

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA
Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE
UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE
CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC**

TRABAJO FINAL DEL:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR: Juan Miguel Abril García

TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar

FECHA: Valencia, 13 de septiembre de 2019

Resumen

En el presente trabajo final de grado se describe el diseño de un módulo didáctico basado en un convertidor DC-DC con control analógico para su posterior uso, por alumnos de la ETSID de la Universidad Politécnica de Valencia, en prácticas de control de convertidores DC-DC. Mediante este módulo didáctico, se pretende proporcionar al alumno una experiencia práctica para consolidar conocimientos teóricos adquiridos en diferentes disciplinas relacionadas con el control de convertidores DC-DC.

A lo largo del documento, se realizará un estudio de las diferentes topologías de convertidores DC-DC con el fin de seleccionar la más adecuada, se describirá la secuencia de diseño de los componentes necesarios para la implementación del convertidor y se detallará la distribución recomendada de componentes y pistas en la placa de circuito impreso para obtener un prototipo funcional y eficiente.

Finalmente, se expondrán los resultados obtenidos tanto en simulación como en el laboratorio para demostrar el correcto funcionamiento del diseño y comprobar que es posible la utilización didáctica del prototipo construido para ilustrar el comportamiento dinámico de un convertidor DC-DC con reguladores de tensión de distintas prestaciones.

Palabras clave: convertidor DC-DC, control modo tensión, TL494, IR2110, PCB.

Abstract

In this degree final project, it's described the design of a didactic module based on DC-DC converter with analog control for later use, by students of the ETSID of the Polytechnic University of Valencia, in control practices of DC-DC converters. Through this didactic module, it's intended to provide the student a practical experience to consolidate theoretical knowledge acquired in different disciplines related to the control of DC-DC converters.

Throughout the document, will be carried out a study of the different topologies of DC-DC converters in order to select the most appropriate one, will be described the design sequence of the components necessary for the implementation of the converter and the recommended distribution of components and traks on the printed circuit board to obtain a functional and efficient prototype.

Finally, the results obtained both in simulation and in the laboratory will be presented to prove the proper functioning of the design and verify that didactic use of the prototype built to illustrate the dynamic behavior of a DC-DC converter with voltage regulators of different features is possible.

Keywords: DC-DC converter, voltage mode control, TL494, IR2110, PCB.

Resum

En el present treball final de grau es descriu el disseny d'un mòdul didàctic basat en un convertidor DC-DC amb control analògic per al seu posterior ús, per alumnes de l'ETSID de la Universitat Politècnica de València, en pràctiques de control de convertidors DC-DC. Mitjançant aquest mòdul didàctic, es pretén proporcionar a l'alumne una experiència pràctica per a consolidar coneixements teòrics adquirits en diferents disciplines relacionades amb el control de convertidors DC-DC.

Al llarg del document, es realitzarà un estudi de les diferents topologies de convertidors DC-DC per tal de seleccionar la més adequada, es descriurà la seqüència de disseny dels components necessaris per a la implementació del convertidor i es detallarà la distribució recomanada de components i pistes a la placa de circuit imprès per obtenir un prototip funcional i eficient.

Finalment, s'exposaran els resultats obtinguts tant en simulació com en el laboratori per demostrar el correcte funcionament del disseny i comprovar que és possible la utilització didàctica del prototip construït per il·lustrar el comportament dinàmic d'un convertidor DC-DC amb reguladors de tensió de diferents prestacions.

Paraules clau: convertidor DC-DC, control manera tensió, TL494, IR2110, PCB.

ÍNDICE

MEMORIA.....	9
PLANOS	87
PLIEGO DE CONDICIONES	103
PRESUPUESTO	115
ANEXO: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS	123

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

MEMORIA

TRABAJO FINAL DEL:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR: Juan Miguel Abril García

TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar

FECHA: Valencia, 13 de septiembre de 2019

ÍNDICE GENERAL

1. Objeto del proyecto	17
2. Justificación del proyecto.....	18
2.1. Antecedentes	18
2.2. Justificación del proyecto.....	18
3. Factores a considerar	19
3.1. Condiciones del encargo	19
4. Alternativas y solución adoptada	20
4.1. Topologías de convertidores DC-DC conmutados.....	20
4.1.1. Convertidor Buck.....	20
4.1.2. Convertidor Boost.....	21
4.1.3. Convertidor Buck-Boost	21
4.1.4. Convertidor Forward	22
4.1.5. Convertidor Flyback	23
4.1.6. Convertidor Full-Bridge	24
4.1.7. Convertidor Half-Bridge.....	25
4.1.8. Convertidor Push-Pull	25
4.1.9. Elección de la topología del convertidor DC-DC	26
4.2. Tecnología de los transistores de potencia	27
4.2.1. Transistor bipolar de potencia (BJT)	27
4.2.2. Transistor MOSFET de potencia	27
4.2.3. Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)	28
4.2.4. Elección de la tecnología de los transistores de potencia	28
4.3. Circuito integrado para el control PWM	29
4.3.1. Circuito integrado TL494	29
4.3.2. Circuito integrado UC3825.....	29
4.3.3. Elección del circuito integrado para el control PWM.....	29
4.4. Solución adoptada	30
5. Descripción detallada de la solución adoptada	31
5.1. Diseño de la etapa de potencia	31
5.1.1. Carga.....	32
5.1.2. Inductor.....	32
5.1.3. Condensador de salida	34
5.1.4. Condensador de entrada.....	35
5.1.5. Transistor MOSFET de potencia	36
5.1.6. Diodo de libre circulación.....	37
5.1.7. Driver IR2110.....	38
5.1.7.1. Capacidad elevada de corriente de salida	40
5.1.7.2. Circuito de Bootstrap.....	40
5.1.8. Circuito para la conmutación de la segunda carga.....	42
5.1.9. Cálculos térmicos.....	43
5.1.9.1. Transistor MOSFET Q_1 (Etapa de potencia)	43
5.1.9.2. Transistor MOSFET Q_2 (Circuito de conmutación de la segunda carga)	44
5.2. Diseño del lazo de control en modo tensión.....	46
5.2.1. El circuito integrado TL494 como modulador PWM	46
5.2.2. Sensor de tensión	50
5.3. Diseño del compensador	52
5.3.1. Criterios de diseño	52
5.3.1.1. Frecuencia de cruce	53
5.3.1.2. Margen de fase y margen de ganancia.....	54
5.3.1.3. Tipo de compensador	54
5.3.2. Cálculo del compensador.....	56

5.3.3. Detalle de los compensadores diseñados	56
5.3.3.1. Compensador 1	57
5.3.3.2. Compensador 2	58
5.3.3.3. Compensador 3	59
5.3.3.4. Compensador 4	60
5.4. Diseño de la placa de circuito impreso	61
5.4.1. Conectores, zócalos para componentes y puntos de prueba	61
5.4.2. Distribución de componentes y trazado de pistas	61
6. Resultados de simulación y experimentales	64
6.1. Resultados de simulación	64
6.1.1. Régimen estacionario	65
6.1.2. Escalón de corriente de carga	66
6.2. Resultados experimentales	68
6.2.1. Régimen estacionario	69
6.2.2. Caracterización estática	72
6.2.3. Rendimiento del convertidor	72
6.2.4. Caracterización dinámica	73
6.2.4.1. Compensador 1	73
6.2.4.2. Compensador 2	75
6.2.4.3. Compensador 3	77
6.2.4.4. Compensador 4	79
6.2.4.5. Resumen de la caracterización dinámica	81
7. Conclusiones	82
7.1. Dificultades en la realización del TFG	82
7.1.1. EMI en la placa de pruebas	82
7.1.2. Implementación del compensador de tensión	83
7.2. Futuras mejoras	83
Bibliografía	84

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Elementos básicos de una fuente de alimentación AC-DC	18
Figura 4.1: Esquema del convertidor Buck	20
Figura 4.2: Esquema del convertidor Boost	21
Figura 4.3: Esquema del convertidor Buck-Boost.....	21
Figura 4.4: Esquema del convertidor Forward (transformador ideal)	22
Figura 4.5: Esquema del convertidor Flyback.....	23
Figura 4.6: Esquema del convertidor Full-Bridge	24
Figura 4.7: Esquema del convertidor Half-Bridge.....	25
Figura 4.8: Esquema del convertidor Push-Pull	26
Figura 4.9: Clasificación de los interruptores semiconductores de potencia [9]	27
Figura 4.10. Esquema de los bloques diseñados y construidos	30
Figura 5.1: Esquema de la etapa de potencia, disparo y circuito de conmutación de la segunda carga.....	31
Figura 5.2: Formas de onda $i_L(t)$, $i_C(t)$ y $v_o(t)$	34
Figura 5.3: Esquema del convertidor Buck y formas de onda $i_{Cin}(t)$ y $v_{in}(t)$	35
Figura 5.4: Formas de onda $v_{DS}(t)$ e $i_D(t)$	36
Figura 5.5: Formas de onda $v_{AK}(t)$ e $i_A(t)$	38
Figura 5.6: Driver para el disparo de un MOSFET con su efecto parásito más importante en el disparo C_{Gs} (capacidad puerta-surtidor)	39
Figura 5.7: Conexión típica del driver IR2110	39
Figura 5.8: Símbolo del transistor MOSFET de canal N de acumulación y sus elementos parásitos	40
Figura 5.9: Tensión flotante mediante el circuito Bootstrap.....	41
Figura 5.10: Esquema eléctrico del circuito de disparo	42
Figura 5.11: Circuito para la conmutación de la segunda carga	43
Figura 5.12: Formas de onda en el MOSFET Q_1	43
Figura 5.13: Formas de onda en el MOSFET Q_2	44
Figura 5.14: Esquema eléctrico de la etapa de potencia	45
Figura 5.15: Bloques y señales que componen el lazo de control en modo tensión	46
Figura 5.16: Esquema interno del integrado TL494	46
Figura 5.17: Circuito y formas de onda durante el arranque suave	48
Figura 5.18: Esquema de conexiones del circuito integrado TL494.....	50
Figura 5.19: Esquema de conexiones del sensor de tensión	50
Figura 5.20: Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del control en modo tensión [5]	52
Figura 5.21: Variación de tensión de salida frente a escalón de corriente de carga [22].....	54
Figura 5.22: Implementación de la red de compensación.....	55
Figura 5.23: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 1	57
Figura 5.24: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 2	58
Figura 5.25: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 3	59
Figura 5.26: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 4	60
Figura 5.27: Cobre, capa superior	62
Figura 5.28: Cobre, capa inferior.....	63
Figura 5.29: Aspecto final del módulo didáctico.....	63
Figura 6.1: Convertidor DC-DC en lazo cerrado. Modelo interruptor y modulador PWM.....	64
Figura 6.2: Tensión de salida.....	65
Figura 6.3: Rizado de la tensión de salida	65
Figura 6.4: Corriente por el inductor	65
Figura 6.5: Escalón de corriente de carga de 0.8333 A	66
Figura 6.6: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 1.....	66
Figura 6.7: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 2.....	66
Figura 6.8: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 3.....	67
Figura 6.9: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 4.....	67
Figura 6.10: Esquema eléctrico del módulo didáctico.....	68
Figura 6.11: Señal de diente de sierra del oscilador	69

Figura 6.12: Tensión de entrada y señal PWM.....	70
Figura 6.13: Tensión de salida del convertidor para $V_i = 20\text{ V}$	70
Figura 6.14: Tensión en bornes del inductor	71
Figura 6.15: Rizado de la tensión de salida	71
Figura 6.16: Regulación de carga y de línea.....	72
Figura 6.17: Rendimiento del convertidor.....	72
Figura 6.18: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 1	73
Figura 6.19: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 1.....	73
Figura 6.20: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 1.....	74
Figura 6.21: Entrada no estabilizada y tensión de salida.....	74
Figura 6.22: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 1	75
Figura 6.23: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 2.....	75
Figura 6.24: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 2.....	76
Figura 6.25: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 2.....	76
Figura 6.26: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 2	77
Figura 6.27: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 3.....	77
Figura 6.28: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 3.....	78
Figura 6.29: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 3.....	78
Figura 6.30: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 3	79
Figura 6.31: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 4.....	79
Figura 6.32: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 4.....	80
Figura 6.33: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 4.....	80
Figura 6.34: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 4	81

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1: Ventajas e inconvenientes de la topología Buck	20
Tabla 4.2: Ventajas e inconvenientes de la topología Boost	21
Tabla 4.3: Ventajas e inconvenientes de la topología Buck-Boost.....	22
Tabla 4.4: Ventajas e inconvenientes de la topología Forward	23
Tabla 4.5: Ventajas e inconvenientes de la topología Flyback	23
Tabla 4.6: Ventajas e inconvenientes de la topología Full-Bridge	24
Tabla 4.7: Ventajas e inconvenientes de la topología Half-Bridge.....	25
Tabla 4.8: Ventajas e inconvenientes de la topología Push-Pull	26
Tabla 4.9: Ventajas e inconvenientes de la tecnología BJT.....	27
Tabla 4.10: Ventajas e inconvenientes de la tecnología MOSFET	28
Tabla 4.11: Ventajas e inconvenientes de la tecnología IGBT	28
Tabla 5.1: Especificaciones de la etapa de potencia.....	31
Tabla 5.2: Compensador 1.....	57
Tabla 5.3: Compensador 2.....	58
Tabla 5.4: Compensador 3.....	59
Tabla 5.5: Compensador 4.....	60
Tabla 6.1: Resultados obtenidos del comportamiento dinámico	81

1. Objeto del proyecto

El objeto del presente proyecto es desarrollar un módulo didáctico basado en un convertidor DC-DC conmutado para su posterior uso, por alumnos de la ETSID de la Universidad Politécnica de Valencia, en prácticas de laboratorio de control de convertidores DC-DC.

Mediante este módulo didáctico se pretende que el alumno experimente, con reguladores de tensión de diferentes prestaciones, el comportamiento estático y dinámico de un convertidor DC-DC. El uso de este módulo proporcionará al alumno una experiencia práctica para consolidar conocimientos teóricos adquiridos en diferentes disciplinas relacionadas con convertidores DC-DC conmutados, tales como diseño y modelado de la etapa de potencia, diseño de control y regulación.

A continuación, se enumera la secuencia de tareas que se llevarán a cabo en la realización del proyecto:

1. Selección de la topología del convertidor DC-DC, de la tecnología de los interruptores de potencia y del circuito integrado para la modulación PWM.
2. Diseño de la etapa de potencia, seleccionando los componentes adecuados para cumplir con las condiciones del encargo.
3. Diseño de los circuitos de disparo de los interruptores de potencia.
4. Diseño del lazo de control analógico, seleccionando los componentes adecuados para el correcto funcionamiento del convertidor.
5. Diseño del compensador de tensión. Serán diseñados varios, cada uno de ellos con diferentes especificaciones de margen de fase y frecuencia de cruce. De esta forma, se obtendrá una conclusión clara acerca de las especificaciones de diseño más apropiadas para este convertidor.
6. Diseño de la placa de circuito impreso intentando, en la medida de lo posible, reducir la captación de interferencias electromagnéticas (EMI) por las señales de control y realimentación.
7. Simulación en el software OrCAD del convertidor diseñado.
8. Medidas en el laboratorio del comportamiento estático y dinámico del convertidor DC-DC diseñado y fabricado. Se realizarán medidas para cada uno de los compensadores diseñados.

2. Justificación del proyecto

2.1. Antecedentes

Los convertidores DC-DC son necesarios en la mayoría de los sistemas analógicos y digitales. Son ampliamente utilizados en fuentes de alimentación reguladas, en el control de motores eléctricos, en etapas de corrección del factor de potencia, cargadores de baterías, etc., aplicaciones en las que realizan la función de adaptar la energía eléctrica a las necesidades de la carga.

Una de las aplicaciones más utilizada de los convertidores DC-DC es la fuente de alimentación AC-DC de cualquier dispositivo electrónico de consumo (televisores, teléfonos móviles, ordenadores, impresoras, ...). Una fuente de alimentación AC-DC está compuesta por un rectificador de la tensión alterna de la red eléctrica y un filtro, que proporcionan una tensión continua no regulada a un convertidor DC-DC con aislamiento galvánico. El convertidor DC-DC suministra una tensión regulada y con el valor requerido para la alimentación del dispositivo.

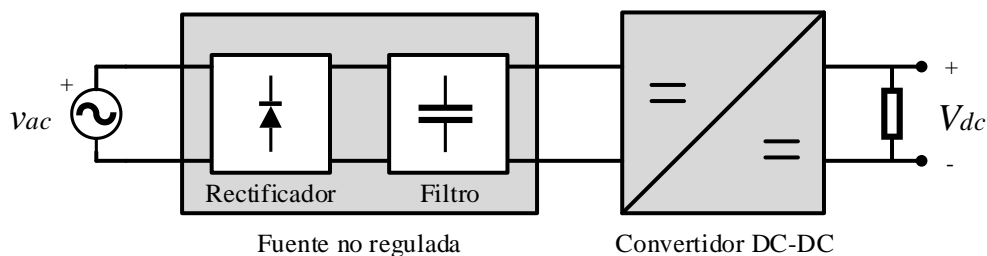


Figura 2.1: Elementos básicos de una fuente de alimentación AC-DC

Debido al gran campo de aplicación que abarcan los convertidores DC-DC, estos constituyen una disciplina fundamental en asignaturas relacionadas con la Electrónica de Potencia. Además, presentan una naturaleza multidisciplinar, ya que precisan de un conocimiento profundo de semiconductores de potencia, circuitos de conmutación, circuitos de disparo, modelado de sistemas, Teoría de Control y Automática y circuitos de acondicionamiento para las señales de realimentación.

