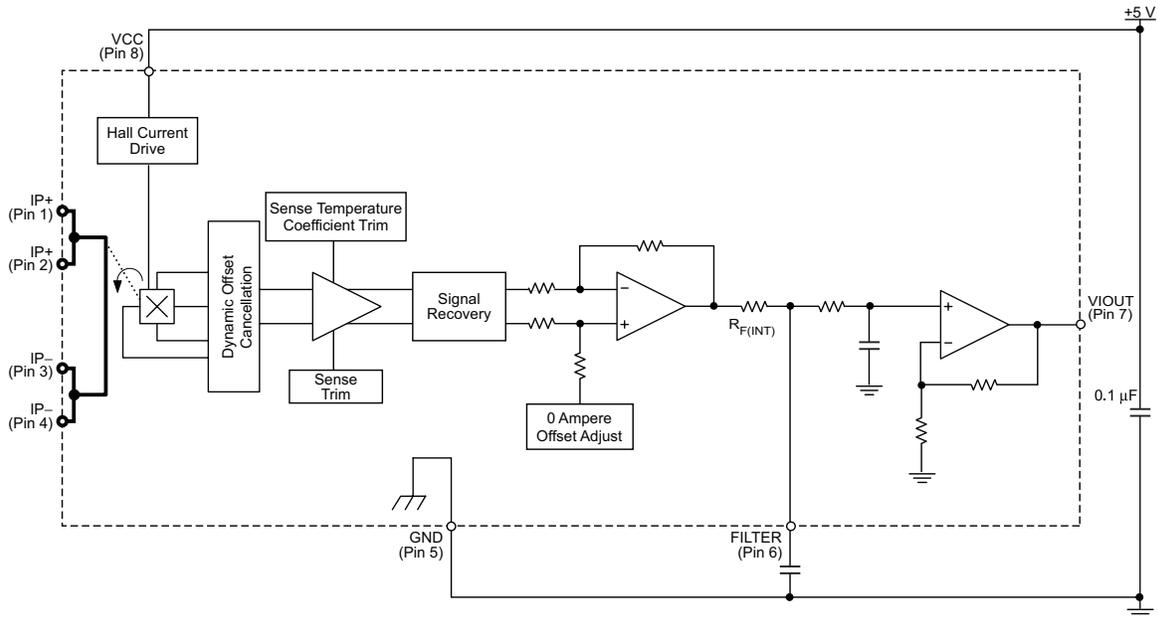
[2] -S denotes the lead-free construction with tin-silver-based solder bumps.

[3] -T denotes Pb-contained construction with Pb-based solder bumps. Operating performance of -T and -S devices are identical. -T devices are RoHS compliant using allowed exemptions provided in Annex III and IV of Directive 2011/65/EU [Exemptions 7(a), 15, 15(a), as applicable].

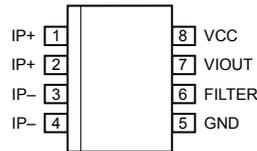
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>		8	V
Reverse Supply Voltage	V <sub>RCC</sub>		-0.1	V
Output Voltage	V <sub>IOUT</sub>		8	V
Reverse Output Voltage	V <sub>RIOUT</sub>		-0.1	V
Output Current Source	I <sub>IOUT(Source)</sub>		3	mA
Output Current Sink	I <sub>IOUT(Sink)</sub>		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I <sub>P</sub>	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T <sub>J(max)</sub>		165	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>		-65 to 170	°C

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### Pinout Diagram

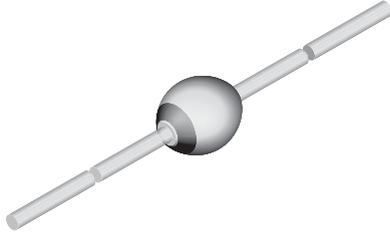


### Terminal List

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sampled; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sampled; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal



Ultra-Fast Avalanche Sinterglass Diode



949539

FEATURES

- Controlled avalanche characteristic
Low forward voltage
Ultra fast recovery time
Glass passivated junction
Hermetically sealed package
Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS COMPLIANT HALOGEN FREE

MECHANICAL DATA

Case: SOD-57

Terminals: plated axial leads, solderable per MIL-STD-750, method 2026

Polarity: color band denotes cathode end

Mounting position: any

Weight: approx. 369 mg

APPLICATIONS

- Very fast rectification diode e.g. for switch mode power supply

Table with 4 columns: DEVICE NAME, ORDERING CODE, TAPED UNITS, MINIMUM ORDER QUANTITY. Includes rows for BYV27-200 in TR and TAP packages.

Table with 3 columns: PART, TYPE DIFFERENTIATION, PACKAGE. Lists diode models and their respective ratings and packages.

Table with 6 columns: PARAMETER, TEST CONDITION, PART, SYMBOL, VALUE, UNIT. Lists absolute maximum ratings for various parameters like peak reverse voltage, reverse voltage, and current.

Table with 5 columns: PARAMETER, TEST CONDITION, SYMBOL, VALUE, UNIT. Lists maximum thermal resistance for junction ambient under different conditions.

<b>ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b> ( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified)							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Forward voltage	$I_F = 3\text{ A}$		$V_F$	-	-	1.07	V
	$I_F = 3\text{ A}, T_j = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$		$V_F$	-	-	0.88	V
Reverse current	$V_R = V_{RRM}$		$I_R$	-	-	1	$\mu\text{A}$
	$V_{RSM}$		$I_R$	-	-	100	$\mu\text{A}$
	$V_R = V_{RRM}, T_j = 165\text{ }^{\circ}\text{C}$		$I_R$	-	-	150	$\mu\text{A}$
Reverse recovery time	$I_F = 0.5\text{ A}, I_R = 1\text{ A}, I_R = 0.25\text{ A}$		$t_{rr}$	-	-	25	ns

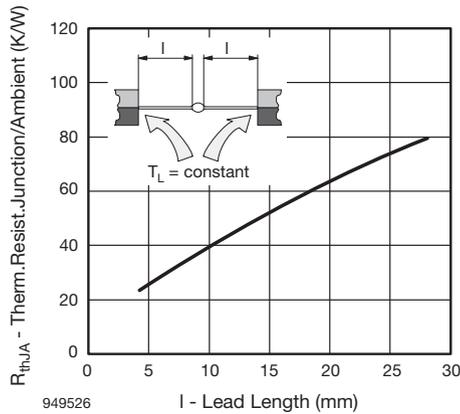
**TYPICAL CHARACTERISTICS** ( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified)