En todas estas disciplinas, las prácticas de laboratorio componen una parte esencial de la asignatura, en las que se debe proporcionar al alumno actividades, material y equipamiento adecuado para consolidar los conocimientos teóricos.

2.2. Justificación del proyecto

Este trabajo final de grado surge de la necesidad de proporcionar al alumno un módulo didáctico con el que poner en práctica los conocimientos adquiridos en el diseño de la etapa de potencia y el bucle de control de convertidores DC-DC conmutados. Por otro lado, también se busca afrontar el reto que supone el diseño y el montaje experimental de un convertidor DC-DC desde cero; en el que aplicar conocimientos adquiridos de distintas disciplinas durante el grado y comprobar las dificultades que puedan surgir en el montaje.

3. Factores a considerar

3.1. Condiciones del encargo

A continuación, se describen los requisitos que debe cumplir el convertidor DC-DC, los cuales vienen determinados por la propuesta del profesor que tutoriza este trabajo final de grado.

- Desarrollo de un prototipo de un convertidor DC-DC conmutado con control analógico en modo tensión y funcionamiento en conducción continua. En el que sea posible la modificación del regulador de tensión, la inserción de perturbaciones en la carga y la visualización de distintas señales, mediante un osciloscopio, para comprobar el comportamiento estático y dinámico.
- La modificación de las prestaciones del regulador de tensión la realizará el alumno cambiando el valor de las resistencias y condensadores del compensador de tensión (amplificador de error). Por ello, se debe proporcionar un sistema de sujeción de dichos componentes que sea robusto y que permita cambiarlos de forma rápida.
- Dos entradas de tensión aisladas. Una será utilizada para la alimentación de la etapa de potencia y otra será utilizada para la alimentación de los circuitos de control y disparo.
- La etapa de potencia podrá ser alimentada por las siguientes fuentes de alimentación (estas incluyen aislamiento galvánico y protección contra cortocircuitos):
 - Fuente de alimentación CC de laboratorio *PROMAX FA-363* con tensión de salida variable de 0 V a 30 V, limitación de corriente de 2 A y térmica.
 - Fuente de alimentación CC no regulada con un rizado de la tensión de salida entre 17.5 V y 24.5 V y limitación de corriente de 2 A.
- Para alimentar el circuito de control se utilizará una fuente de alimentación CC de laboratorio *PROMAX FA-363* de +15 V, limitación de corriente de 0.5 A y térmica.
- Se debe incluir un circuito para la conmutación, a 50 Hz y un ciclo de trabajo de 0.5, de una resistencia en paralelo con la carga.
- Ante un escalón de la corriente de carga, la tensión de salida debe recuperar rápidamente el valor establecido con un sobreimpulso menor a 150 mV.
- Rango de tensión de entrada: 17.5 V a 30 V.
- Rango de tensión de salida: 2.5 V a 27 V
- Tensión de entrada nominal: 20 V.
- Tensión de salida nominal: 15 V.
- Corriente máxima de salida: 2 A.
- Rizado de la tensión de salida inferior al 0.1 % del valor nominal (< 15 mV).
- Rizado de la corriente que circula por el inductor inferior al 20 % del valor medio de esta.
- Arranque suave.

4. Alternativas y solución adoptada

En este apartado se analizarán las alternativas que se han considerado para el diseño de la etapa de potencia y el circuito de control y se va a exponer la solución adoptada para los distintos bloques que componen el convertidor DC-DC.

4.1. Topologías de convertidores DC-DC conmutados

A continuación, se realizará una breve descripción de las topologías típicas de convertidores DC-DC con el fin de seleccionar la más adecuada para el diseño de la etapa de potencia. Cada una de estas topologías presenta ventajas e inconvenientes respecto a las otras, ya sea en cuanto a simplicidad de componentes o a facilidades de control.

4.1.1. Convertidor Buck

El convertidor Buck o Reductor, es un tipo de convertidor sin aislamiento que proporciona una tensión de salida estrictamente inferior a la tensión de entrada. Está orientado a aplicaciones de baja potencia (< 200 W). La etapa de potencia está compuesta por un interruptor de potencia S , un diodo D con buenas características de conmutación, un inductor L y un condensador C .

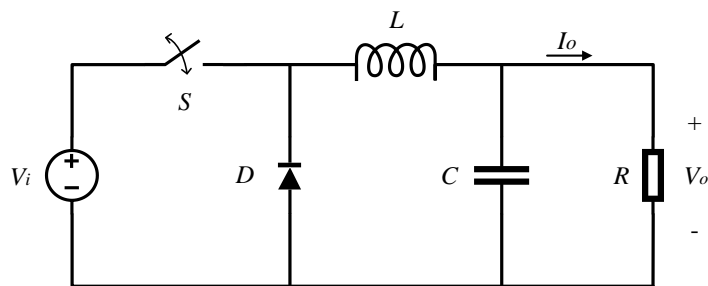


Figura 4.1: Esquema del convertidor Buck

En la tabla 4.1 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [1].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Solo se emplea un interruptor de potencia. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ El interruptor de potencia tiene la referencia a tensión flotante. ▪ $P < 200$ W.

Tabla 4.1: Ventajas e inconvenientes de la topología Buck

4.1.2. Convertidor Boost

El convertidor Boost o Elevador, es un tipo de convertidor sin aislamiento que proporciona una tensión de salida estrictamente superior a la tensión de entrada. La etapa de potencia, al igual que en convertidor Buck, está compuesta por un interruptor de potencia S , un diodo D con buenas características de conmutación, un inductor L y un condensador C .

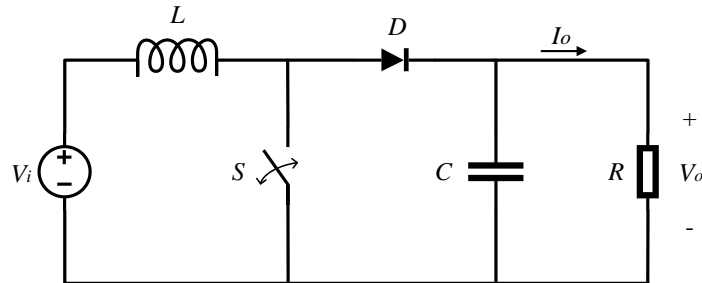


Figura 4.2: Esquema del convertidor Boost

En la tabla 4.2 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [1].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Solo se emplea un interruptor de potencia. ▪ El interruptor de potencia tiene la referencia a masa. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Necesidad de limitación del ciclo de trabajo.

Tabla 4.2: Ventajas e inconvenientes de la topología Boost

4.1.3. Convertidor Buck-Boost

El convertidor Buck-Boost o Reductor-Elevador, es un tipo de convertidor sin aislamiento que permite obtener tensiones de salida mayores o menores a la tensión de entrada, dependiendo del valor del ciclo de trabajo. Este convertidor tiene la peculiaridad de que la tensión de salida presenta una polaridad opuesta a la tensión de entrada. La etapa de potencia está compuesta por los mismos elementos que los convertidores Buck y Boost.

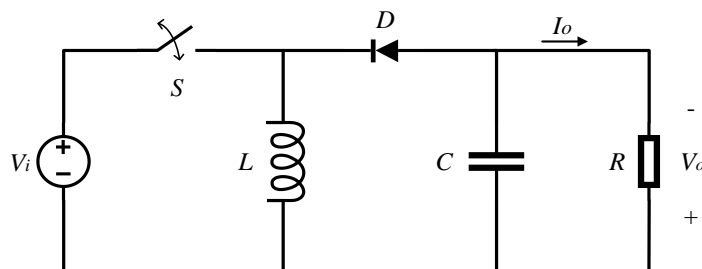


Figura 4.3: Esquema del convertidor Buck-Boost

En la tabla 4.3 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [1].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Solo se emplea un interruptor de potencia. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ La bobina maneja toda la potencia de la carga. ▪ Necesidad de limitación del ciclo de trabajo. ▪ El interruptor de potencia tiene la referencia a tensión flotante. ▪ Polaridad de la tensión de salida invertida.

Tabla 4.3: Ventajas e inconvenientes de la topología Buck-Boost

4.1.4. Convertidor Forward

El convertidor Forward es la variante con aislamiento del convertidor Buck. Además, se le incorpora un diodo D_1 en serie con el devanado secundario del transformador para evitar que se cortocircuite el transformador durante la conducción del diodo D_2 .

En este convertidor, es necesario desmagnetizar el transformador durante el intervalo de no conducción del interruptor S para evitar la saturación del núcleo. Para desmagnetizar el transformador, se puede utilizar un transformador con tres devanados, en el que el tercero se encarga de ofrecer un camino para la desmagnetización del núcleo. Si se añade un diodo en serie con el tercer devanado (red de desmagnetización no disipativa), la energía debida a la magnetización del transformador se devuelve hacia la entrada de la fuente conmutada, por lo que se reutiliza la corriente e implica un mayor rendimiento del convertidor. Dado que el intervalo de magnetización del transformador dura el mismo tiempo que el intervalo de desmagnetización, el ciclo de trabajo de este convertidor debe ser estrictamente inferior a 0.5.

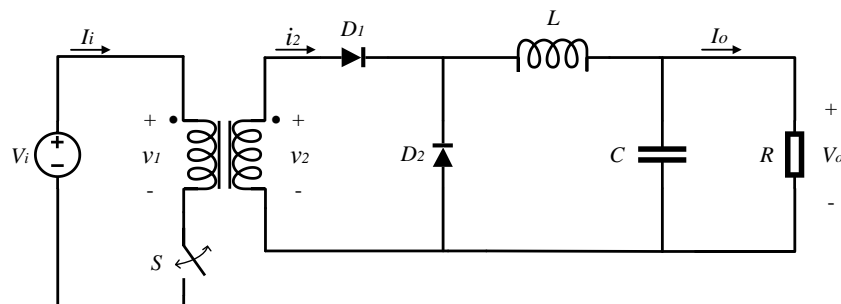


Figura 4.4: Esquema del convertidor Forward (transformador ideal)

En la tabla 4.4 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [1].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Solo se emplea un interruptor de potencia. ▪ El interruptor de potencia tiene la referencia a masa. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Necesidad de desmagnetización del transformador. ▪ Necesidad de limitación del ciclo de trabajo (< 0.5). ▪ Tensión en el interruptor de potencia elevada. ▪ $P \leq 1 \text{ kW}$.

Tabla 4.4: Ventajas e inconvenientes de la topología Forward

4.1.5. Convertidor Flyback

El convertidor Flyback es la variante con aislamiento del convertidor Buck-Boost en el que el transformador realiza la función de almacenamiento de energía y filtrado. Además, el transformador maneja toda la potencia de la carga, por lo que su núcleo es voluminoso. En este convertidor, los dos devanados del transformador nunca conducen simultáneamente, por lo que el transformador funciona como dos inductores acoplados [2]. Está orientado a aplicaciones de baja potencia ($< 200 \text{ W}$) y alta tensión.

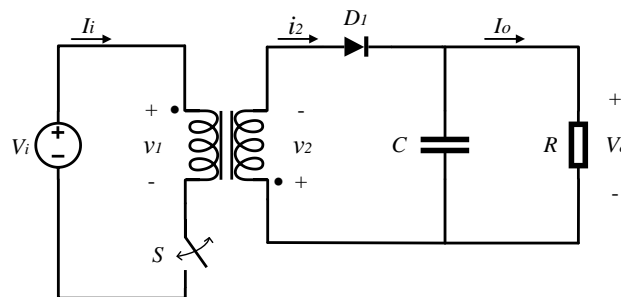


Figura 4.5: Esquema del convertidor Flyback

En la tabla 4.5 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [1].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Solo se emplea un interruptor de potencia. ▪ El interruptor de potencia tiene la referencia a masa. ▪ Circuito sencillo. ▪ El transformador actúa también como inductor. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Necesidad de desmagnetización del transformador. ▪ El transformador maneja toda la potencia de la carga. Núcleo voluminoso. ▪ $P < 200 \text{ W}$.

Tabla 4.5: Ventajas e inconvenientes de la topología Flyback

4.1.6. Convertidor Full-Bridge

El convertidor Full-Bridge o Puesto Completo pertenece a los denominados convertidores indirectos (formados por un puente inversor y un rectificador) y está orientado a aplicaciones de alta potencia ($> 1.5 \text{ kW}$) [3]. Se trata de un convertidor con cuatro interruptores de potencia y con doble devanado en el secundario [2]. Los interruptores S_1 y S_3 conmutan simultáneamente, S_2 y S_4 también conmutan simultáneamente, pero en oposición de fase respecto a los primeros. Los diodos D_5 y D_6 actúan como un rectificador.

En este convertidor, es necesario incluir un tiempo muerto entre las señales que controlan el disparo de los interruptores. Además, el ciclo de trabajo no debe ser superior a 0.5 para que el transformador se desmagnetice en el periodo de conmutación.

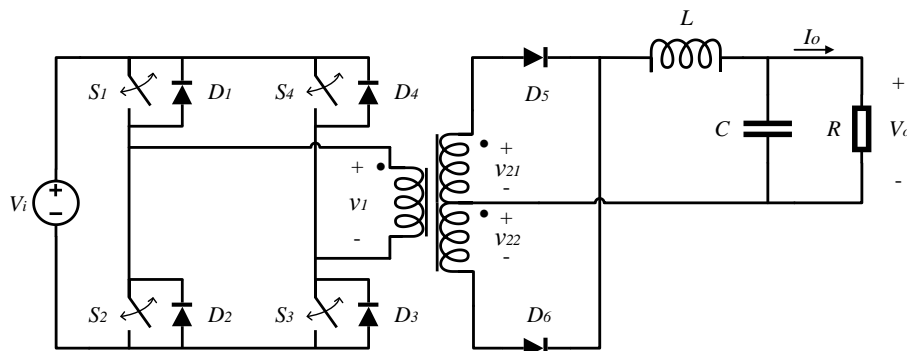


Figura 4.6: Esquema del convertidor Full-Bridge

En la tabla 4.6 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [3] [4].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ La tensión que deben soportar los interruptores de potencia es el valor de la fuente de entrada. ▪ La frecuencia del rizado de la tensión de salida es el doble que la frecuencia de conmutación. Por lo que facilita la acción de filtrado. ▪ $P \geq 1.5 \text{ kW}$. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Son necesarias dos señales de control para el disparo de los interruptores de potencia. ▪ Necesidad de incluir tiempos muertos entre las señales de control. ▪ Necesidad de limitación del ciclo de trabajo (< 0.5). ▪ Se emplean cuatro interruptores de potencia. ▪ Dos de los interruptores de potencia tienen la referencia a tensión flotante. ▪ Alta densidad de componentes. ▪ Coste elevado.

Tabla 4.6: Ventajas e inconvenientes de la topología Full-Bridge

4.1.7. Convertidor Half-Bridge

El convertidor Half-Bridge o Medio Punte [2] es una simplificación del convertidor Full-Bridge, en el que se ha sustituido una rama de interruptores del puente inversor por una batería de condensadores. Al utilizar dos interruptores menos, para alimentar a una misma carga, los interruptores de esta topología conducen el doble de corriente que los del convertidor Full-Bridge. Está orientado a aplicaciones de media potencia ($< 1.5 \text{ kW}$).

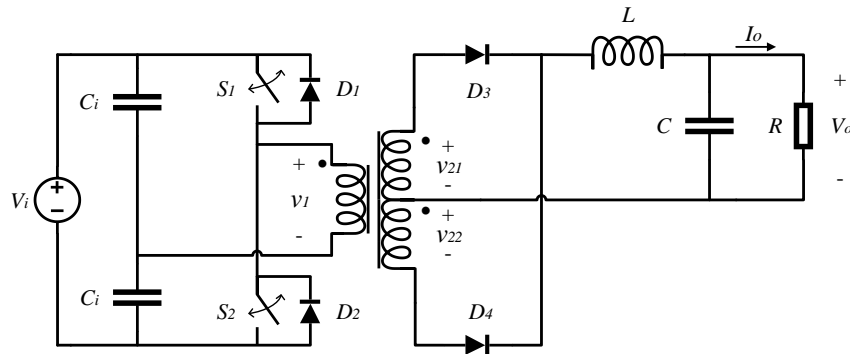


Figura 4.7: Esquema del convertidor Half-Bridge

En la tabla 4.7 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [3] [4].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> La frecuencia del rizado de la tensión de salida es el doble que la frecuencia de conmutación. Por lo que facilita la acción de filtrado. 	<ul style="list-style-type: none"> Son necesarias dos señales de control para el disparo de los interruptores de potencia. Necesidad de limitación del ciclo de trabajo (< 0.5). Necesidad de incluir tiempos muertos entre las señales de control. Uno de los interruptores de potencia tiene la referencia a tensión flotante.