Fig. 1 - Typ. Thermal Resistance vs. Lead Length

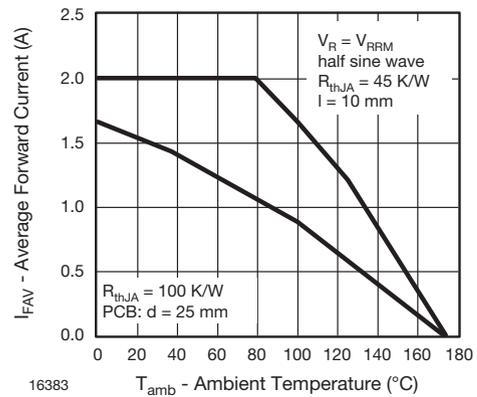


Fig. 3 - Max. Average Forward Current vs. Ambient Temperature

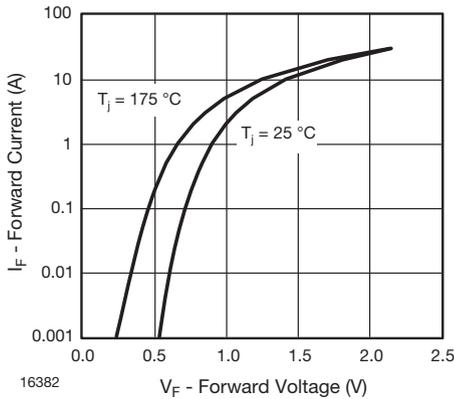


Fig. 2 - Forward Current vs. Forward Voltage

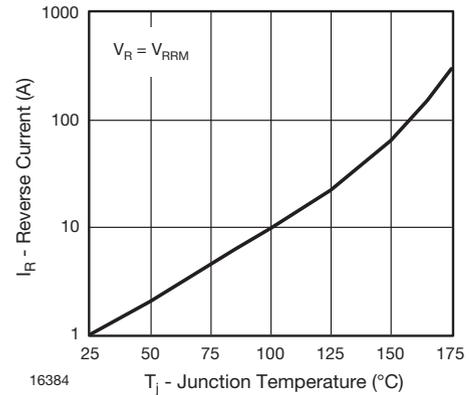


Fig. 4 - Reverse Current vs. Junction Temperature



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



# **Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)**

## **PLANOS**

Trabajo de fin de grado

Universidad Politécnica de Valencia

Autor:

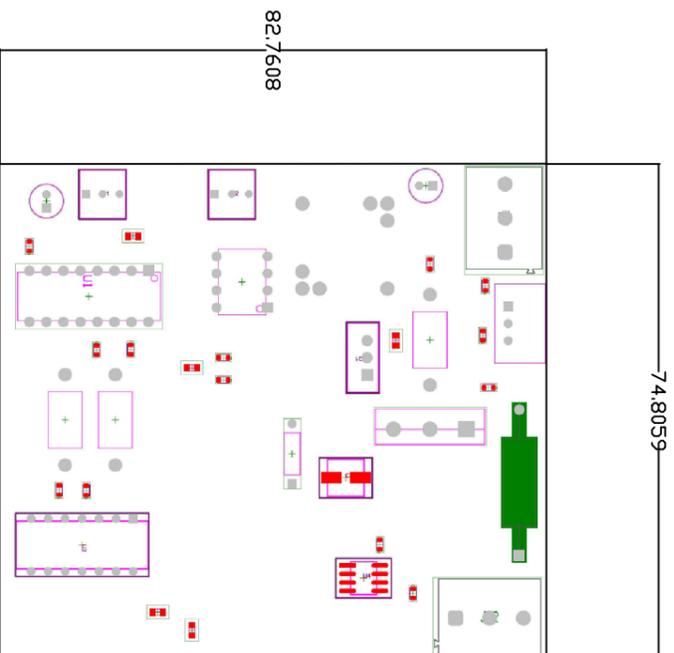
*Indarte Trejo, Ignacio*

Tutor:

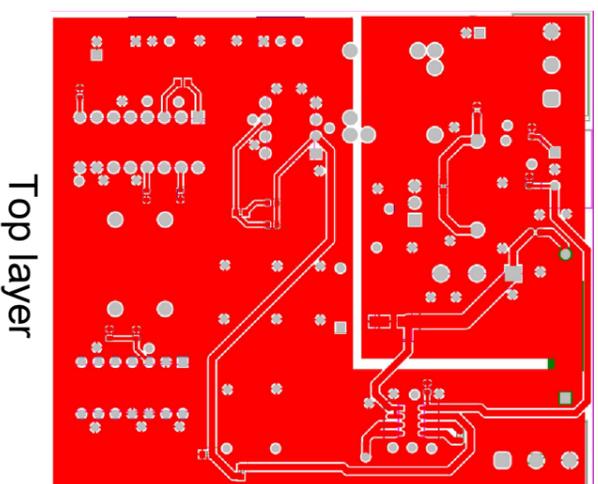
*Sánchez Díaz, Carlos*

Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

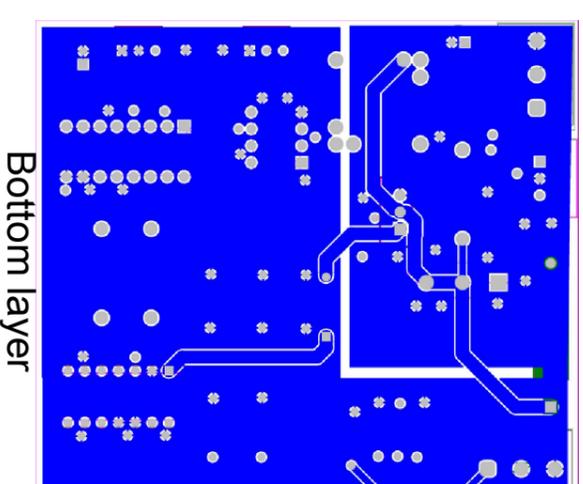
Fecha: 01/06/2024



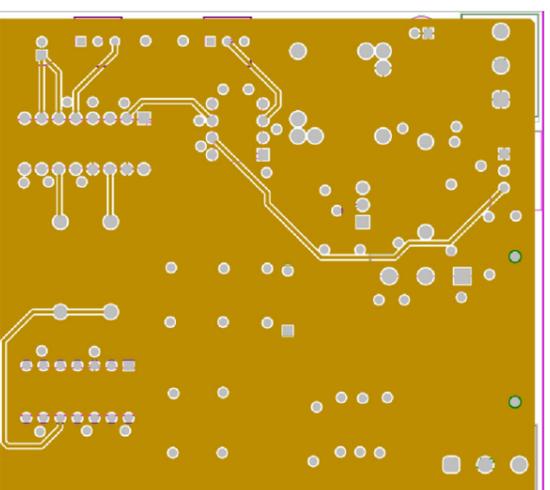
Colocación de componentes



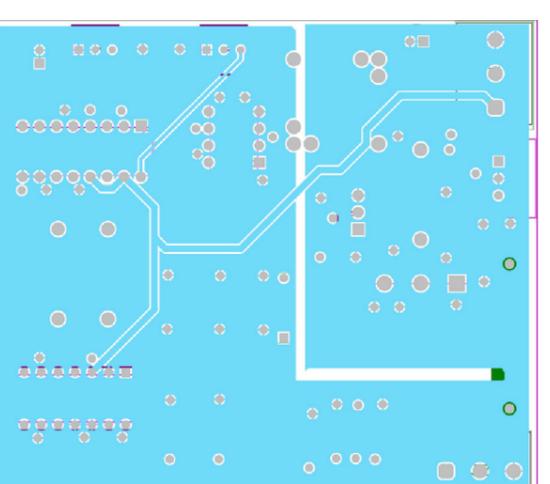
Top layer



Bottom layer

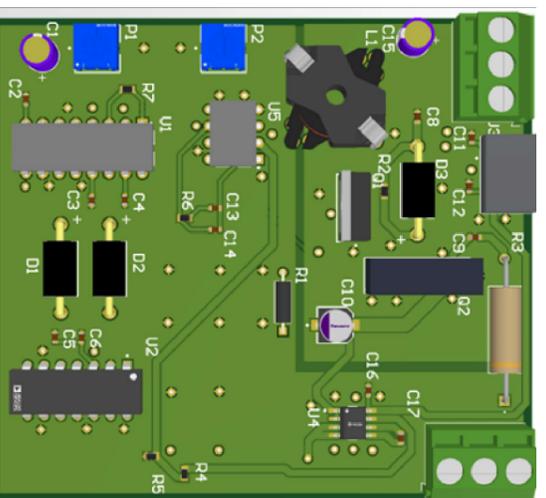


Layer 1

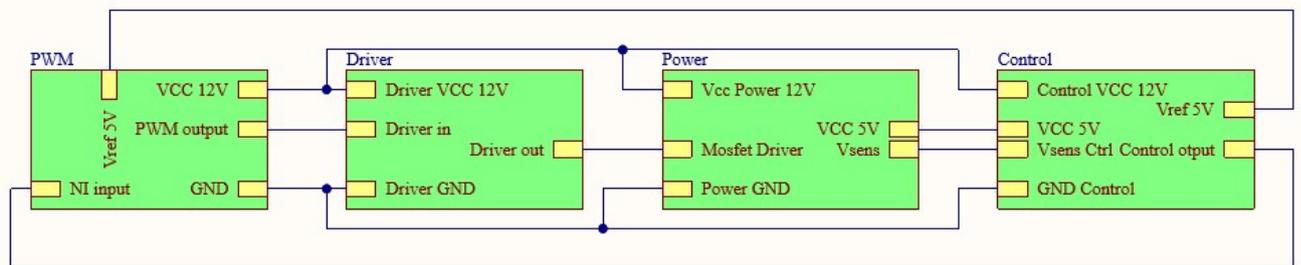


Layer 2

Top view of the board



<b>Fecha: 1/07/2024</b>		 <b>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA</b>
Plano número 1	<b>Escala: 1/1</b>	
Proyecto: Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)		
Plano: Capas de la placa de circuito impreso de convertidor Boost		
Autor: Ignacio Indarte, ingeniero		



Fecha: 1/07/2024

Plano número 2

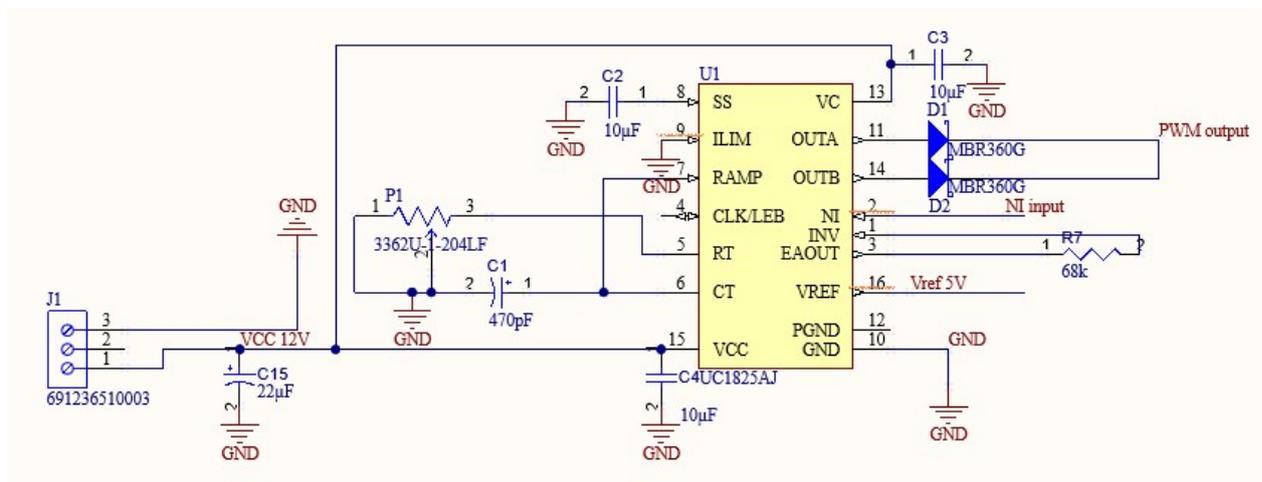


UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

Proyecto: Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)