Tabla 4.7: Ventajas e inconvenientes de la topología Half-Bridge

4.1.8. Convertidor Push-Pull

El convertidor Push-Pull es una variante del convertidor Half-Bridge, en el que se ha sustituido el punto medio capacitivo por un punto medio inductivo en el primario [2]. Los interruptores de potencia soportan el doble de la tensión de la fuente de entrada y conducen la misma corriente que el convertidor Full-Bridge para un mismo régimen de carga [2]. Está orientado a aplicaciones de potencias medias ($0.5 \text{ kW} < P < 2 \text{ kW}$)

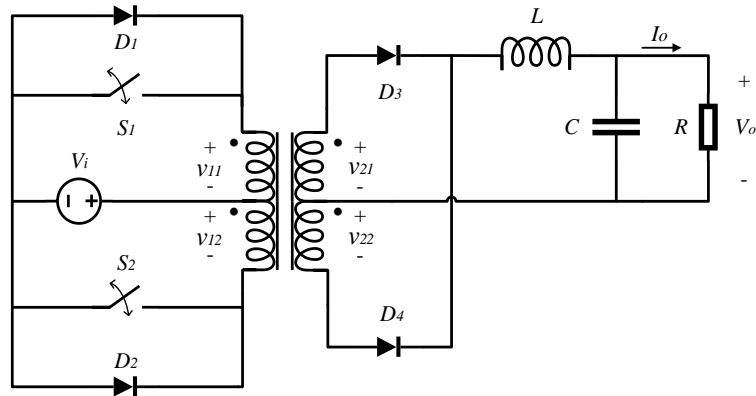


Figura 4.8: Esquema del convertidor Push-Pull

En la tabla 4.8 se pueden observar algunas de las ventajas e inconvenientes que presenta este convertidor [3] [4].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ La frecuencia del rizado de la tensión de salida es el doble que la frecuencia de conmutación. Por lo que facilita la acción de filtrado. ▪ Los interruptores de potencia tienen la referencia a masa. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Son necesarias dos señales de control para el disparo de los transistores de potencia. ▪ Necesidad de limitación del ciclo de trabajo (< 0.5). ▪ Necesidad de incluir tiempos muertos entre las señales de control.

Tabla 4.8: Ventajas e inconvenientes de la topología Push-Pull

4.1.9. Elección de la topología del convertidor DC-DC

Revisados los conceptos básicos sobre las distintas topologías de convertidores DC-DC y teniendo en cuenta las condiciones del encargo, se opta por la elección de la topología Buck para el diseño de la etapa de potencia. Esta elección se debe principalmente a que el convertidor ha de proporcionar una tensión de salida inferior a la de entrada y baja potencia. Además, no es necesario que el convertidor incluya aislamiento galvánico, ya que las fuentes de alimentación utilizadas para alimentar el convertidor lo poseen.

4.2. Tecnología de los transistores de potencia

En la selección de los interruptores de potencia se han tenido en cuenta las tecnologías BJT, MOSFET e IGBT. En la figura 4.9 se muestra una clasificación de los semiconductores de potencia ordenados según sus especificaciones máximas de tensión, corriente y frecuencia de conmutación.

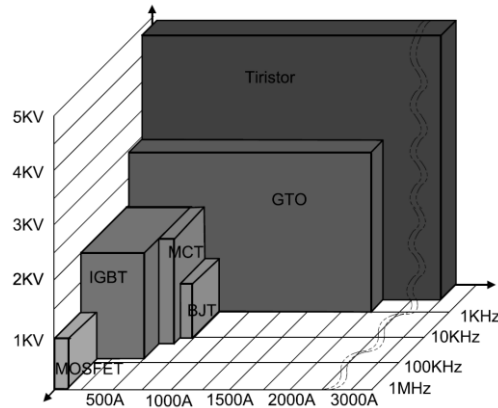


Figura 4.9: Clasificación de los interruptores semiconductores de potencia [9]

4.2.1. Transistor bipolar de potencia (BJT)

El transistor bipolar es un dispositivo semiconductor de tres terminales (base, colector y emisor), en el que la corriente de colector es controlada mediante la corriente inyectada por el terminal de base. En aplicaciones de potencia trabaja conmutando entre las regiones de corte y saturación. Las ventajas e inconvenientes que presenta el transistor bipolar de potencia se pueden observar en la tabla 4.9 [6].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Baja caída de tensión colector-emisor en conducción: bajo consumo en conducción. ▪ Soporta tensiones y corrientes elevadas. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Baja impedancia de entrada: control por corriente. ▪ Dificultad de conexión en paralelo. ▪ Alto consumo en conmutación. ▪ Frecuencia máxima de conmutación: 100 kHz. ▪ Embalamiento térmico: fenómeno regenerativo que puede destruir el dispositivo con el aumento de temperatura. ▪ Se puede producir avalancha secundaria.

Tabla 4.9: Ventajas e inconvenientes de la tecnología BJT

4.2.2. Transistor MOSFET de potencia

Al igual que el transistor bipolar, es un dispositivo de tres terminales (puerta, drenador y surtidor), en el que la corriente de drenador es controlada mediante la tensión puerta-surtidor. En aplicaciones de potencia trabaja conmutando entre la zona de corte y óhmica. En electrónica de potencia, solo se usa el MOSFET de canal N de acumulación. En la tabla 4.10 se pueden observar las ventajas e inconvenientes que presenta el transistor MOSFET [7] [8].

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Reducidas pérdidas en conmutación. ▪ Alta impedancia de entrada: control por tensión (sencillo). ▪ Alta velocidad de conmutación. ▪ Soporta tensiones y corrientes elevadas (inferiores a los BJT e IGBT). ▪ Fácil puesta en paralelo. ▪ Ausencia de avalancha secundaria. ▪ Coeficiente de temperatura positivo: $r_{DS(ON)}$ aumenta con el incremento de temperatura, por lo que reduce la conductividad y mantiene el consumo. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Consumo en conducción superior a los BJT e IGBT.

Tabla 4.10: Ventajas e inconvenientes de la tecnología MOSFET

4.2.3. Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)

El transistor IGBT es un dispositivo de tres terminales (puerta, colector y emisor), que puede ser considerado como un transistor híbrido entre el transistor bipolar y el MOSFET de potencia, adquiriendo de ellos sus mejores características. La corriente de colector es controlada mediante la tensión puerta-emisor similar al MOSFET, y la caída de tensión en conducción es de bajo valor al igual que en el BJT. En la tabla 4.11 se pueden observar las ventajas e inconvenientes que presenta el transistor IGBT.

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Baja caída de tensión colector-emisor en conducción: bajo consumo en conducción. ▪ Alta impedancia de entrada: control por tensión (sencillo). ▪ Alta velocidad de conmutación (inferior a los MOSFET). ▪ Soporta tensiones y corrientes elevadas. ▪ Fácil puesta en paralelo. ▪ Ausencia de avalancha secundaria. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Corriente de cola en la conmutación a OFF: orientado a aplicaciones de ciclo de trabajo reducido.

Tabla 4.11: Ventajas e inconvenientes de la tecnología IGBT

4.2.4. Elección de la tecnología de los transistores de potencia

Tras analizar las características de cada tecnología de transistores de potencia, se elige el transistor MOSFET de potencia debido a que soportará las tensiones y corrientes del circuito, el control por tensión de puerta-surtidor es sencillo de implementar y posee una alta velocidad de conmutación.

4.3. Circuito integrado para el control PWM

Para la modulación de ancho de pulso de la señal de disparo del MOSFET de potencia, se han tenido en cuenta los circuitos integrados *TL494* y *UC3825* del fabricante *Texas Instruments*.

4.3.1. Circuito integrado TL494

Este circuito integrado es un regulador y modulador PWM que incorpora todas las funciones requeridas en la construcción de un circuito de control PWM. Diseñado principalmente para el control en modo tensión de fuentes de alimentación conmutadas. Algunas de sus características son las siguientes:

- Regulador de tensión interno de $5V \pm 5\%$.
- Operación con frecuencias de conmutación de hasta 300 kHz.
- Ciclo de trabajo de hasta el 90 %.
- Arranque suave.
- Posibilidad de limitar la corriente o la tensión en algún punto del circuito.
- Precio 0.61 €.

4.3.2. Circuito integrado UC3825

Este circuito integrado es un regulador, modulador PWM y driver que incorpora todas las funciones requeridas en la construcción de un circuito de control PWM. Diseñado principalmente para el control en modo tensión o en modo corriente de convertidores de potencia de alta frecuencia de conmutación. Algunas de sus características son las siguientes:

- Regulador de tensión interno de $5.1V \pm 1\%$.
- Operación con frecuencias de conmutación de hasta 1 MHz.
- Ciclo de trabajo de hasta el 85 %.
- Arranque suave.
- Sección de inhibición de los disparos cuando la tensión de alimentación o la tensión del regulador interno es baja y posibilidad de limitar la corriente o la tensión en algún punto del circuito.
- Dos salidas de disparo Totem Pole de alta corriente (1.5 A).
- Precio 5.10 €.

4.3.3. Elección del circuito integrado para el control PWM

Se elige el circuito integrado *TL494* debido a que ofrece características suficientes (frecuencia de conmutación, ciclo de trabajo y arranque suave) para la implementación del convertidor DC-DC propuesto y a su precio.

4.4. Solución adoptada

A continuación, se listan los elementos principales seleccionados para el diseño de cada bloque del prototipo.

- Etapa de potencia: topología Buck.
- Tecnología del transistor de potencia: MOSFET.
- Circuito integrado para el control PWM: *TL494* del fabricante *Texas Instruments*.
- Driver: *IR2110* del fabricante *International Rectifier*. No se ha listado en el estudio de alternativas ya que es el único con disponibilidad en el laboratorio y es totalmente válido para el disparo de transistores con referencia a tensión flotante.
- Sensor para el acondicionamiento de la señal de realimentación: divisor de tensión resistivo.

El conjunto de bloques a diseñar se representa en la figura 4.9.

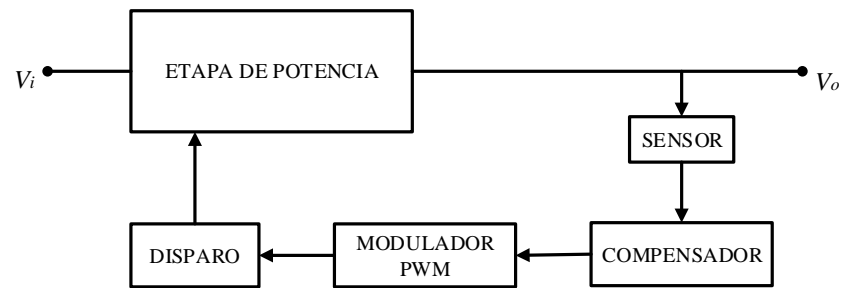


Figura 4.10. Esquema de los bloques diseñados y construidos

5. Descripción detallada de la solución adoptada

En este apartado se va a realizar el diseño de todos los bloques que componen el convertidor Buck con control en modo tensión teniendo en cuenta las condiciones del encargo. La secuencia de diseño comenzará con la etapa de potencia, seguida del lazo de control, compensador y por último el diseño de la placa de circuito impreso.

5.1. Diseño de la etapa de potencia

En este apartado se dimensionarán los componentes de la etapa de potencia de la topología Buck, el condensador de entrada, el circuito para la conmutación de una resistencia en paralelo a la carga y el circuito de disparo. Además, se realizarán cálculos térmicos para determinar si es necesario instalar un radiador en alguno de los transistores de potencia. En la figura 5.1 se muestra el circuito formado por todos estos elementos.

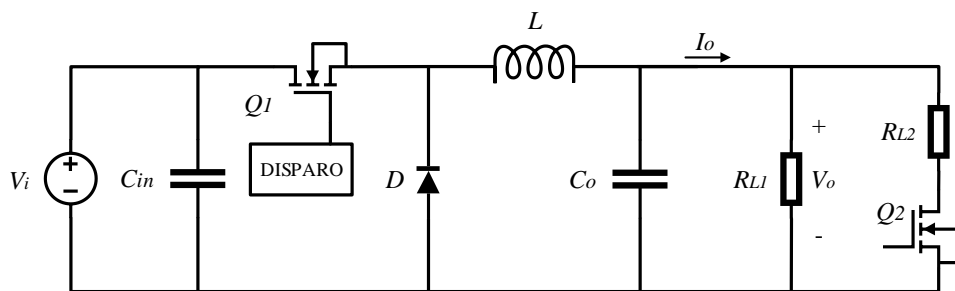


Figura 5.1: Esquema de la etapa de potencia, disparo y circuito de conmutación de la segunda carga

Antes de comenzar con los cálculos para el diseño de los componentes, se debe establecer la frecuencia de conmutación del convertidor. La mayoría de los convertidores DC-DC suelen trabajar en el rango de frecuencias de 50 kHz a 100 kHz. Una frecuencia de conmutación demasiado alta puede provocar el aumento de pérdidas y mayores EMI, mientras que una frecuencia demasiado baja puede resultar en un aumento significativo del tamaño del inductor y una respuesta más lenta. Teniendo esto en cuenta, se establece la frecuencia de conmutación del convertidor en 50 kHz.

En la tabla 5.1 se recogen las especificaciones de la etapa de potencia de manera resumida.

Parámetro	Símbolo	Valor
Rango de tensión de entrada	V_i	17.5 V a 30 V
Rango de tensión de salida	V_o	2.5 V a 27 V
Tensión de entrada nominal	V_i	20 V
Tensión de salida nominal	V_o	15 V
Corriente máxima de salida	I_{o_max}	2 A
Rizado máximo de la tensión de salida	$V_{o(riz)_max}$	15 mV
Rizado máximo de la corriente que circula por el inductor	$I_{L(riz)_max}$	20 % de I_L
Frecuencia de conmutación	f_s	50 kHz

Tabla 5.1: Especificaciones de la etapa de potencia

Conviene obtener los valores máximo y mínimo del ciclo de trabajo del convertidor en este momento, ya que serán necesarios para dimensionar la mayoría de los componentes. La función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la de entrada en un convertidor Buck se muestra en la expresión (5.1).

$$V_o = \delta \cdot V_i \quad (5.1)$$

De la expresión 5.1 se obtienen los valores máximo y mínimo del ciclo de trabajo.

$$\delta_{max} = \frac{V_o}{V_{i_{min}}} = \frac{15 \text{ V}}{17.5 \text{ V}} = 0.8571; \quad \delta_{min} = \frac{V_o}{V_{i_{max}}} = \frac{15 \text{ V}}{30 \text{ V}} = 0.5$$

5.1.1. Carga

La etapa de potencia alimentará a dos cargas resistivas de valor idéntico. La primera se mantendrá siempre conectada y la segunda, cuando se desee comprobar la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de corriente de carga, conmutará con un ciclo de trabajo máximo del 50%. Pero se debe tener en cuenta que, por error humano o fallo del circuito de conmutación de la segunda resistencia, esta puede quedar siempre conectada. El caso más desfavorable ocurre para la máxima corriente de salida.

Teniendo esto en cuenta, el valor mínimo de las resistencias de carga es:

$$R // R \geq \frac{V_o}{I_{o_{max}}} = \frac{15 \text{ V}}{2 \text{ A}} = 7.5 \Omega \Rightarrow R_{min} = 15 \Omega$$

Dado que la corriente de entrada en un convertidor Buck es estrictamente inferior a la corriente de salida ($I_i = \delta \cdot I_o$), con el valor mínimo de resistencia de carga calculado no se superará la corriente máxima que proporciona la fuente de entrada a la etapa de potencia (2 A).

Se eligen resistencias de carga de valor:

- $R = 18 \Omega$

La potencia que disipará cada resistencia es:

$$P = \frac{V_o^2}{R} = \frac{(15 \text{ V})^2}{18 \Omega} = 12.5 \text{ W}$$

Por lo tanto, se eligen resistencias bobinadas de 15W.

5.1.2. Inductor

La función del inductor, junto al condensador de salida, es la de filtrado y almacenamiento de energía. Se ha de calcular el valor de inductancia mínimo que cumpla con las condiciones de funcionamiento en conducción continua y máximo rizado de la corriente que circula por el inductor.

A continuación, se determina el valor mínimo del inductor para que trabaje en conducción continua mediante la expresión (5.2) [2]. En la que T_s corresponde al periodo de conmutación e $I_{o_{min}}$ al valor mínimo de la corriente media de salida, esto es, para la resistencia de carga máxima (18 Ω).

Los valores T_s e $I_{o_{min}}$ son:

$$T_s = \frac{1}{50 \text{ kHz}} = 20 \mu\text{s}; \quad I_{o_{min}} = \frac{15 \text{ V}}{18 \Omega} = 0.8333 \text{ A}$$

El caso más desfavorable, ocurre para ciclo de trabajo mínimo y tensión de entrada máxima.

$$L_{min} = \frac{\delta_{min} \cdot T_s \cdot (V_{i_{max}} - V_o)}{2 \cdot I_{o_{min}}} = \frac{0.5 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot (30 - 15)}{2 \cdot 0.8333} = 90.00 \mu\text{H} \quad (5.2)$$

Además, se ha de cumplir la condición de rizado máximo de corriente que circula por el inductor. En las condiciones del encargo se especificó un rizado máximo inferior al 20 %. Asumiendo que la capacidad del condensador de salida es lo suficientemente elevada, se puede considerar que el valor de la corriente de salida corresponde al valor medio de la corriente que circula por el inductor. Además, se ha de tener en cuenta que, a mayor valor del inductor, menor será el rizado de corriente. Por tanto, para realizar el cálculo, se tendrá en cuenta el caso más desfavorable, esto es, para la máxima corriente de salida (2 A).

$$I_{L(riz)_{max}} = 0.2 \cdot I_{o_{max}} = 0.2 \cdot 2 \text{ A} = 0.4 \text{ A}$$

Con el dato de rizado máximo de corriente que circula por el inductor y mediante la expresión (5.3) [1], en la que se desprecia la caída de tensión en el transistor en conducción, se obtiene el valor mínimo de inductancia para cumplir la condición de rizado. El caso más desfavorable, ocurre para ciclo de trabajo mínimo y tensión de entrada máxima.

$$L_{min} = \frac{(V_{i_{max}} - V_o) \cdot \delta_{min} \cdot T_s}{I_{L(riz)_{max}}} = \frac{(30 - 15) \cdot 0.5 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{0.7} = 375.0 \mu\text{H} \quad (5.3)$$

Dada la disponibilidad en el laboratorio, se elige un inductor de núcleo abierto de ferrita de valor y corriente eficaz máxima:

- $L = 570 \mu\text{H}$
- $I_{L(RMS)_{max}} = 5 \text{ A}$

Para calcular la corriente eficaz máxima que circulará por el inductor, se ha de conocer previamente el valor mínimo y máximo de la corriente que circula a través de él. En primer lugar, mediante la expresión (5.4) [1], se obtiene el rizado de corriente máximo en el inductor. El caso más desfavorable, ocurre para ciclo de trabajo mínimo y tensión de entrada máxima.

$$I_{L(riz)_{max}} = \frac{1}{L} \cdot (V_{i_{max}} - V_o) \cdot \delta_{min} \cdot T_s = 0.2632 \text{ A} \quad (5.4)$$

A continuación, el valor mínimo y máximo de la corriente que circula por el inductor se obtienen de las expresiones (5.5) [1]. El caso más desfavorable se da para la máxima corriente de salida.

$$I_{L_{min}} = I_{o_{max}} - \frac{I_{L(riz)}}{2} = 1.868 \text{ A}; \quad I_{L_{max}} = I_{o_{max}} + \frac{I_{L(riz)}}{2} = 2.132 \text{ A} \quad (5.5)$$

Finalmente, de la expresión (5.6) [20] se obtiene el valor de la corriente eficaz máxima que circulará por el inductor.

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot (I_{L_{max}}^2 + I_{L_{min}}^2 + I_{L_{max}} \cdot I_{L_{min}})} = 2.001 \text{ A} < 5 \text{ A} \quad (5.6)$$

5.1.3. Condensador de salida

Asumiendo que la capacidad del condensador de salida es lo suficientemente elevada, se puede considerar constante la corriente de salida y que todo el rizado de la corriente que circula por el inductor es absorbido por el condensador de salida ($I_{L(riz)} = I_{C(riz)}$). Con esta consideración, el rizado de corriente que absorbe el condensador de salida, provocará una variación de tensión en bornes de este, que se traducirá en el rizado de la tensión de salida. La figura 5.2 muestra la corriente que circula por el inductor $i_L(t)$, la corriente absorbida por el condensador de salida $i_C(t)$ y el rizado en la tensión de salida $v_o(t)$.

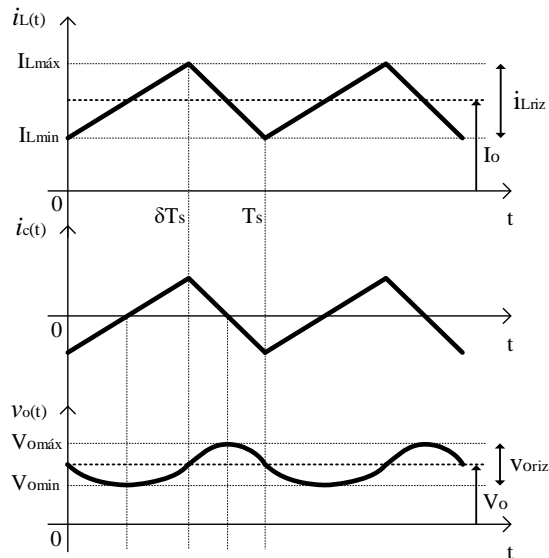


Figura 5.2: Formas de onda $i_L(t)$, $i_C(t)$ y $v_o(t)$

El rizado máximo de la tensión de salida especificado en las condiciones del encargo es 15 mV. Con la expresión (5.7) [1] se calcula el valor mínimo del condensador de salida para cumplir esta condición. El caso más desfavorable se da para el valor máximo de rizado de la corriente que circula por el condensador de salida.

$$C_{o_min} = \frac{I_{C(RIZ)_max}}{8 \cdot V_{o(riz)_max} \cdot f_s} = \frac{0.2632}{8 \cdot 0.015 \cdot 50000} = 43.93 \mu\text{F} \quad (5.7)$$

La resistencia equivalente en serie (ESR) del condensador de salida, debe de tener un valor máximo para cumplir la condición de rizado máximo de la tensión de salida. Con la expresión (5.8) [1] se calcula dicho valor.

$$ESR_{max} = \frac{V_{o(riz)_max}}{I_{L(riz)}} = \frac{15 \text{ mV}}{0.2632 \text{ A}} = 56.99 \text{ m}\Omega \quad (5.8)$$

Con la expresión (5.9) [1] se calcula la corriente eficaz que circulará por el condensador de salida.

$$I_{C(RMS)} = \frac{I_{C(riz)}}{2\sqrt{3}} = \frac{0.2632 \text{ A}}{2\sqrt{3}} = 75.98 \text{ mA} \quad (5.9)$$

Por último, el condensador deberá soportar una tensión superior a la de salida. La tensión de salida nominal del convertidor es de 15 V, pero se podrá regular el valor de esta hasta un valor máximo de 27 V cuando la tensión de entrada sea de 30 V y se utilicen unos valores resistivos en la carga adecuados a la tensión de salida. Con todos estos datos, se elige el condensador electrolítico

de aluminio de baja impedancia *NRSZ222M35V16x31.5F* del fabricante *NIC Components Corp.* Sus principales características son [10]:

- $C_o = 2200 \mu\text{F}$
- $V_R = 35 \text{ V}$
- $ESR = 18 \text{ m}\Omega$
- $I_{C(RMS)_max} = 2.35 \text{ A}$

5.1.4. Condensador de entrada

El convertidor Buck genera una corriente pulsante en la entrada con alta di/dt debido a la conmutación del transistor de potencia. Sin un condensador de entrada, la corriente pulsante sería suministrada por la fuente de entrada al convertidor, generando armónicos de tensión en la fuente de entrada que, debido a la resistencia e inductancia de las pistas de la PCB, serían captados por los dispositivos del convertidor y provocarían un mal funcionamiento de este. Por ello, es necesario incluir un condensador a la entrada del convertidor Buck que suministre la corriente pulsante de entrada. En la figura 5.3 se muestran las formas de onda de la corriente por el condensador de entrada $i_{Cin}(t)$ y de la tensión de entrada $v_{in}(t)$ con el condensador instalado.

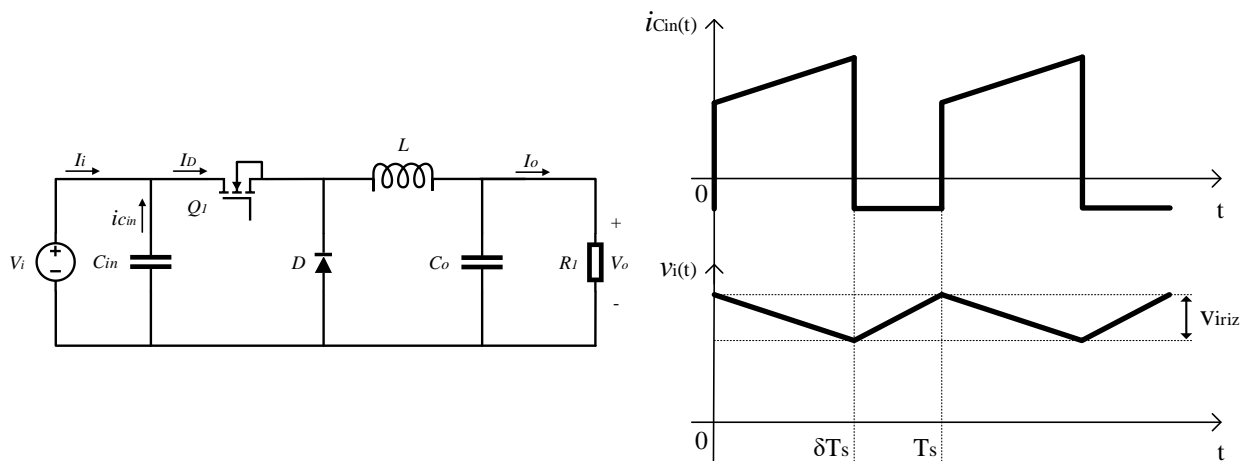


Figura 5.3: Esquema del convertidor Buck y formas de onda $i_{Cin}(t)$ y $v_{in}(t)$

Como se puede observar en la figura 5.3, inicialmente el condensador de entrada está cargado mediante V_i , y cuando el transistor de potencia conmuta a ON, el condensador suministra la corriente pulsante.

El valor mínimo del condensador de entrada se calcula mediante la expresión (5.10) [11]. Para realizar el cálculo, se establece un valor máximo de rizado de la tensión de entrada. En este caso, se establece en 0.2 V. El caso más desfavorable, ocurre para ciclo de trabajo mínimo y corriente máxima de salida.

$$C_{i_min} = \frac{\delta_{min} \cdot (1 - \delta_{min}) \cdot I_{o_max}}{V_{i(riz)_max} \cdot f_s} = \frac{0.5 \cdot (1 - 0.5) \cdot 2}{0.2 \cdot 50000} = 50.00 \mu\text{F} \quad (5.10)$$

Con la expresión (5.11) [11], se calcula la corriente eficaz máxima que circulará por el condensador de entrada. El caso más desfavorable, ocurre para el ciclo de trabajo mínimo, tensión de salida máxima (27 V) y corriente de salida máxima.

$$I_{Cin(RMS)_{max}} = I_o \cdot \sqrt{\delta \cdot (1 - \delta) + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{V_o}{L \cdot f_s \cdot I_o}\right)^2 \cdot (1 - \delta)^2 \cdot \delta} = 1.001 \text{ A} \quad (5.11)$$

Además, el condensador deberá soportar una tensión superior a la de entrada (30 V). Con todos estos datos, y teniendo en cuenta la disponibilidad en el laboratorio, se elige un condensador electrolítico de la serie GS del fabricante CapXon. Sus principales características son [12]:

- $C_{in} = 1000 \mu\text{F}$
- $V_R = 35 \text{ V}$
- $I_{C(RMS)_{max}} = 1.265 \text{ A}$

Dado que el condensador de entrada C_{in} seleccionado es un condensador electrolítico de propósito general, se añade un condensador de disco cerámico de 100 nF 35 V en paralelo a C_{in} para reducir la impedancia (ESR) y mejorar la respuesta en frecuencia.

5.1.5. Transistor MOSFET de potencia

Para la elección del transistor MOSFET de potencia, se ha de tener en cuenta la corriente media y máxima que circularán por el drenador, la caída de tensión que se producirá entre drenador y surtidor y los tiempos de conmutación a ON y a OFF. Las formas de onda de la tensión entre drenador y surtidor $v_{DS}(t)$ y la corriente que circula por el drenador $i_{DS}(t)$ se pueden observar en la figura 5.4.

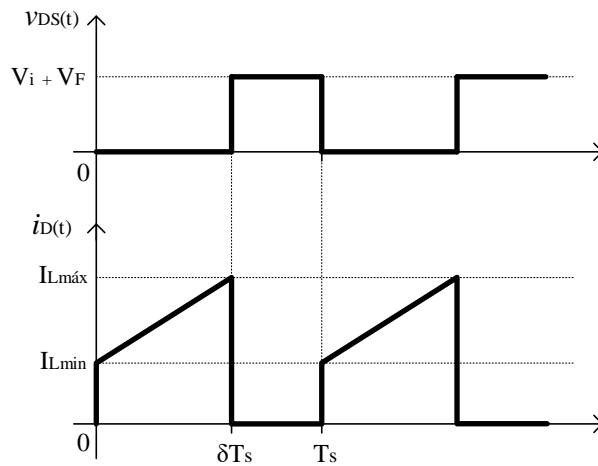


Figura 5.4: Formas de onda $v_{DS}(t)$ e $i_{DS}(t)$

La tensión máxima entre el drenador y el surtidor que debe soportar el transistor ($V_i + V_F$) se produce en el intervalo de no conducción del transistor. Dado que aún no se ha elegido el diodo y que la caída de tensión en este durante la conducción V_F es casi despreciable respecto a la tensión de entrada, no se considera su valor. El caso más desfavorable ocurre para la máxima tensión de entrada. Por tanto:

$$V_{DS_{max}} = V_{i_{max}} = 30 \text{ V}$$

La corriente máxima que circulará por el drenador I_{D_max} corresponde a la corriente máxima que circulará por el inductor.

$$I_{D_max} = I_{L_max} = 2.132 \text{ A}$$

Para calcular la corriente media que circulará por el drenador, se utiliza la expresión (5.12) [1]. El caso más desfavorable sucede con el ciclo de trabajo máximo y corriente de salida máxima.

$$I_D = \delta_{max} \cdot I_{o_max} = 0.8571 \cdot 2 \text{ A} = 1.714 \text{ A} \quad (5.12)$$

Considerando estos valores y la disponibilidad en el laboratorio, se elige el transistor MOSFET de potencia *BUZZ11* del fabricante *ON Semiconductor*. Sus principales características son [13]:

- $V_{DS_max} = 50 \text{ V}$
- $I_{D_max} = 120 \text{ A}$
- $I_D = 30 \text{ A}$
- $t_{d(ON)} = 30 \text{ ns}$; $t_{d(OFF)} = 180 \text{ ns}$; $t_r = 70 \text{ ns}$; $t_f = 130 \text{ ns}$
- $R_{DS(ON)} = 30 \text{ m}\Omega$

La suma de los tiempos empleados por el transistor para realizar la conmutación a ON y a OFF debe ser muy inferior al periodo de conmutación del convertidor. Para esta aplicación, se establece que la suma de dichos tiempos sea unas 25 veces inferior a T_s (20 μs):

$$t_{d(ON)} + 2 \cdot t_r + t_{d(OFF)} + 2 \cdot t_f < \frac{T_s}{25} \Rightarrow 610 \text{ ns} < \frac{20 \mu\text{s}}{25} = 800 \text{ ns}$$

Cumplida la condición, se da por finalizado el dimensionamiento del transistor MOSFET de potencia.

5.1.6. Diodo de libre circulación

Para la elección del diodo de libre circulación se han de considerar la corriente media y máxima que circularán por él y la tensión inversa de trabajo máxima. Los diodos Schottky son los más adecuados para convertidores de potencia, debido a que soportan elevadas tensiones en inversa, altas velocidades de conmutación y la caída en conducción es baja. En la figura 5.5 se muestran las formas de onda de la tensión ánodo-cátodo $v_{AK}(t)$ y la corriente que circula por el ánodo $i_A(t)$.