Plano: Esquemático principal diseño jerárquico

Autor: Ignacio Indarte, ingeniero



Fecha: 1/07/2024

Plano número 3

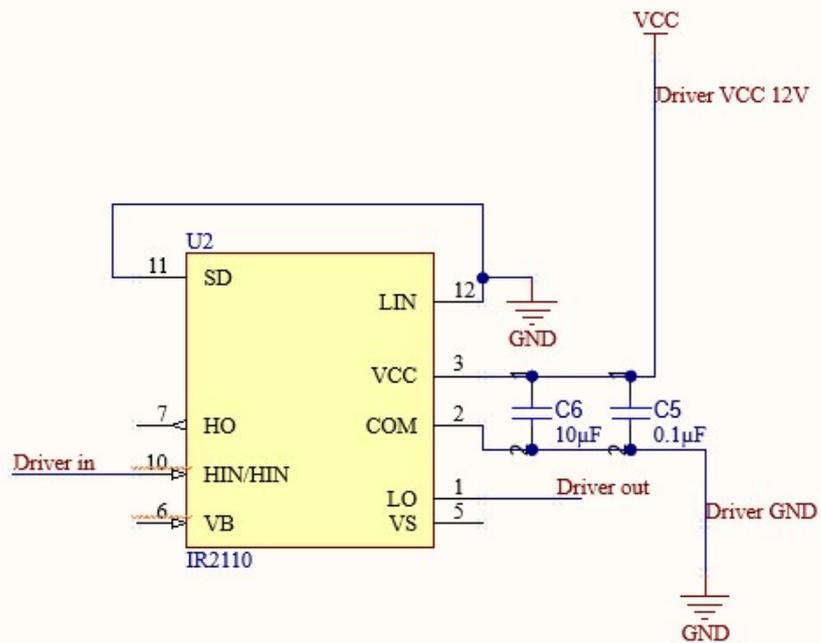


UNIVERSITAT  
POLITÀCNICA  
DE VALÈNCIA

Proyecto: Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)

Plano: Esquemático bloque 1 PWM

Autor: Ignacio Indarte, ingeniero



Fecha: 1/07/2024

Plano número 4

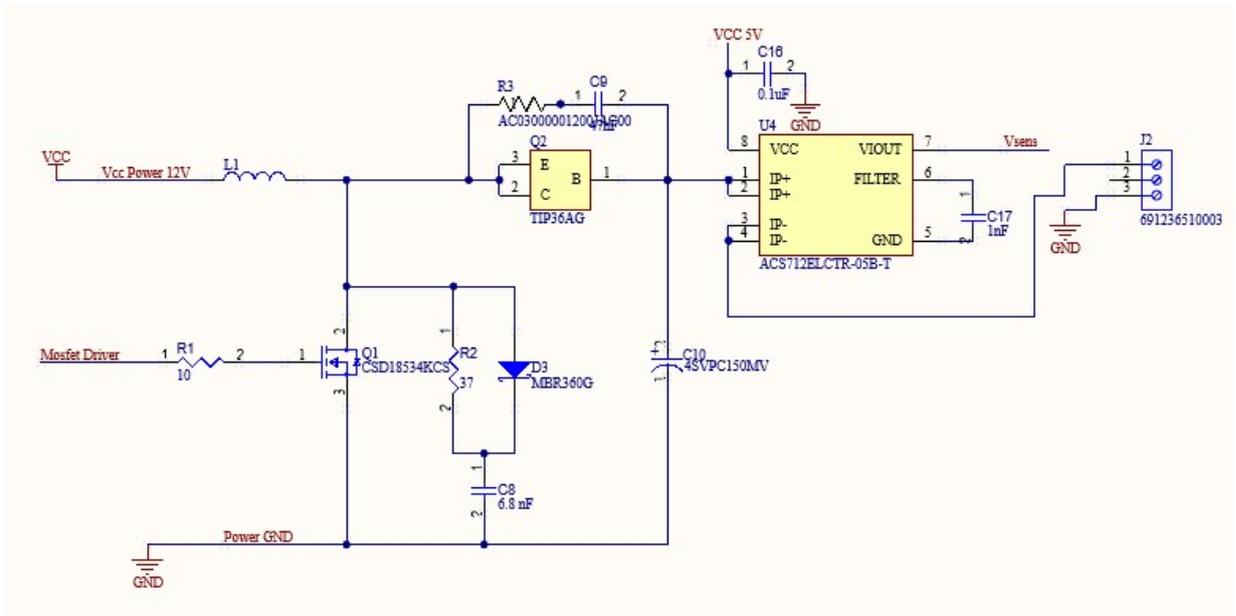


UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

Proyecto: Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)