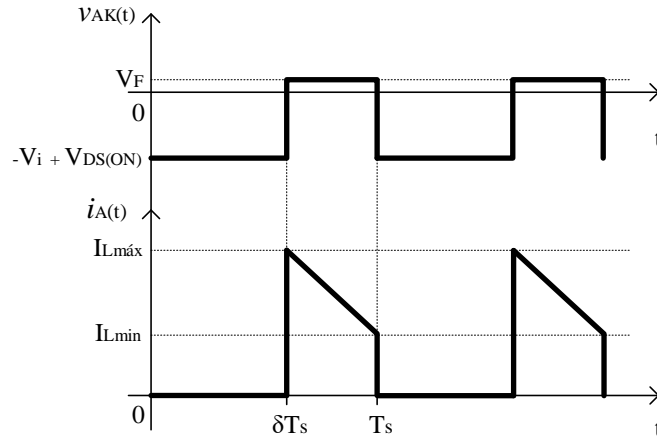


Figura 5.5: Formas de onda $v_{AK}(t)$ e $i_A(t)$

La tensión inversa de trabajo que debe soportar el diodo ($V_i - V_{DS(ON)}$) se produce en el intervalo de conducción del transistor. Debido a que la caída de tensión en el transistor durante la conducción es prácticamente despreciable, no se considera su valor para el cálculo. El caso más desfavorable ocurre para la tensión de entrada máxima. Por tanto:

$$V_{RWM} = V_{i_max} = 30 \text{ V}$$

La corriente máxima que circulará por el diodo, al igual que en el MOSFET, corresponde a la corriente máxima que circulará por el inductor.

$$I_{F_max} = I_{L_max} = 2.132 \text{ A}$$

Para calcular la corriente media que circulará por el diodo, se utiliza la expresión (5.13) [1]. El caso más desfavorable sucede con el ciclo de trabajo mínimo y corriente de salida máxima.

$$I_F = (1 - \delta_{min}) \cdot I_{o_max} = (1 - 0.5) \cdot 2 \text{ A} = 1 \text{ A} \quad (5.13)$$

Considerando estos valores y la disponibilidad en el laboratorio, se elige el diodo Schottky *31DQ05* del fabricante *International Rectifier*. Sus principales características son [14]:

- $V_F = 0.62 \text{ V}$
- $V_{RWM} = 50 \text{ V}$
- $I_{F_max} = 55 \text{ A}$ (máximo, durante un pulso de 6 ms).
- $I_F = 3.3 \text{ A}$

5.1.7. Driver IR2110

El driver es el elemento encargado de proporcionar la señal de disparo del transistor MOSFET de potencia del convertidor para que este trabaje en zona óhmica o corte. El driver debe proporcionar una alta impedancia respecto al circuito de control (aislamiento), adaptar los niveles de tensión y proporcionar una capacidad de corriente de salida elevada que permita realizar la conmutación rápidamente.

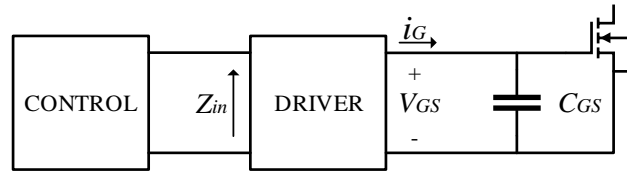


Figura 5.6: Driver para el disparo de un MOSFET con su efecto parásito más importante en el disparo C_{GS} (capacidad puerta-surtidor)

En la figura 5.8 se muestra un conexionado típico del circuito adquirido de la hoja de características del driver *IR2210* del fabricante *International Rectifier* [15]. A continuación, se describen las conexiones del integrado.

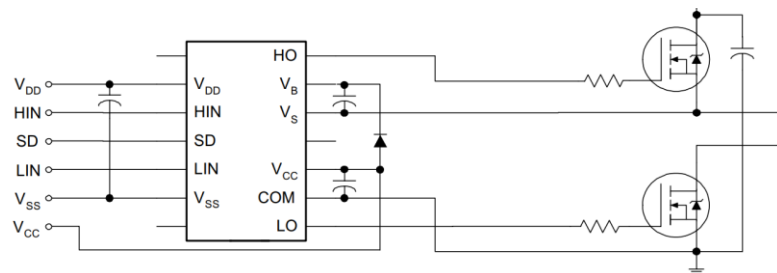


Figura 5.7: Conexión típica del driver IR2210

- V_{DD} es la tensión de alimentación/referencia del nivel lógico a la entrada.
- HIN es la entrada de control para la parte alta del driver y cuya salida en fase es HO .
- LIN es la entrada de control para la parte baja del driver y cuya salida en fase es LO .
- SD es una entrada de control de apagado del driver, similar a un \overline{enable} .
- V_{SS} es la masa del circuito lógico.
- V_B es una entrada de tensión flotante referida a V_S para el disparo del MOSFET de la parte alta.
- V_{CC} es la entrada referida a COM para el disparo del MOSFET de la parte baja. V_{CC} no es flotante.

Las entradas V_{CC} y V_{DD} serán alimentadas mediante la salida de +15 V de la fuente de alimentación del laboratorio.

Para realizar el disparo, el driver debe aplicar una tensión entre los terminales de puerta y surtidor del MOSFET. La mínima tensión que debe aplicar se calcula mediante la expresión (5.14) [7]. El valor de I_D se ha calculado en el apartado 5.1.5. El resto de los datos se extraen de la hoja de características del MOSFET *BUZ11* [13].

$$V_{GS_min} = V_{GS(th)} + R_{DS(ON)} \cdot I_D = 4 + 0.03 \cdot 1.714 = 4.051 \text{ V} \quad (5.14)$$

5.1.7.1. Capacidad elevada de corriente de salida

El driver *IR2110* puede proporcionar una corriente de disparo de hasta 2 A [15]. Se debe diseñar la resistencia de puerta R_{G1} para que la corriente máxima en la carga y descarga de la capacidad parásita puerta-surtidor C_{GS} no supere 2 A.

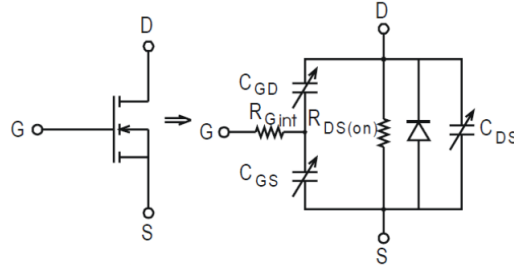


Figura 5.8: Símbolo del transistor MOSFET de canal N de acumulación y sus elementos parásitos

El valor máximo de la resistencia de puerta se calcula mediante la expresión (5.15) [7]. Todos los datos son extraídos de [13]. El valor de R_{Gint} no aparece en dichas hojas de características, por lo que se desprecia dicho valor (suele ser del orden de $m\Omega$).

$$R_{G1_max} = \frac{t_r/5}{C_{iss}} - R_{DS(ON)} - R_{Gint} = \frac{70 \cdot 10^{-9}/5}{1500 \cdot 10^{-12}} - 0.03 = 9.303 \Omega \quad (5.15)$$

La potencia que disipará el driver y aproximadamente deberá disipar R_{G1} , se calcula mediante la expresión (5.16) [7]. El valor de Q_g se extrae de [13] y f_{drv} es la frecuencia de operación del driver, es decir, la frecuencia de conmutación del convertidor.

$$P_{drv} = V_{cc} \cdot Q_g \cdot f_{drv} = 15 \cdot 50 \cdot 10^{-9} \cdot 50000 = 37.5 \text{ mW} \quad (5.16)$$

Por lo tanto, para la resistencia de puerta se elige una resistencia de 0.25 W y de valor:

- $R_{G1} = 8.2 \Omega$

La corriente que entregará el driver con la resistencia R_{G1} calculada se obtiene mediante la expresión (5.17) [7]. Se vuelve a despreciar el valor de R_{Gint} .

$$I_{drv} = \frac{V_{cc}}{R_{DS(ON)} + R_{G1} + R_{Gint}} = \frac{15 \text{ V}}{0.03 \Omega + 8.2 \Omega} = 1.823 \text{ A} < 2 \text{ A} \quad (5.17)$$

5.1.7.2. Circuito de Bootstrap

El transistor MOSFET de la etapa de potencia del convertidor no está referido a masa. Por lo tanto, es necesario conectar una fuente de tensión flotante de 15 V en V_B referida a V_S . Para ello se empleará un circuito de Bootstrap. Esto consiste en conectar un condensador C_{bs} y un diodo D_{bs} como se muestra en la figura 5.10, de manera que cuando el MOSFET no conduce, el condensador se carga a través del diodo con la tensión V_{cc} . Cuando el MOSFET conduce, el diodo evita que el condensador se descargue. Si la capacidad del condensador es suficiente, este proporcionará una tensión flotante estable para el disparo del MOSFET de potencia.

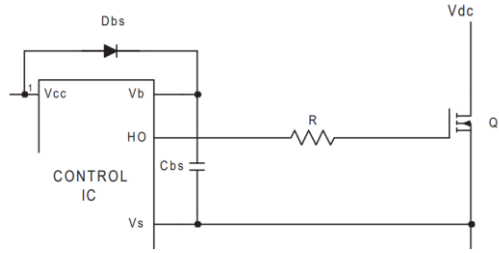


Figura 5.9: Tensión flotante mediante el circuito Bootstrap

Para realizar el cálculo del valor mínimo del condensador de Bootstrap se utiliza la expresión (5.18) [7]. El parámetro I_{qbs_max} (corriente máxima de reposo de la fuente de tensión flotante V_{BS}) es extraído de [15] y Q_g de [13]. $\Delta V_{C(bs)}$ es la máxima tensión de rizado tolerable en el condensador de Bootstrap (en este caso un 10 % de V_{CC}).

$$C_{bs_min} = \frac{I_{qbs_max} \cdot \frac{\delta_{max}}{f_{drv}} + Q_g}{\Delta V_{C(bs)}} = \frac{230 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0.8571}{50000} + 50 \cdot 10^{-9}}{0.1 \cdot 15} = 35.96 \text{ nF} \quad (5.18)$$

Por lo tanto, se elige un condensador cerámico o de película plástica de 25 V y capacidad:

- $C_{bs} = 47 \text{ nF}$

Para determinar la corriente media que debe soportar el diodo de Bootstrap, previamente se ha de calcular la mínima carga que debe ser suministrada por el condensador C_{bs} . Para ello se utiliza la expresión (5.19) obtenida del consejo de diseño *DT 98-2a* [16] donde Q_{ls} es un valor proporcionado por dicho consejo de diseño [16]. Posteriormente la carga Q_{bs_min} será multiplicada por un factor de dos ya que el condensador C_{bs} debe poder suministrar dicha carga mínima y conservar su tensión.

$$Q_{bs_min} = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs_max}}{f_s} + Q_{ls} = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-8} + \frac{230 \cdot 10^{-6}}{50000} + 5 \cdot 10^{-9} = 109.6 \text{ nC} \quad (5.19)$$

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_{bs_min} = 2 \cdot 109.6 \text{ nC} = 219.2 \text{ nC}$$

Por lo tanto, el diodo de Bootstrap debe proporcionar las siguientes características:

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_s = 219.2 \text{ nC} \cdot 50 \text{ kHz} = 10.9 \text{ mA}; \quad V_{RWM} = V_{CC} = 15 \text{ V}; \quad t_{rr_max} = 100 \text{ ns}$$

Dada la disponibilidad en el laboratorio, se elige el diodo de pequeña señal 1N4148. Sus principales características son:

- $V_F = 1 \text{ V}$
- $V_{RWM} = 100 \text{ V}$
- $I_F = 150 \text{ mA}$
- $t_{rr_max} = 8 \text{ ns}$

Por último, para limitar la corriente máxima durante el periodo de carga del condensador C_{bs} , se coloca una resistencia en serie entre el diodo D_{bs} y V_{CC} . Típicamente el valor de la resistencia está comprendido entre 5 y 10 Ω [18] ya que incrementa la constante de tiempo de carga de V_{BS} . Con la expresión (5.20) [18] se determina el valor de dicha constante de tiempo. En la expresión se utiliza un valor para R_{bs} de 10 Ω .

$$\tau = \frac{R_{bs} \cdot C_{bs}}{\delta_{min}} = \frac{10 \Omega \cdot 47 \text{ nF}}{0.5} = 940 \text{ ns} \quad (5.20)$$

Por lo que el tiempo de carga del condensador C_{bs} es:

$$5 \cdot \tau = 4.7 \mu\text{s} < T_s = 20 \mu\text{s}$$

Para finalizar, en la figura 5.11 se muestra el esquema eléctrico del driver *IR2110* junto a los componentes dimensionados. La capacidad del condensador C_6 es recomendada para convertidores Buck por la nota de aplicación AN-978 [17].

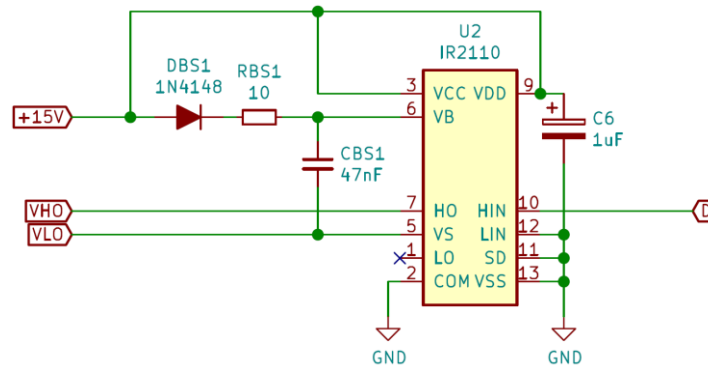


Figura 5.10: Esquema eléctrico del circuito de disparo

5.1.8. Circuito para la conmutación de la segunda carga

Para implementar el circuito, se conectará la segunda resistencia de carga entre la traza de la tensión de salida y el drenador de un MOSFET de potencia. El surtidor del MOSFET será conectado a masa.

El MOSFET de potencia será disparado mediante una señal de pulsos proporcionada por el generador de funciones del laboratorio. Para evitar que el transistor se pueda disparar debido a la capacitancia entre las trazas de la PCB, se colocará un jumper entre el terminal de puerta del transistor y el punto de prueba. El punto de prueba recibirá la señal de disparo del generador de funciones. El jumper permitirá conectar el terminal de puerta a masa cuando no se requiera la conmutación de la segunda carga o al punto de prueba cuando se requiera la conmutación.

El transistor deberá soportar, en el caso más desfavorable, la máxima tensión y corriente de salida del convertidor (27 V y 2 A). Dado que en el apartado 5.1.5 se ha realizado el dimensionamiento del transistor MOSFET de potencia de la etapa de potencia del convertidor, y que las especificaciones eléctricas de este soportan la tensión y corriente indicadas en este apartado; se utilizará el mismo MOSFET de potencia *BUZ11* para la implementación de este circuito. Al tratarse del mismo transistor, el valor de la resistencia de puerta R_{G2} tendrá el mismo valor que la resistencia R_{G1} calculada en el apartado 5.1.7.1 (8.2 Ω). En la figura 5.6 se pueden observar todos los elementos del circuito para la conmutación de la segunda carga y sus conexiones.

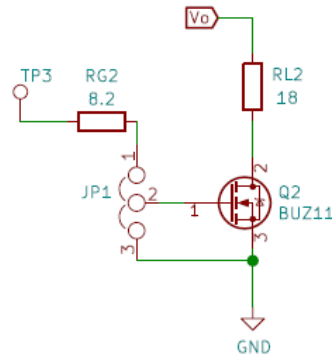


Figura 5.11: Circuito para la conmutación de la segunda carga

5.1.9. Cálculos térmicos

En este apartado se determinará si en alguno de los transistores MOSFET de potencia es necesario la instalación de un radiador. Todos los valores necesarios para realizar los cálculos se han obtenido de los apartados anteriores.

5.1.9.1. Transistor MOSFET Q_1 (Etapa de potencia)

En la figura 5.12 se muestran las formas de onda de la señal de control de disparo $v_{control}$, tensión drenador-surtidor $v_{DS(ON)}(t)$, corriente en el drenador $i_D(t)$ y potencia disipada $p_D(t)$ en el transistor de la etapa de potencia.

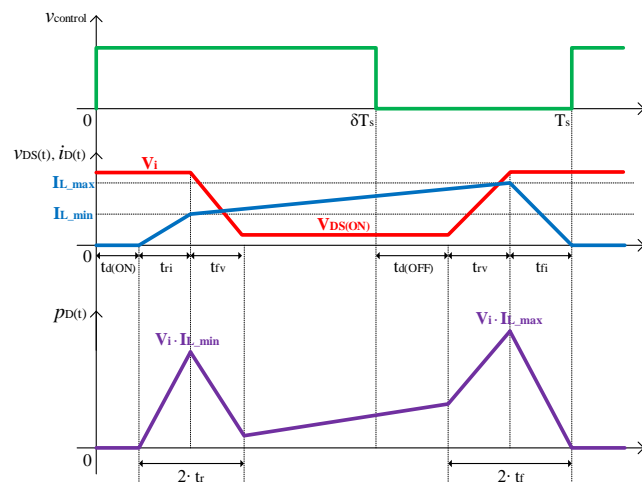


Figura 5.12: Formas de onda en el MOSFET Q_1

De las formas de onda mostradas en la figura 5.12 se deduce la potencia disipada en Q_1 . La potencia disipada en el transistor durante las conmutaciones a ON y a OFF se calcula mediante la expresión (5.21). El caso más desfavorable se da para la tensión de entrada máxima y corriente de salida máxima (30 V y 2 A).

$$P_{D(C)} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot t_r \cdot I_{L_min} \cdot V_{i_max} + 2 \cdot t_f \cdot I_{L_max} \cdot V_{i_max}) = 0.6119 \text{ W} \quad (5.21)$$

La potencia disipada en el transistor durante la conducción se calcula mediante la expresión (5.22). El caso más desfavorable se da para el ciclo de trabajo máximo y corriente de salida máxima.

$$P_{D(ON)} = \frac{1}{T_s} \cdot R_{DS(ON)} \cdot \left(\frac{I_{L,max} + I_{L,min}}{2} \right)^2 \cdot (\delta_{max} \cdot T_s + t_{d(OFF)} - t_{d(ON)} - 2 \cdot t_r) \Rightarrow \quad (5.22)$$

$$P_{D(ON)} = 0.1029 \text{ W}$$

Por lo tanto, la potencia disipada en el transistor MOSFET Q_1 es:

$$P_D = P_{D(C)} + P_{D(ON)} = 0.7148 \text{ W}$$

Para calcular la potencia máxima que es capaz de disipar el transistor MOSFET *BUZ11* sin radiador se utiliza la expresión (5.23). Los valores de $T_{j,max}$ y $R_{\theta JA}$ se obtienen de [13]. Se establece que el caso más desfavorable será con una temperatura ambiente de 40 °C.

$$P_{max} = \frac{T_{j,max} - T_a}{R_{\theta JA}} = \frac{150 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{75 \text{ °C/W}} = 1.467 \text{ W} > 0.7148 \text{ W} = P_D \quad (5.23)$$

Por lo tanto, el transistor Q_1 no necesita radiador.

5.1.9.2. Transistor MOSFET Q_2 (Circuito de conmutación de la segunda carga)

En la figura 5.13 se muestran las formas de onda de la señal de control de disparo $v_{control}$, tensión drenador-surtidor $v_{DS(ON)}(t)$, corriente en el drenador $i_D(t)$ y potencia disipada $p_D(t)$ del circuito de conmutación de la segunda carga. La frecuencia de conmutación (50 Hz) y el ciclo de trabajo (0.5) de Q_2 se han especificado en las condiciones del encargo.

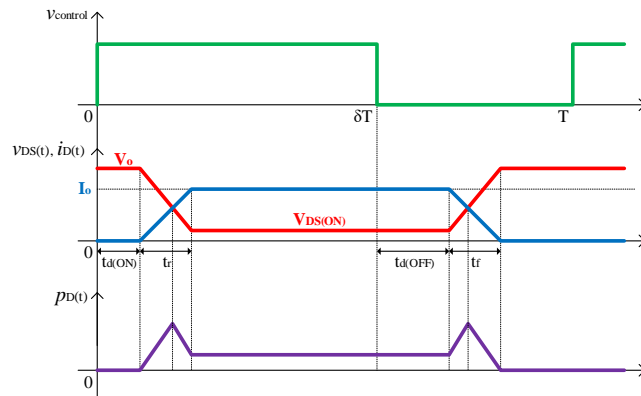


Figura 5.13: Formas de onda en el MOSFET Q_2

De las formas de onda mostradas en la figura 5.13 se deduce la potencia disipada en Q_2 de forma aproximada. La potencia disipada en el transistor durante las conmutaciones a ON y a OFF se calcula mediante la expresión (5.24). El caso más desfavorable se da para la tensión de salida máxima y corriente de salida máxima (27 V y 2 A).

$$P_{D(C)} = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{o,max} \cdot V_{o,max} \cdot (t_r + t_f) = 0.27 \text{ mW} \quad (5.24)$$

La potencia disipada en el transistor durante la conducción se calcula mediante la expresión (5.25). El caso más desfavorable se da para el ciclo de trabajo máximo y corriente de salida máxima.

$$P_{D(ON)} = \frac{1}{T} \cdot R_{DS(ON)} \cdot I_{o_max}^2 \cdot \delta_{max} \cdot (\delta_{max} \cdot T + t_{d(OFF)} - t_{d(ON)} - t_r) \Rightarrow \quad (5.25)$$

$$P_{D(ON)} = 30.00 \text{ mW}$$

Por lo tanto, la potencia disipada en el transistor MOSFET Q_2 es:

$$P_D = P_{D(C)} + P_{D(ON)} = 30.27 \text{ mW}$$

La potencia máxima que es capaz de disipar el MOSFET $BUZ11$ ha sido calculada en la expresión (5.23).

$$P_{max} = 1.467 \text{ W} > 30.27 \text{ mW} = P_D$$

Por lo tanto, el transistor Q_2 no necesita radiador.

Para finalizar el apartado de diseño de la etapa de potencia, en la figura 5.14 se muestra el esquema eléctrico de esta con todos los componentes dimensionados. Se han incluido dos diodos led (LED_1 y LED_2 junto a las resistencias R_{LED1} y R_{LED2}) para comprobar de forma visual si hay tensión a la entrada y a la salida del convertidor. Los componentes R_{SN1} , C_{SN1} , R_{SN2} y C_{SN2} corresponden a dos redes Snubber RC con las que será posible experimentar la atenuación de la resonancia de elementos parásitos en el circuito de potencia y controlar la pendiente de tensión en los semiconductores durante la conmutación. Los componentes R_{M1} y R_{M2} corresponden al sensor de tensión diseñado en el apartado 5.2.2.

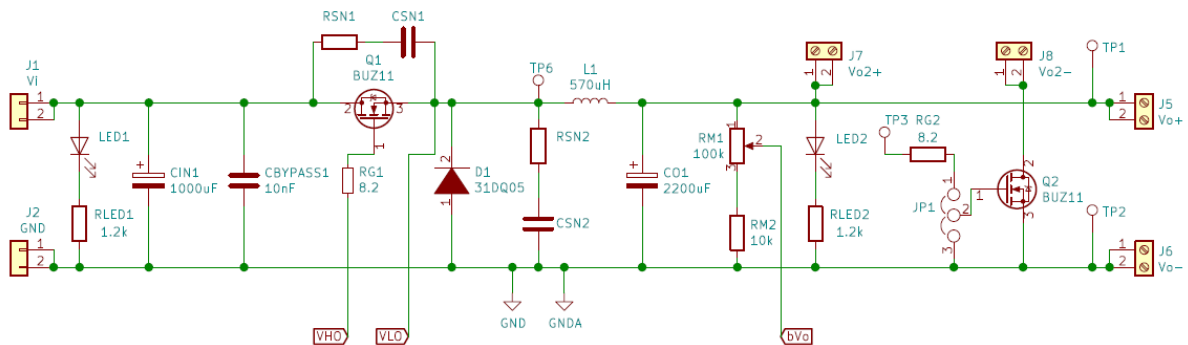


Figura 5.14: Esquema eléctrico de la etapa de potencia

5.2. Diseño del lazo de control en modo tensión

Para conseguir una tensión de salida regulada que siga a una tensión de referencia, el convertidor DC-DC debe trabajar en lazo cerrado. En el control en modo tensión, la tensión de salida es acondicionada mediante un sensor y realimentada al circuito de control, de manera que se obtiene una tensión de salida constante variando el ciclo de trabajo del transistor de potencia para compensar perturbaciones en la línea, en la carga y variaciones de los valores de los componentes debido al envejecimiento, a las tolerancias o a los cambios de temperatura.

El lazo de control en modo tensión de un convertidor DC-DC se compone a alto nivel de los bloques mostrados en la figura 5.15. Estos son, tensión continua de referencia, compensador de tensión, modulador PWM y sensor.

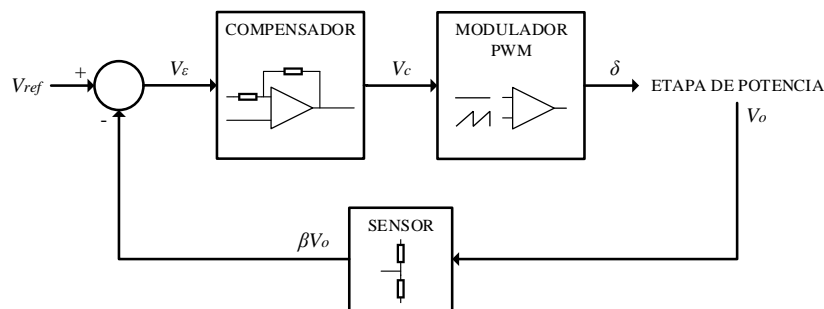


Figura 5.15: Bloques y señales que componen el lazo de control en modo tensión

En este apartado se dimensionarán los componentes necesarios para la implementación de la tensión de referencia, el modulador PWM y el sensor de tensión. El diseño del compensador se realizará en el apartado 5.3.

5.2.1. El circuito integrado TL494 como modulador PWM

El CI *TL494* es el dispositivo encargado de proporcionar la tensión de referencia, compensar el error de la tensión de salida respecto a la referencia y generar la señal de control del MOSFET de potencia mediante la modulación PWM. En la figura 5.16 se muestra el diagrama de bloques funcional del integrado *TL494*.

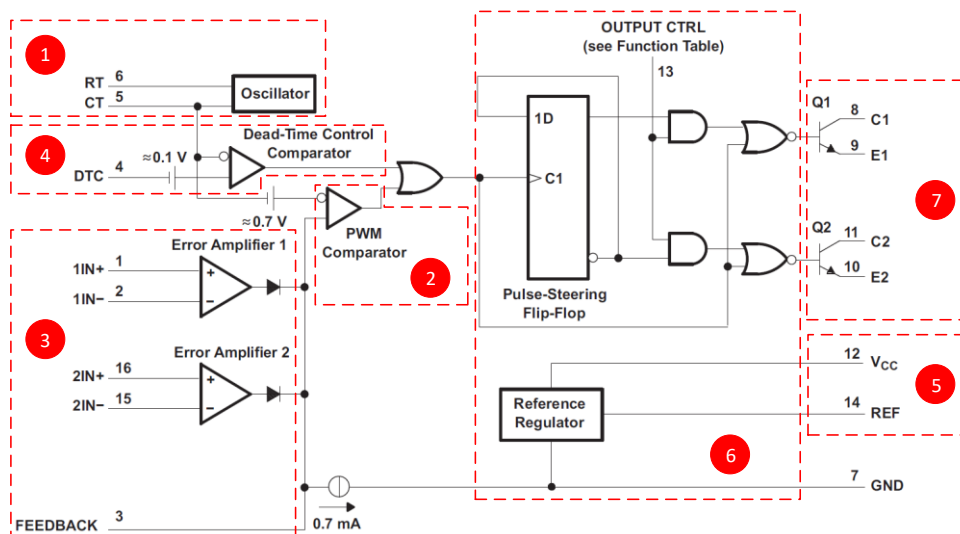


Figura 5.16: Esquema interno del integrado TL494

A continuación, se detallan los bloques funcionales del CI *TL494* y la secuencia de diseño de los componentes externos necesarios.

1. Generador de rampa

El conjunto 1 representa el oscilador (generador de la señal de rampa). La amplitud de dicha señal es de 3 V. La frecuencia del oscilador, la cual es la misma que la frecuencia de conmutación del convertidor, es configurable mediante una resistencia R_T y un condensador C_T . El fabricante recomienda un rango de valores de estos componentes para el correcto funcionamiento del oscilador, estos son:

$$R_T = 1.8 \text{ k}\Omega \dots 500 \text{ k}\Omega; \quad C_T = 0.47 \text{ nF} \dots 10000 \text{ nF}$$

El cálculo de los componentes se realiza mediante la expresión (5.26) [19]. Se toma un valor de C_T de 4.7 nF.

$$R_T = \frac{1}{C_T \cdot f_s} = \frac{1}{4.7 \text{ nF} \cdot 50 \text{ kHz}} = 4.255 \text{ k}\Omega \quad (5.26)$$

La resistencia R_T será implementada por una resistencia R_{T2} en serie a un potenciómetro multivuelta R_{T1} para que sea posible la modificación de la frecuencia de conmutación y cumplir con el valor resistivo mínimo recomendado por el fabricante. Los componentes externos a utilizar en el oscilador son:

- $C_T = 4.7 \text{ nF}$ cerámico o de película plástica.
- $R_{T1} = 10 \text{ k}\Omega$. Potenciómetro multivuelta.
- $R_{T2} = 1.8 \text{ k}\Omega$ de 0.25 W.

2. Comparador

El conjunto 2 representa el comparador. Es el elemento que compara la señal de rampa con la señal de control proporcionada por el compensador.

3. Amplificador de error

El circuito integrado incorpora dos amplificadores de error de altas prestaciones (alto CMRR, alto PSRR, bajo offset, etc.). Se utilizará uno de ellos como compensador de tensión, el cual será diseñado en el siguiente apartado del documento. El otro podría ser utilizado, por ejemplo, para limitar la corriente en algún punto del circuito haciéndolo trabajar como comparador.

Este circuito integrado tiene la peculiaridad de que la tensión de salida acondicionada βV_o debe ser aplicada en la entrada no inversora del amplificador de error (pin 1) y la señal de referencia V_{ref} debe ser aplicada en la entrada inversora (pin 2). La secuencia de variación de las señales implicadas en la regulación de la tensión de salida es la siguiente:

$$Si: V_o \uparrow \rightarrow \beta V_o \uparrow \rightarrow V_\varepsilon \uparrow \rightarrow \delta \downarrow \rightarrow V_o \downarrow \Rightarrow V_o \text{ constante}$$

4. Tiempo muerto y arranque suave

La entrada DTC (pin 4) proporciona el control de tiempo muerto y de arranque suave.

En la función de control de tiempo muerto, la salida del comparador inhibe los transistores de conmutación Q_1 y Q_2 de la etapa de salida del CI *TL494* cuando la tensión en la entrada DTC es

mayor que la tensión de rampa del oscilador. El control de tiempo muerto no es útil en este proyecto (convertidor Buck asíncrono) ya que solo se utiliza un transistor en la etapa de potencia.

El circuito de arranque suave permite que el ancho de pulso en la salida del integrado aumente lentamente aplicando una forma de onda de pendiente negativa a la entrada DTC. Esta funcionalidad es importante, pues ayuda a evitar la aparición de variaciones rápidas en la tensión de salida del convertidor cuando se establece la alimentación. En la figura 5.17 se muestra el circuito y las formas de onda durante el arranque suave [19].

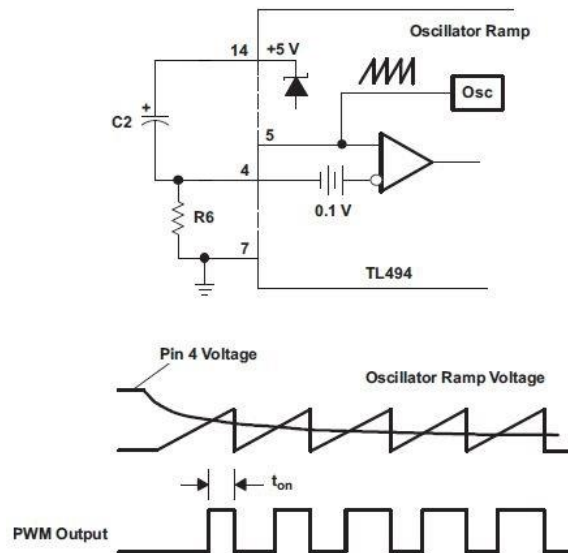


Figura 5.17: Circuito y formas de onda durante el arranque suave

Inicialmente, el condensador C_2 obliga a la entrada DTC a seguir a la tensión del regulador interno de 5 V, la cual desactiva la salida (100 % de tiempo muerto). A medida que C_2 se carga a través de R_6 , el ancho de pulso de salida aumenta lentamente hasta que C_2 se carga por completo y el circuito de control toma el mando.

El periodo de arranque suave generalmente se establece en el rango de 25 a 100 ciclos de reloj. El valor del condensador de arranque suave C_{SS} se obtiene de la expresión (5.27) [19], en la que se han establecido 100 ciclos de reloj y un valor de R_{SS} de 1 k Ω .

$$C_{SS} = \frac{T_s \cdot 100 \text{ ciclos}}{R_{SS}} = \frac{20 \mu\text{s} \cdot 100 \text{ ciclos}}{1 \text{ k}\Omega} = 2.00 \mu\text{F} \quad (5.27)$$

Los componentes externos a utilizar en el circuito de arranque suave son:

- $C_{SS} = 2.2 \mu\text{F}$ electrolítico de aluminio de tensión superior a 5 V.
- $R_{SS} = 1 \text{ k}\Omega$ de 0.25 W.

5. Tensión de alimentación y regulador de 5 V interno

El circuito integrado *TL494* se debe alimentar con una tensión de entre 7 V y 40 V en la entrada V_{cc} (pin 15). En este proyecto será alimentado a 15 V.

El regulador de 5 V que incorpora será utilizado para la implementación del circuito de arranque suave y para proporcionar la señal de referencia al lazo de control. Para que la fluctuación de la tensión del regulador no sobrepase $\pm 5 \%$, este debe proporcionar una corriente inferior a 10 mA.

Se establece una tensión de referencia de 2.5 V que se obtendrá mediante un divisor de tensión con dos resistencias del mismo valor. La suma de los valores resistivos del divisor de tensión debe ser como mínimo:

$$(R_{REF1} + R_{REF2})_{min} = \frac{5 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

A continuación, se muestran las tensiones utilizadas para la alimentación y la referencia y los valores de las resistencias para la implementación.

- $V_{cc} = 15 \text{ V}$
- $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$
- $R_{REF1} = 4.7 \text{ k}\Omega$ de 0.25 W.
- $R_{REF2} = 4.7 \text{ k}\Omega$ de 0.25 W.