Plano: Esquemático 2 Driver

Autor: Ignacio Indarte, ingeniero



Fecha: 1/07/2024

Plano número 5

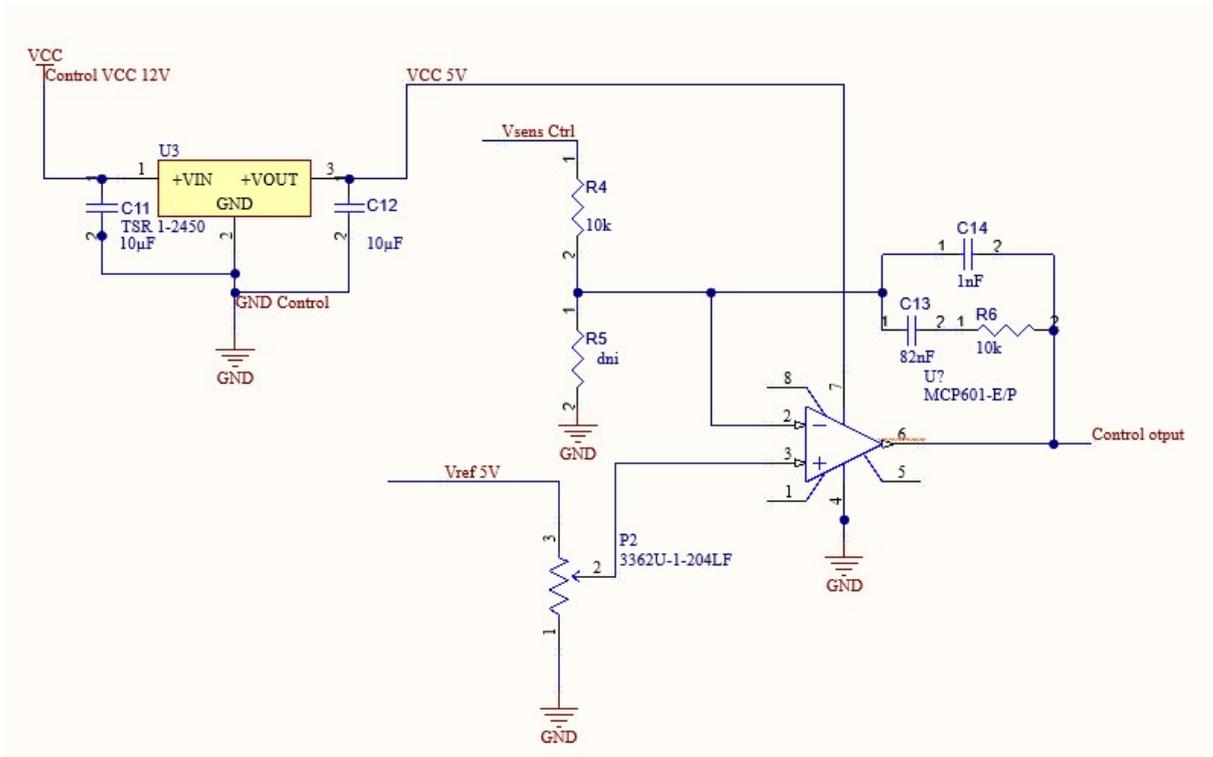


UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

Proyecto: Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)

Plano: Esquemático 3 Power

Autor: Ignacio Indarte, ingeniero



Fecha: 1/07/2024

Plano número 6



Proyecto: Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)

Plano: Esquemático 5 Control

Autor: Ignacio Indarte, ingeniero



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



# **Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)**

## **PRESUPUESTO**

Trabajo de fin de grado

Universidad Politécnica de Valencia

Autor:

*Indarte Trejo, Ignacio*

Tutor:

*Sánchez Díaz, Carlos*

Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Fecha: 01/06/2024

### Materiales

Núm	Referencia	Ud	Descripción del material	Precio (€)	Cantidad	Total
<b>Materiales</b>						
1	B65807J0000R608	ud	Núcleos y accesorios de ferrita RM6 PC200 100 +30% -20%	2,680	10	26,8
2	B65808N1006D001	ud	Núcleos y accesorios de ferrita COIL FORMER RM 6 6/1	0,769	10	7,69
3	B65808B2203X000	ud	Núcleos y accesorios de ferrita CLI/P-RM6 2 PCS REQUIRED	0,126	50	6,3
4	UC3825AN	ud	Switching Controllers High Speed PWM Controller	18,580	10	185,8
5	IR2110(S)PbF	ud	High voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels.	3,060	10	30,6
6	FDP8D5N10C	ud	N-Channel Shielded Gate Power MOSFET	1,820	10	18,2
7	STTH61W04S	ud	Turbo 2 ultrafast high voltage rectifier	2,400	10	24
8	BYV27-100	ud	Diodos y rectificadores Schottky 2A 100V LOW VF	0,611	10	6,11
9	TSR 1-2450	ud	DC-DC Converter Switching Regulator, 6.5-36VDC Input, 5V, 1A	5,620	10	56,2
10	M-1	ud	Placa de circuito impreso	18,350	3	55,05
11	710-691236510003	ud	Fixed Terminal Blocks WR-TBL 300VAC 20A 3P Horizontal	3,760	5	18,8
12	ACS712ELCTR-30A-T	ud	Board Mount Current Sensors IC with common mode rejection and overcurrent fault	2,200	10	22
13	MCP6021T-E/OT	ud	Operational Amplifiers - Op Amps Single 2.5V 10 MHz OP E temp	1,050	25	26,25
14	T93YB103KT20	ud	Potentiometers 10K 20% 5/8" SQ ST 23(Mechanical)Turns-Turn Through Hole Trimmer Restr	2,190	10	21,9
15	M-2	ud	BOBINA CABLE FLEXIBLE 0.5mm 25m	3,840	1	3,84
16	M-3	ud	Alambre de Cobre Esmaltado,10M 0,5MM cable cobre esmaltado	11,990	1	11,99
17	0603WAD2001T5E	ud	Thick Film Resistors - SMD RMC 0603 0.5% 10Kohm	0,031	10	0,31
18	667-ERA-2VPB2202X	ud	Thin Film Resistors - SMD 0402 0.1% 15ppm 22Kohm AEC-Q200	0,287	10	2,87
19	CRCW0603100KFKEE	ud	Thick Film Resistors - SMD D11/CRCW0603 100 100K 1% ET8 e3	0,031	10	0,31
20	50SVPK120M	ud	Conductive Polymer Aluminum Solid Capacitors 120 uF, 20 mohm ESR 50V	2,230	10	22,3
21	ER742R7JT	ud	Wirewound Resistors - Through Hole ER74 2R7 5% AMMO PK	0,148	10	1,48
22	ECE-A1EN222U	ud	Aluminum Electrolytic Capacitors - Radial Leaded 2200UF 25V SU BI-POLAR	0,091	10	0,91
23	MAJCT168BB7105KT	ud	Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 25V 1uF 0603 X7R 10% AECQ2	0,064	10	0,64
24	1DF0T47LB	ud	Ceramic Disc Capacitors 470pF	0,865	10	8,65
25	ERA-3ARW683V	ud	Thin Film Resistors - SMD 0603 13Kohm 0.05% 10ppm AEC-Q200	0,403	10	4,03
26	M-4	ud	Hilo de estaño, aleación de estaño y plomo (60/40) con flux CA2 de diametro 1mm en carrete de 100gr.	7,940	1	7,94
27	SMD291-10M	ud	Soldering Flux REL0 No-Clean Tack Flux in 10cc/10g Luer Lock Manual Syringe w/tips	11,110	1	11,11
28	71-CMF701K	ud	Metal Film Resistors - Through Hole 1.75W 1Kohms 1%	3,65	5	18,25
29	WA 628.002	ud	Disipador Schaffner, 30°C/W, dim. 13.21 x 9.53 x 19.05mm para TO-220	1,27	2	2,54
30	400051	ud	Disipador AAVID THERMALLOY Negro, 9.9°C/W, dim. 38 x 28 x 22mm para TO-220	3,417	2	6,834
<b>Costes totales de materiales</b>						<b>609,704</b>