6. Control de la salida

La entrada OUTPUT CLTR (pin 13) determina la configuración de los transistores Q_1 y Q_2 de la etapa de salida del integrado. Estos pueden operar en modo Push-Pull, en paralelo o en Single-Ended.

Para la operación en modo Push-Pull, la entrada OUTPUT CTRL se ha de conectar al regulador interno de 5 V. Esto activa el flip-flop interno y las salidas de los transistores estarán desfasadas 180° . En este modo, la frecuencia de la señal PWM a la salida es la mitad que la frecuencia del oscilador.

Para la operación en paralelo o en Single-Ended, la entrada OUTPUT CTRL se ha de conectar a masa. Esto desactiva el flip-flop interno y los pulsos de la salida del comparador PWM se transmiten por los dos transistores de salida de forma simultánea. En el modo Single-Ended, la frecuencia de la señal PWM a la salida coincide con la frecuencia del oscilador.

Por lo tanto, la entrada OUTPUT CTRL (pin 13) es conectada a masa.

7. Etapa de salida

Los dos transistores Q_1 y Q_2 de la etapa de salida están configurados como colector abierto y emisor abierto y cada uno es capaz de suministrar una corriente de 200 mA.

La configuración elegida para la etapa de salida es la siguiente:

- Colector común. De esta forma no se invierte la señal PWM.
- Se conectan ambos colectores a 15 V y los emisores a una resistencia de pull-down para obtener una única salida PWM con la misma frecuencia del oscilador,

En la configuración de colector común, la caída de tensión colector-emisor en saturación es de 1.3 V. Para limitar la corriente entregada por los transistores de salida, el valor de la resistencia de pull-down deberá ser superior a:

$$R_{4.min} = \frac{15 \text{ V} - 1.3 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = 68.5 \Omega$$

Se elige una resistencia de pull-down de valor:

- $R_4 = 10\text{ k}\Omega$ de 0.25 W.

La figura 5.18 muestra el esquema de conexiones del CI *TL494* junto a todos los componentes dimensionados. Los componentes R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 y C_3 pertenecen al compensador el cual se diseñará en el apartado 5.3. C_4, C_7 y C_5 son condensadores de desacoplo. El valor de C_5 se recomienda en la hoja de características del circuito integrado *TL494* [19].

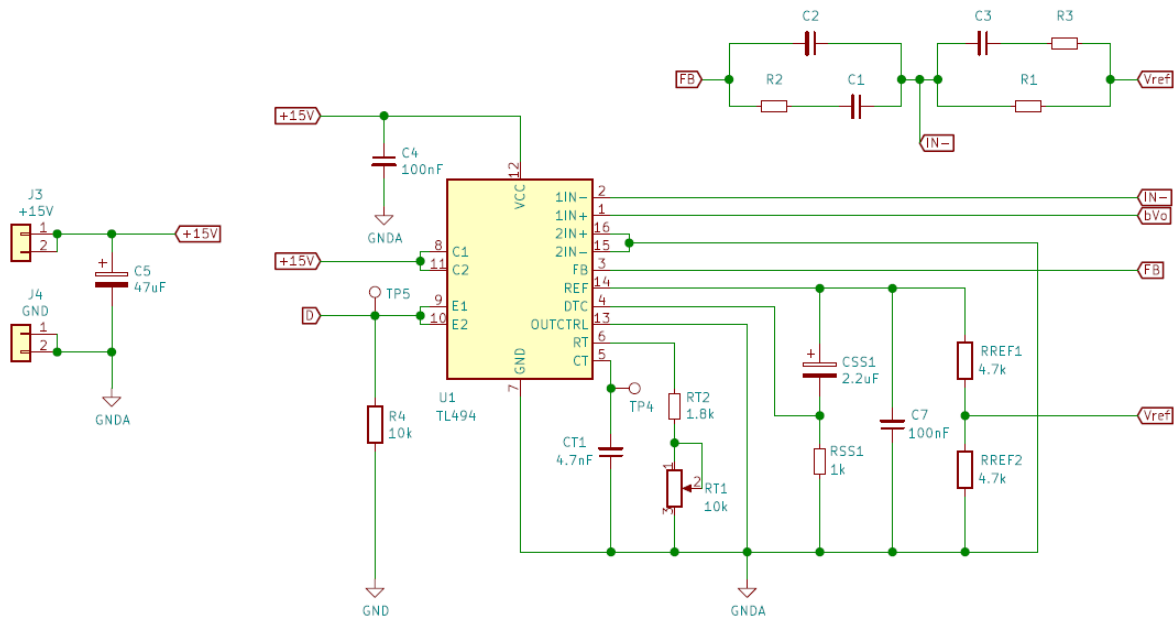


Figura 5.18: Esquema de conexiones del circuito integrado *TL494*

5.2.2. Sensor de tensión

El sensor de tensión es el elemento encargado de convertir los niveles de tensión de salida del convertidor a unos niveles aptos para el circuito de control. Se utilizará como sensor un divisor de tensión resistivo. En la figura 5.19 se muestra el esquema de conexiones del sensor de tensión en el que se ha considerado que la tensión de salida acondicionada βV_o es aplicada a la entrada no inversora del amplificador de error (compensador) y la señal de referencia V_{ref} es aplicada a la entrada inversora tal y como ocurre en el circuito integrado *TL494*.

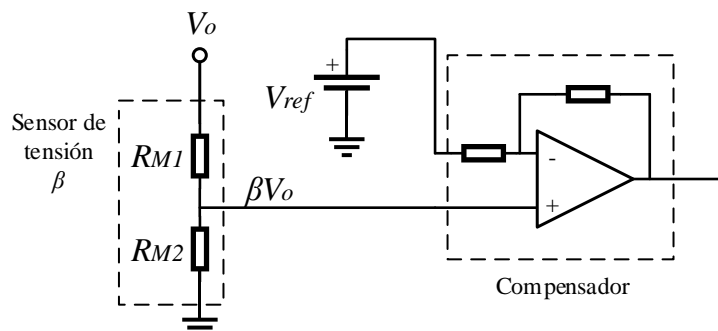


Figura 5.19: Esquema de conexiones del sensor de tensión

Dado que el amplificador operacional del compensador está realimentado negativamente, su impedancia de entrada se puede considerar infinita. Esto implica que en los dos terminales de entrada del amplificador de error haya la misma tensión. Por lo que la relación entre la tensión de referencia y la tensión de salida es:

$$V_{ref} = \beta \cdot V_o = \frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} \cdot V_o \quad (5.28)$$

La ganancia β del sensor debe de ser variable para poder seleccionar un valor de la tensión de salida dentro del rango establecido en las especificaciones del encargo. Los valores máximo y mínimo de β son:

$$\beta_{max} = \frac{V_{ref}}{V_{o_min}} = \frac{2.5 \text{ V}}{2.5 \text{ V}} = 1; \quad \beta_{min} = \frac{V_{ref}}{V_{o_max}} = \frac{2.5 \text{ V}}{27 \text{ V}} = 0.09259$$

El divisor de tensión estará formado por una resistencia R_{M2} de 10 k Ω y un potenciómetro multivuelta R_{M1} , de tal forma que cuando el valor del potenciómetro sea 0 Ω , se obtenga una ganancia del sensor unitaria. Para calcular el valor resistivo que como mínimo ha de proporcionar el potenciómetro R_{M1} se considera la ganancia mínima del sensor.

$$\frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} = \beta_{min} \Rightarrow R_{M1_min} = \frac{R_{M2} \cdot (1 - \beta_{min})}{\beta_{min}} = 98.003 \text{ k}\Omega$$

Para finalizar, se calcula la potencia que disipará el sensor de tensión. El caso más desfavorable se da para la tensión de salida máxima y el valor de R_{M1} mínimo (0 Ω).

$$P = \frac{V_{o_max}^2}{R_{M2}} = \frac{(27 \text{ V})^2}{10 \text{ k}\Omega} = 72.9 \text{ mW}$$

Por lo tanto, se eligen los siguientes valores resistivos para el sensor de tensión:

- $R_{M1} = 100 \text{ k}\Omega$. Potenciómetro multivuelta.
- $R_{M2} = 10 \text{ k}\Omega$ de 0.25 W.

5.3. Diseño del compensador

El compensador es el elemento encargado de modificar el comportamiento dinámico del convertidor DC-DC. Dada una señal de referencia y midiendo la variable de salida, el regulador generará una medida del ciclo de trabajo que hay que aplicar al transistor de potencia para que la salida siga a la referencia. Para realizar el diseño del compensador se han de tener en cuenta algunas de las funciones de transferencia dinámicas de los bloques que forman el lazo de control. En la figura 5.20 se muestra el diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del control en modo tensión de cualquier convertidor DC-DC.

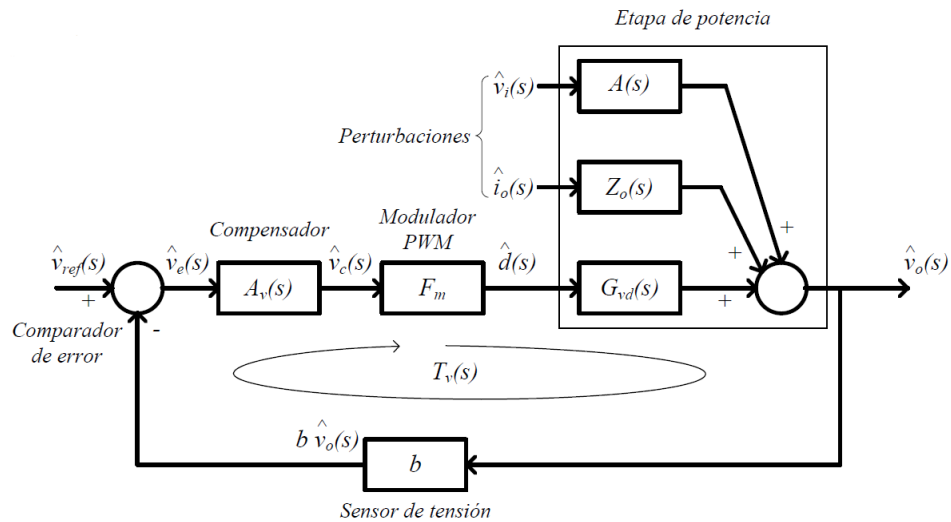


Figura 5.20: Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del control en modo tensión [5]

Las funciones de transferencia del diagrama de bloques de la figura 5.19 se definen como:

- Función de transferencia de control de la tensión de salida: $G_{vd}(s)$
- Audiosusceptibilidad en lazo abierto: $A(s)$
- Impedancia de salida en lazo abierto: $Z_o(s)$
- Función de transferencia del compensador de tensión: $A_v(s)$
- Ganancia del modulador PWM: F_m
- Ganancia del sensor de tensión: b
- Ganancia del lazo de control en bucle abierto: $T_v(s)$

A continuación, se establecerán los criterios de diseño y posteriormente se calcularán los componentes del compensador.

5.3.1. Criterios de diseño

En este apartado se establecerá el rango de valores que podrá tomar la frecuencia de cruce de la ganancia del lazo de control, así como el margen de fase y de ganancia a la frecuencia de cruce establecida. Además, se elegirá el tipo de compensador a utilizar y se proporcionará su función de transferencia para calcular sus componentes.

5.3.1.1. Frecuencia de cruce

Por una parte, el sistema debe tener un ancho de banda lo más grande posible para tener una velocidad de respuesta alta (transitorio rápido) y así mejorar la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{LC}(j\omega)$ y la impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oLC}(j\omega)$ a bajas frecuencias. Por otra, si el ancho de banda es excesivo el sistema será sensible a perturbaciones o ruido.

Para la topología de convertidores Buck, la frecuencia de cruce f_c , la cual determinará el ancho de banda de la ganancia del lazo de control $T_v(j\omega)$, debe estar comprendida en el siguiente rango de valores para que la frecuencia de resonancia de la etapa de potencia f_n y la frecuencia de conmutación f_s no afecten al lazo de control. La frecuencia f_z corresponde la frecuencia del cero debido a R_c (ESR del condensador de salida de la etapa de potencia) de la función de transferencia $G_{vd}(j\omega)$.

$$f_c < (0.1 \sim 0.2) \cdot f_s \quad (5.29)$$

$$3 \cdot f_n < f_c < f_z$$

La función de transferencia de control de la tensión de salida del convertidor Buck en conducción continua $G_{vd}(j\omega)$ (etapa de potencia) se presenta en la expresión (5.30) [21]. Q corresponde al factor de calidad del filtro de salida LC del convertidor.

$$G_{vd}(j\omega) = V_i \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_z}}{1 + j \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (5.30)$$

La frecuencia de resonancia y la frecuencia debida a la ESR del condensador de salida se calculan mediante las expresiones (5.31) y (5.32) respectivamente [21]. R es la carga que alimentará el convertidor (18Ω), L el valor de la inductancia y C_o el valor del condensador de salida.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R}{(R + R_c) \cdot L \cdot C_o}} = 892.5 \text{ rad/s} \Rightarrow f_n = 142.1 \text{ Hz} \quad (5.31)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_c \cdot C_o} = 25.53 \text{ krad/s} \Rightarrow f_z = 4.019 \text{ kHz} \quad (5.32)$$

Si f_c se sitúa por debajo de f_z , se puede aplicar la expresión (5.33) [21] la cual relaciona la frecuencia de cruce con la variación de la tensión de salida ante un escalón de corriente de carga. En las condiciones del encargo, se especificó un sobreimpulso máximo de la tensión de salida de 150 mV ante un escalón de corriente de carga. El escalón de corriente será del 50 % (0.8333 A) para la tensión de salida nominal. De modo que se obtiene la frecuencia mínima para cumplir con esta condición.

$$\Delta V_o \approx \frac{\Delta I_o}{\omega_c \cdot C_o} \Rightarrow f_{c_min} = \frac{\Delta I_o}{2\pi \cdot \Delta V_o \cdot C_o} = \frac{0.8333}{2\pi \cdot 0.15 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 401.9 \text{ Hz} \quad (5.33)$$

Por lo tanto, la frecuencia de cruce de la ganancia del lazo de control deberá estar comprendida entre los siguientes valores:

- $426.2 \text{ Hz} < f_c < 4.019 \text{ kHz}$

5.3.1.2. Margen de fase y margen de ganancia

Para que el sistema sea estable en lazo cerrado, el margen de ganancia MG y el margen de fase MF de la ganancia del lazo de control deben ser positivos. El margen de fase afecta a la respuesta de la tensión de salida frente a escalón de corriente de carga. Un margen de fase pequeño provocará una respuesta rápida y con oscilación amortiguada. Un margen de fase grande provocará una respuesta lenta y sobreamortiguada [21]. En la figura 5.21 se muestra cómo afecta el margen de fase a la variación de la tensión de salida frente a un escalón de corriente de carga.

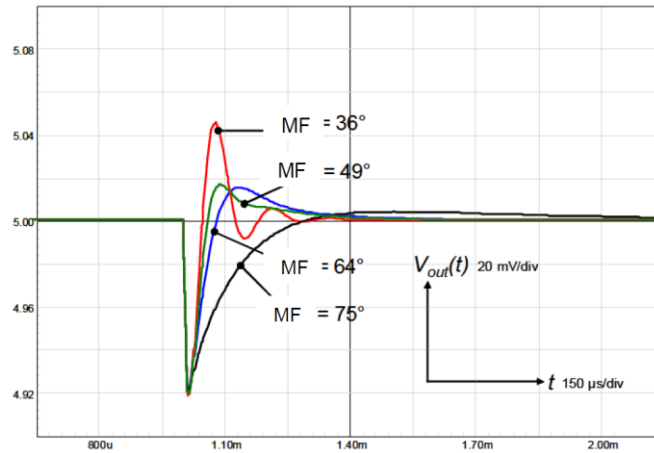


Figura 5.21: Variación de tensión de salida frente a escalón de corriente de carga [22]

El valor ideal del margen de fase debe estar comprendido entre:

- $60^\circ < MF < 70^\circ$

En el peor de los casos:

- $MF \geq 45^\circ$

Un valor pequeño del margen de ganancia implicaría un riesgo de inestabilidad del sistema en presencia de errores de modelado o variaciones de los valores de componentes. Como medida de robustez, el margen de ganancia debe ser:

- $MG \geq 15 \text{ dB}$

5.3.1.3. Tipo de compensador

Se implementará un compensador de tensión con dos ceros, dos polos y un integrador mediante el método de colocación manual de ceros y polos. La expresión (5.34) [21] muestra el aspecto que tendrá la función de transferencia del compensador de tensión $A_v(j\omega)$. A grandes rasgos, los ceros permiten compensar la fase negativa producida por la etapa de potencia en su frecuencia de resonancia y así conseguir el margen de fase deseado, los dos polos permiten atenuar la alta frecuencia y el integrador permite aumentar la ganancia a bajas frecuencias para que el error en estado estacionario sea nulo. Por motivos de estabilidad es importante que la pendiente del módulo de $T_v(j\omega)$ en la frecuencia de cruce sea de 20 dB/dec y no superior.

$$A_v(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z1c}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{z2c}}\right)}{\left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{p1c}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{p2c}}\right)} \quad (5.34)$$

A continuación, se detalla la secuencia de diseño para la elección de las frecuencias de los ceros y polos del compensador.