### Mano de obra directa

Mano de obra directa						
1	1 MOOE-01	h	Ingeniero técnico industrial, responsable de las labores de diseño de los diferentes componentes del sistema, además de la validación del dispositivo una vez implementado	27,800	290	8062
2	2 MOOE-02	h	Técnico de laboratorio electrónico, responsable del montaje de los materiales para implementar los sistemas diseñados	13,920	40	556,8
<b>Costes totales de mano de obra directa</b>						<b>8618,8</b>

### Coste de amortización de los equipos

Coste de amortización de los equipos							
Num	Referencia	Ud	Descripción	Vida útil (años)	Precio (€)	Cantidad	Total
1	MDO4000CT3	Años	Customizable and fully upgradable 6-in-1 integrated oscilloscope with synchronized insights into analog, digital, and RF signals	10,000	2000	0,5	100
2	372-E36313A-US	Años	Bench Top Power Supplies DC supply, triple-out, 6 V, 10 A and 2 x 25 V, 2 A,	10	2290	0,5	114,5
3	WX2N	Años	Estación de soldadura unidad de Poder 2 canales, 200 W (255 W)	5	1440	0,5	144
4	T0052923299	Años	Conjunto de soldador WXPP MS para soldadura bajo el microscopio	5	336	0,5	33,6
5	676-28-II	Años	Digital Multimeters RUGGED IP67 INDUST TRMS MULTIMETER	5	670,34	0,5	67,034
<b>Costes totales de amortización de equipos total</b>							<b>459,134</b>

Medios auxiliares						
1		%	Medios auxiliares sobre costes indirectos	10%	10297,342	1029,7342

<b>TOTAL PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN DEL MATERIAL</b>	<b>10.656,40 €</b>
--	--------------------

<b>13% GASTOS GENERALES</b>	<b>1.385,33 €</b>
-----------------------------	-------------------

<b>6% BENEFICIO INDUSTRIAL</b>	<b>722,50 €</b>
--------------------------------	-----------------

<b>SUMA PARCIAL</b>	<b>12.764,24 €</b>
---------------------	--------------------

<b>21% IVA</b>	<b>15.444,73 €</b>
----------------	--------------------

Asciende el presupuesto de ejecución por contrata a la expresa cantidad de <b>15444,73 €</b> (quince mil cuatrocientos cuarenta y cuatro euros con setenta y tres céntimos)
---



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



# **Convertidor Boost para un sistema híbrido hidrógeno-batería para alimentar un Unmanned Aerial System (UAS)**

## **PLIEGO DE CONDICIONES**

Trabajo de fin de grado

Universidad Politécnica de Valencia

Autor:

*Indarte Trejo, Ignacio*

Tutor:

*Sánchez Díaz, Carlos*

Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Fecha: 01/06/2024

## Índice del pliego de condiciones

1-Definición y alcance del pliego.....	2
2-Normativa .....	2
3-Condiciones técnicas.....	4
3.1- Condiciones de la etapa de potencia.....	4
3.2-Diseño etapa de control .....	5
3.3-Diseño placa de circuito impreso.....	6
4-Condiciones de ejecución .....	7
5-Control de calidad.....	8
6-Pruebas de servicio .....	9
6.1-Comprobación de las alimentaciones.....	9
6.2-Comprobación del UC3825 .....	9
6.3-Comprobación sensor de corriente ACS712-30.....	10
7-Condiciones facultativas .....	10
7.1-Obligaciones y derechos del contratista .....	10
7.2-Obligaciones y derechos de la dirección facultativa .....	11
8-Condiciones económicas .....	11

# 1-Definición y alcance del pliego

El objeto de este documento es fijar las condiciones técnicas que debe cumplir el convertidor de potencia Boost que se empleará para el sistema de alimentación híbrido de un unmanned aerial system en el diseño y en la implementación física del mismo. Se detallarán aspectos a cumplir en la etapa de diseño y en el proceso de fabricación del dispositivo.

Al tratarse de un dispositivo en etapa experimental, las condiciones expresadas en el pliego pueden tolerar cambios en etapas futuras del proyecto a desarrollar por el equipo de H2dron.

El ámbito de aplicación de este documento abarca el desarrollo del convertidor de potencia diseñado en base a los valores estimados de la fuente de energía y la batería. Sin embargo, la pila de hidrógeno que suministra la energía en la entrada del convertidor y la batería Li-Po conectada a la salida quedan excluidos del objeto de este documento, así como la interconexión entre los distintos subsistemas y el propio dron, ya que estos se encuentran en una etapa temprana de desarrollo.

Si por negligencia, o dejadez en la estricta consecución del proyecto, no se cumplen las condiciones detalladas en este documento en el diseño o desarrollo hardware del dispositivo, el proyectista no se responsabiliza de su mal funcionamiento.

## 2-Normativa

En cuanto a la normativa aplicable a este proyecto, se garantiza el cumplimiento de la siguiente:

- **UNE-EN 60146-1-1:2010**

Convertidores de semiconductores. Especificaciones comunes y convertidores conmutados por red. Parte 1-1: Especificaciones de los requisitos técnicos básicos. (Ratificada por AENOR en octubre de 2010.)

- **UNE-EN 62477-1:2012/A12:2021**

Requisitos de seguridad para sistemas y equipos de conversión de potencia de semiconductores. Parte 1: Generalidades. (Ratificada por la Asociación Española de Normalización en marzo de 2021.)

- **UNE-EN 61204-6:2001 6**

Fuentes de alimentación de baja tensión de salida en corriente continua. Parte 6: Requisitos para las fuentes de alimentación de baja tensión de calidad asegurada.

- **UNE-EN IEC 61204-3:2018**

Fuentes de alimentación de baja tensión con salida en corriente continua. Parte 3: Compatibilidad electromagnética (CEM). (Ratificada por la Asociación Española de Normalización en octubre de 2018.)

- **UNE-EN 16774:2016**

Seguridad de máquinas. Requisitos de seguridad para convertidores de acero y los equipos asociados. (Ratificada por AENOR en Junio de 2016.)

- **ISO/IEC 4005-1:2023**

Telecommunications and information exchange between systems — Unmanned aircraft area network (UAAN) — Part 1: Communication model and requirements.

- **UNE-EN 17124:2022**

Hidrógeno combustible. Especificación de producto y garantía de calidad para los puntos de suministro de hidrógeno que dispensan hidrógeno gaseoso. Aplicaciones que utilizan las pilas de combustible de membrana de intercambio de protones (PEM) para los vehículos.

- **UNE-EN ISO 17268:2022**

Dispositivos de conexión para el suministro de hidrógeno gaseoso a los vehículos terrestres.

- **UNE-EN 17533:2021**

Hidrógeno gaseoso. Botellas y tubos para almacenamiento estacionario.

- **UNE-EN ISO 11114-4:2017**

Botellas para el transporte de gas. Compatibilidad de los materiales de la válvula y de la botella con el gas contenido. Parte 4: Métodos de ensayo para la selección de materiales metálicos resistentes a la fragilización por hidrógeno.

- **UNE-CEN/CLC/TR 17603-20-02:2021**

Ingeniería espacial. Manual de ensayos de baterías de iones de litio (Ratificada por la Asociación Española de Normalización en noviembre de 2021).

- **IPC 2221 2012**

Estándares de diseño de placas de circuito impreso y sistemas electrónicos incluye el montaje o ensamble de los componentes, tipo THT o de huecos pasantes, de superficie SMT.

## 3-Condicionés técnicas

### 3.1- Condiciones de la etapa de potencia

El convertidor que se debe desarrollar tiene que ser un convertidor elevador cuya tensión de entrada sea de 12 V, y su corriente de entrada de 8.3 A, ambos valores provenientes de la pila de hidrógeno H100 o de una fuente de energía capaz de suministrar los mismos valores. Los valores a su salida tienen que ser de 44.4 V y 2.14 A.

La frecuencia de conmutación del sistema deberá de ser de 400 kHz para obtener el funcionamiento previsto, por lo que los elementos conmutados deberán de ser los especificados en el proyecto, ya que son capaces de trabajar en esta frecuencia.

La bobina de la etapa de potencia, en caso de fabricarse manualmente como se ha expresado en la memoria del proyecto, no deberá de superar una variación de 5  $\mu$ H respecto al valor teórico obtenido.

Para asegurar el correcto funcionamiento del convertidor, deberán de emplearse resistencias y condensadores con una tolerancia máxima del 10%.

Debido a la potencia presente en esta parte del circuito, los elementos semiconductores deberán ser capaces de disipar la potencia necesaria para evitar el calentamiento excesivo que pueda llegar a dañarlos, por ello han de usarse disipadores tal y como se indica en la memoria.

### 3.2-Diseño etapa de control

La etapa de control del convertidor deberá realizarse con un lazo cerrado de corriente media, controlando así la corriente media que se suministra desde el convertidor hacia la carga. Para realizar esto deberá utilizarse el sensor de corriente ACS712-30, situado en serie a la salida del convertidor. Además, para garantizar su linealidad, se empleará un regulador de tensión cuya salida sea de 5 V para alimentarlo.

El compensador diseñado en la etapa de control se materializará con un amplificador operacional MCP-601, cuyo ancho de banda es amplio, para garantizar su correcto funcionamiento también se conectará al regulador de tensión para su alimentación.

El circuito encargado de producir la señal cuadrada que representa el ciclo de trabajo del convertidor será el UC3825. Se alimentará directamente con los 12 V de entrada.

El controlador de disparo del MOSFET se encargará de adaptar la señal generada por el PWM al terminal de puerta del transistor, y se usará el modelo ir-2110. También se alimentará con 12 V de la tensión de entrada.

Es importante que en esta etapa se coloquen todos los condensadores de desacoplo situados cerca de los pines de alimentación de los circuitos integrados, tal y como se indica en los planos. Ya que esto ayudará a filtrar los posibles picos de alterna provenientes de la alimentación y que podrían perjudicar al funcionamiento del circuito.

Todas las resistencias y condensadores de esta etapa deben de tener una tolerancia del 10% o inferior. También habrá que tener en cuenta la polaridad de los condensadores, ya que en este bloque hay condensadores electrolíticos.

### 3.3-Diseño placa de circuito impreso

En cuanto al diseño de la placa de circuito impreso, las dimensiones de esta deberán ser las especificadas en la sección de planos, en el plano 1, al igual que la colocación de los componentes. Esto es importante porque se ha separado la etapa de potencia de la etapa de control, por lo que cambiar la disposición de los componentes puede suponer fallos en la placa.

Se deberán de respetar las conexiones realizadas en los esquemáticos al trazar las pistas de la placa de circuito impreso, aunque el trazado de las pistas pueda variar ligeramente con lo mostrado en el proyecto. Cualquier cambio debe ser debidamente justificado.

La placa debe de tener 4 capas 0.07 mm de grosor cada una, y se deberán respetar los planos de masa y de alimentación indicados en el plano 1.

La anchura de las pistas ha sido seleccionada en función de la corriente esperada, por lo que cualquier modificación puede desencadenar en fallos de funcionamiento e incluso llegar a dañar el circuito con el paso del tiempo. Por este motivo existen 3 anchos de pista diferentes en la placa, de 0.5 mm, 1 mm y 2 mm.

## 4-Condiciones de ejecución

Una vez se obtiene la placa de circuito impreso lo primero que se hará será instalar todos los componentes que la componen para que el convertidor cumpla su función.

Se comenzará insertando los componentes más pequeños, ya que una vez soldados estos no ocuparan un gran volumen y será más fácil soldar los componentes que se añadan posteriormente. Por ello es recomendable empezar por los condensadores y resistencias de montaje superficial. Para este proceso se puede emplear una punta de soldador a 380 °C y hilo de estaño convencional, del grosor que se considere conveniente.

Es recomendable a medida que se suelden los componentes, comprobar que no se causa ningún cortocircuito indeseado por exceso de estaño en la soldadura. Para ello se debe emplear un multímetro capaz de medir continuidad.

A continuación, se añadirán los elementos en orificio pasante, se recomienda una vez insertados y soldados, retirar el material sobrante para un mejor acabado, también ayuda a evitar posibles cortocircuitos. Se comenzará por los condensadores y potenciómetros de la etapa de control. Seguidamente se introducirán los elementos

semiconductores de la etapa de potencia, estos elementos deberán de contar con el disipador que corresponda antes de poder soldarlos a la placa.

Ahora se soldarán los circuitos integrados de la etapa de control del convertidor y el sensor de corriente, asegurándose de que la orientación del dispositivo es la adecuada, para ello hay que localizar la indicación que marca el pin número 1 del integrado y corroborar que coincide con la placa de circuito impreso.

Finalmente se puede soldar la bobina de la etapa de potencia y los conectores para los cables de conexión de la pila y la batería, esto se realizará al final debido a sus dimensiones. Con esto se completaría el ensamblado del convertidor elevador.

Una vez ensamblado se ha de establecer la frecuencia de conmutación a la que debe trabajar el convertidor. Para ello se debe alimentar el circuito y colocar una sonda de osciloscopio en el pin 7 del modulador PWM. Se observará una onda triangular cuya frecuencia corresponde con la frecuencia de conmutación y a continuación, empleando un destornillador de punta plana, se girará el control del potenciómetro P1 que regulará la frecuencia de esta señal triangular. Este proceso deberá realizarse solo una vez, por lo que es recomendable que se haga antes de introducir la bobina en el sistema, ya que esta conecta la entrada con la etapa de potencia.

## 5-Control de calidad

Una vez completado el ensamblaje del convertidor de potencia se deben comprobar ciertos parámetros para asegurar su fidelidad con el diseño. Primeramente, se medirá el área de la PCB, asegurándose de que coincide con las medidas del plano. Seguidamente se comprobará la correcta colocación de los componentes en la placa poniendo especial atención en aquellos elementos que contengan más de 2 pines o terminales, ya que una colocación errónea podría provocar fallos graves en la placa.

Una vez finalizada la inspección visual de los componentes se debe comprobar que la soldadura de los distintos elementos los mantiene fijos y no hay excesos de estaño ni conexiones erróneas. Se debe poner especial atención en los componentes de montaje superficial y elementos con sus pines a muy corta distancia como el sensor de corriente.

También se debe comprobar que ningún componente ha resultado dañado en el proceso de soldadura, ya que cualquier contacto indebido con la punta del soldador puede hacer que el componente deje de funcionar adecuadamente.

Finalmente se pesará el dispositivo con todos los componentes ensamblados y soldados. El conjunto debe de pesar menos de 300 g.

## 6-Pruebas de servicio

### 6.1-Comprobación de las alimentaciones

La primera prueba que se realizará consistirá en conectar una fuente de alimentación en la entrada del sistema capaz de proporcionar los mismos valores de tensión y corriente que la pila de hidrógeno, A continuación, se medirá con un multímetro en el pin 15 del PWM UC3825 y en el pin 3 del driver ir-2110, se deberá observar en ambos 12 V, ya que estos son los pines de alimentación. Ahora se medirá el pin 8 del sensor de corriente ACS712-30, en el cual tiene que haber un voltaje de 5 V, que corresponde con la tensión de alimentación proporcionada por el regulador.

### 6.2-Comprobación del UC3825

Para confirmar el correcto funcionamiento del PWM, una vez alimentado el sistema se medirá en el pin 7 con una sonda de osciloscopio conectada en el canal 1. A

continuación en el canal 2 se debe conectar otra sonda que visualice el pin 3, que corresponde con la entrada no inversora. Y finalmente se conectará una última sonda en el canal 3 que se conectará en el cátodo de cualquiera de los diodos D1 o D2. Para que el PWM se considere funcional, en la pantalla del osciloscopio se debe observar la señal triangular de 400 kHz en el canal 1, una señal continua en el canal 2, la cual debe variar su nivel modificando el valor del potenciómetro P2, y la señal cuadrada resultante en el canal 3.

### 6.3-Comprobación sensor de corriente ACS712-30

Con el sistema alimentado y una carga equivalente a la batería conectada a la salida, se ha de medir en el pin 7 del sensor de corriente ACS712-30 la tensión proporcional a la corriente aplicada esperada en el sistema. Se medirá con un multímetro y esta deberá de tener un valor de entre 2.6 V y 2.9 V.

## 7-Condicionales facultativas

En este apartado se exponen los derechos y obligaciones de cada una de las partes involucradas en el proyecto.

### 7.1-Obligaciones y derechos del contratista

El contratista deberá estar informado y tener conocimiento de la normativa aplicable en el ámbito del proyecto. Además, debe conocer el proyecto en todas sus partes, adicionalmente, estará presente o facilitará la ubicación de los responsables durante la ejecución del proyecto.

Se comprometerá a cumplir los plazos previstos para la ejecución del proyecto, y en caso de no cumplirse deberá de informar con al menos 10 días hábiles de los posibles retrasos y nuevos plazos de entrega.

El contratista tiene derecho a recibir los pagos acordados en las fechas pactadas y tiene derecho a exigir pagos por trabajos adicionales no previstos que surjan durante la ejecución del proyecto.

## 7.2-Obligaciones y derechos de la dirección facultativa

La dirección facultativa deberá de supervisar las etapas del proyecto para asegurar la fiabilidad y seguridad en la ejecución. Además, tendrá la obligación de hacer que el contratista cumpla los plazos acordados. Será responsable de realizar un seguimiento del proyecto y comunicar al cliente los avances y contingencias durante la realización.

Tendrá la tarea de aportar soluciones técnicas a problemas no previstos durante la ejecución, además cursará las ampliaciones de proyecto necesarias en función de las modificaciones introducidas sobre las soluciones iniciales.

## 8-Condiciones económicas

Las condiciones económicas del proyecto deberán estipularse en el contrato firmado por las partes implicadas.