1. Situar el primer polo del compensador ω_{p1c} a la frecuencia del cero ω_z de la etapa de potencia para que cancele a dicho cero el cual es causado por la ESR del condensador de salida.
2. Situar el segundo polo del compensador ω_{p2c} a la mitad de la frecuencia de conmutación ω_s para atenuar el ruido de conmutación.
3. Situar el primer cero del compensador ω_{z1c} por debajo de la frecuencia de resonancia de la etapa de potencia ω_n . Este cero estabilizará tanto más el sistema cuanto a más baja frecuencia se coloque, a costa de reducir la frecuencia de cruce [2].
4. Ajustar la frecuencia del integrador ω_{p0c} y del segundo cero ω_{z2c} para conseguir el margen de fase deseado.

El compensador de tensión se implementa físicamente mediante una red de resistencias y condensadores en torno al amplificador operacional del CI *TL494* tal y como se muestra en la figura 5.22.

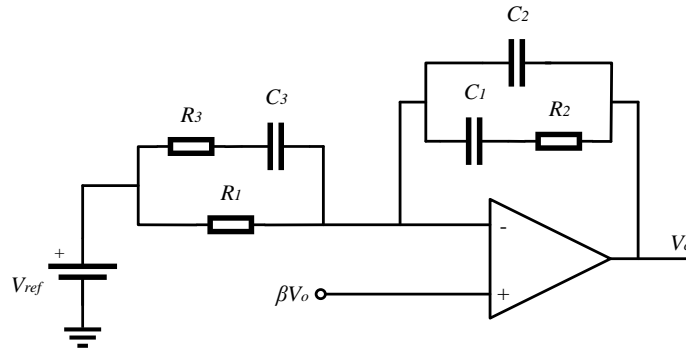


Figura 5.22: Implementación de la red de compensación

La función de transferencia del compensador de tensión $A_v(j\omega)$, si se utiliza la red de la figura 5.21, viene dada por la expresión (5.35).

$$A_v(j\omega) = \frac{1}{j\omega \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \cdot \frac{(1 + j\omega \cdot R_2 \cdot C_1) \cdot [1 + j\omega \cdot (R_1 + R_3) \cdot C_3]}{\left(1 + j\omega \cdot \frac{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right) \cdot (1 + j\omega \cdot R_3 \cdot C_3)} \quad (5.35)$$

Si se identifica la expresión (5.35) con la expresión (5.34), se obtiene la relación entre las frecuencias de los ceros y los polos del compensador con los valores de las resistencias y los condensadores de la red. Dado que el valor de $R_1 \gg R_3$ y el valor de $C_1 \gg C_2$, se simplifica la expresión (5.35) y se obtienen las relaciones (5.36):

$$\omega_{p0c} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}; \quad \omega_{p1c} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}; \quad \omega_{p2c} = \frac{1}{R_3 \cdot C_3} \quad (5.36)$$

$$\omega_{z1c} = \frac{1}{R_1 \cdot C_3}; \quad \omega_{z2c} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$$

5.3.2. Cálculo del compensador

El compensador será diseñado con la herramienta “Control System Designer” de MATLAB. En dicha herramienta, se ha de introducir la función de transferencia de la ganancia del lazo de control en bucle abierto $T_v(s)$ a excepción del compensador de tensión $A_v(s)$. Por lo tanto, es necesario obtener previamente el valor todos los parámetros de $G_{vd}(s)$ y de las ganancias b y F_m . La función de transferencia de la ganancia del lazo de control en bucle abierto se muestra en la expresión (5.37).

$$T_v(s) = b \cdot A_v(s) \cdot F_m \cdot G_{vd}(s) \quad (5.37)$$

En la expresión (5.30) se mostró la función de transferencia $G_{vd}(j\omega)$ la cual está compuesta por los parámetros V_i , ω_n , ω_z y Q . Los valores de ω_n y ω_z se calcularon en las expresiones (5.31) y (5.32) respectivamente.

- $\omega_n = 892.5 \text{ rad/s}$
- $\omega_z = 25.53 \text{ krad/s}$

Por lo que falta calcular el valor del factor de calidad Q y establecer el valor de la tensión de entrada del convertidor V_i . Mediante la expresión (5.38) [21] se calcula Q .

$$Q = \frac{\sqrt{L \cdot C_o}}{\frac{L}{R} + R_c \cdot C_o} = 15.71 \quad (5.38)$$

Para el diseño del compensador se utilizará el valor de la tensión nominal de entrada:

- $V_i = 20 \text{ V}$

La ganancia del sensor de tensión b viene dada por la relación entre la tensión de referencia y la tensión de salida nominal del convertidor.

$$b = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{2.5 \text{ V}}{15 \text{ V}} = 0.1667 \quad (5.39)$$

La ganancia del modulador PWM F_m , es la inversa del valor de la amplitud de la señal de diente de sierra V_t (3 V) del modulador PWM [21].

$$F_m = \frac{1}{V_t} = \frac{1}{3 \text{ V}} = 0.3333 \text{ V}^{-1} \quad (5.40)$$

Se han obtenido todos los parámetros necesarios para realizar el diseño del compensador. Una vez introducidos en MATLAB, se puede acceder al posicionamiento manual de ceros y polos.

5.3.3. Detalle de los compensadores diseñados

A continuación, se detallan las características y las frecuencias de los ceros y los polos de cada uno de los compensadores diseñados. Se dimensiona cada uno de los componentes R_i y C_i mediante las expresiones (5.36) y se da información sobre el margen de fase MF (el margen de ganancia es teóricamente infinito para todos los compensadores diseñados), frecuencia de cruce f_c y ganancia de lazo a la frecuencia de conmutación $T_v(f_s)$. Además, se calculará el sobreimpulso teórico de la tensión de salida ante un escalón de corriente de carga del 50 % (0.8333 A).

La frecuencia de los polos ω_{p1c} y ω_{p2c} será común para todos los compensadores.

- $\omega_{p1c} = \omega_z = 25.53 \text{ krad/s}$
- $\omega_{p2c} = 0.5 \cdot \omega_s = 0.5 \cdot 2\pi \cdot f_s = 157.1 \text{ krad/s}$

5.3.3.1. Compensador 1

Se trata de un compensador lento, se ha sacrificado ganancia a bajas frecuencias para conseguir un margen de fase adecuado y gran atenuación a altas frecuencias.

▪ $MF = 66^\circ$	▪ $\omega_{p0c} = 3307 \text{ rad/s}$	▪ $R_1 = 423.4 \text{ k}\Omega$	▪ $C_1 = 714 \text{ pF}$
▪ $f_c = 695 \text{ Hz}$	▪ $\omega_{z1c} = 627 \text{ rad/s}$	▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$	▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$
▪ $T_v(f_s) = -44.9 \text{ dB}$	▪ $\omega_{z2c} = 1167 \text{ rad/s}$	▪ $R_3 = 1.69 \text{ k}\Omega$	▪ $C_3 = 3.8 \text{ nF}$

Tabla 5.2: Compensador 1

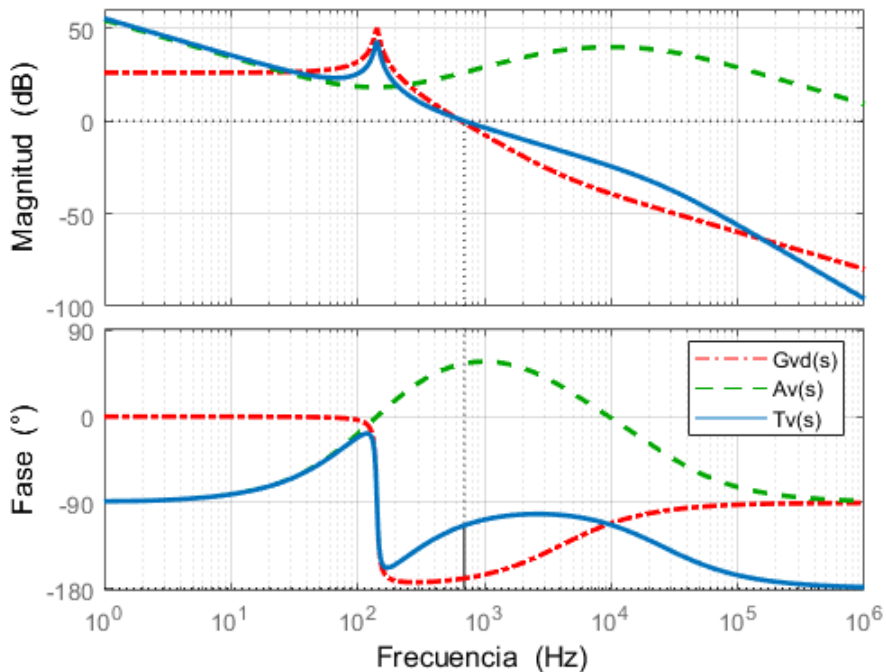


Figura 5.23: Diagrama de Bode de Gvd(s), Av(s) y Tv(s) para el compensador 1

Para implementar el compensador 1 se utilizarán los siguientes valores normalizados de resistencias y condensadores:

- $R_1 = 470 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$
- $R_3 = 1.8 \text{ k}\Omega$
- $C_1 = 680 \text{ pF}$
- $C_2 = 33 \text{ pF}$
- $C_3 = 3.9 \text{ nF}$

El sobreimpulso teórico de la tensión de salida con el compensador 1 ante un escalón de corriente de carga del 50 % es:

$$\Delta V_o \approx \frac{\Delta I_o}{\omega_c \cdot C_o} = \frac{0.8333}{2\pi \cdot 695 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 86.74 \text{ mV}$$

5.3.3.2. Compensador 2

Compensador lento, con un margen de fase relativamente pequeño, pero con buena atenuación de altas frecuencias. La frecuencia de cruce, al igual que el compensador 1, es baja. Por lo que, de los compensadores 1 y 2 se obtendrá una conclusión sobre la influencia del margen de fase en el comportamiento dinámico del convertidor.

▪ $MF = 48.5^\circ$	▪ $\omega_{p0c} = 4762 \text{ rad/s}$	▪ $R_1 = 574.4 \text{ k}\Omega$	▪ $C_1 = 366 \text{ pF}$
▪ $f_c = 592 \text{ Hz}$	▪ $\omega_{z1c} = 627 \text{ rad/s}$	▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$	▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$
▪ $T_v(f_s) = -47.5 \text{ dB}$	▪ $\omega_{z2c} = 2279 \text{ rad/s}$	▪ $R_3 = 2.29 \text{ k}\Omega$	▪ $C_3 = 2.8 \text{ nF}$

Tabla 5.3: Compensador 2

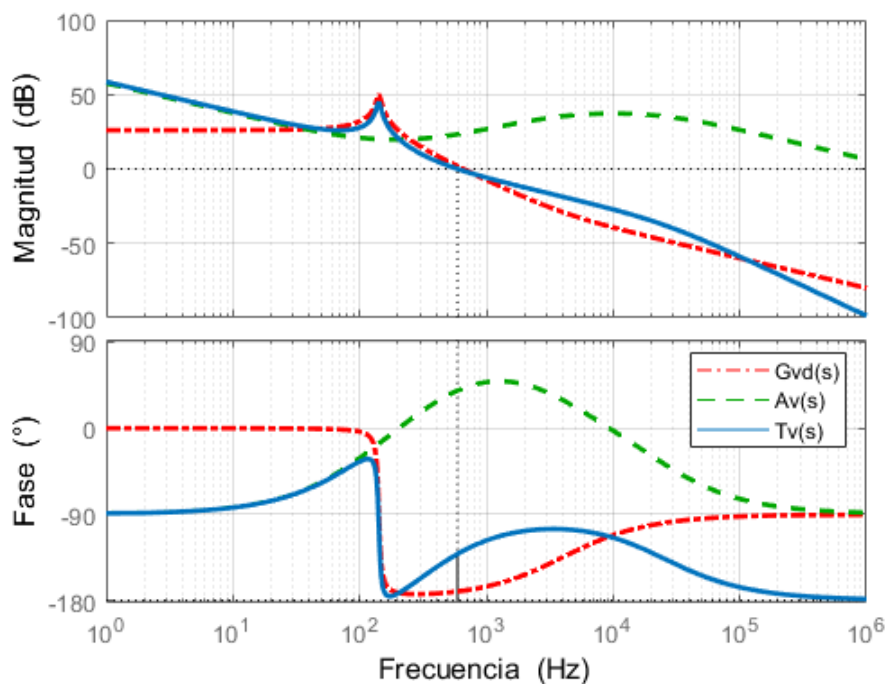


Figura 5.24: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 2

Para implementar el compensador 2 se utilizarán los siguientes valores normalizados de resistencias y condensadores:

- | | | |
|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| ▪ $R_1 = 560 \text{ k}\Omega$ | ▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$ | ▪ $R_3 = 2.2 \text{ k}\Omega$ |
| ▪ $C_1 = 330 \text{ pF}$ | ▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$ | ▪ $C_3 = 2.7 \text{ nF}$ |

Como se puede observar en la figura 5.24, la curva de fase de $T_v(s)$ pasa muy cerca de -180° en la frecuencia de resonancia, por lo que la diferencia entre los valores de los componentes normalizados y los teóricos puede provocar que el sistema sea condicionalmente estable.

El sobreimpulso teórico de la tensión de salida con el compensador 2 ante un escalón de corriente de carga del 50 % es:

$$\Delta V_o \approx \frac{\Delta I_o}{\omega_c \cdot C_o} = \frac{0.8333}{2\pi \cdot 592 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 101.8 \text{ mV}$$

5.3.3.3. Compensador 3

Compensador rápido, aumenta la ganancia a bajas frecuencias y la frecuencia de cruce. A cambio se pierde atenuación a altas frecuencias.

▪ $MF = 65.9^\circ$	▪ $\omega_{p0c} = 15030 \text{ rad/s}$	▪ $R_1 = 201.4 \text{ k}\Omega$	▪ $C_1 = 330 \text{ pF}$
▪ $f_c = 1.32 \text{ kHz}$	▪ $\omega_{z1c} = 670.9 \text{ rad/s}$	▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$	▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$
▪ $T_v(f_s) = -39 \text{ dB}$	▪ $\omega_{z2c} = 2522 \text{ rad/s}$	▪ $R_3 = 860 \Omega$	▪ $C_3 = 7.4 \text{ nF}$

Tabla 5.4: Compensador 3

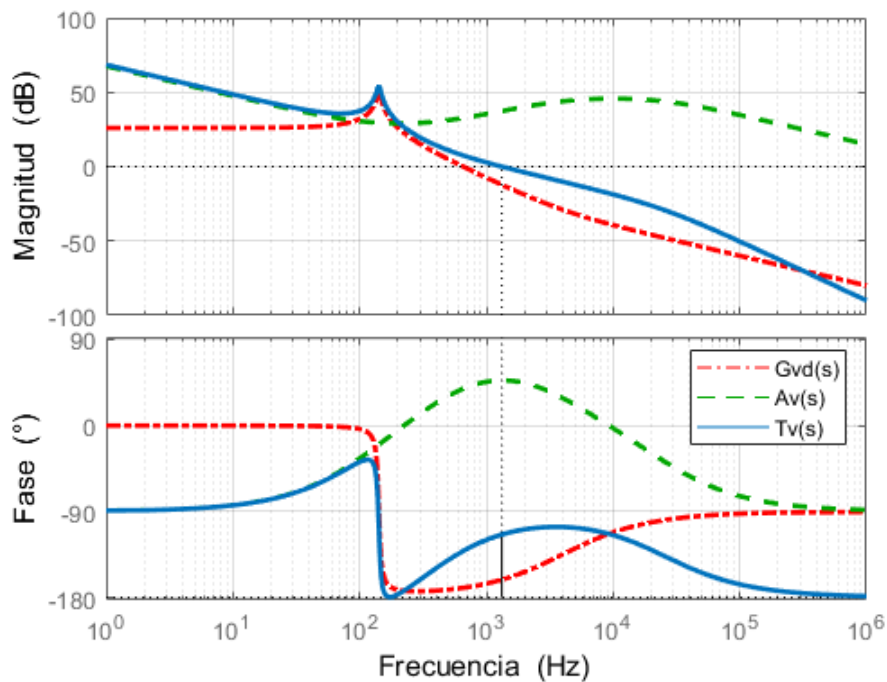


Figura 5.25: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 3

Para implementar el compensador 3 se utilizarán los siguientes valores normalizados de resistencias y condensadores:

- | | | |
|-------------------------------|-------------------------------|--------------------------|
| ▪ $R_1 = 220 \text{ k}\Omega$ | ▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$ | ▪ $R_3 = 820 \Omega$ |
| ▪ $C_1 = 330 \text{ pF}$ | ▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$ | ▪ $C_3 = 6.8 \text{ nF}$ |

Como se puede observar en la figura 5.25, la curva de fase de $T_v(s)$ pasa muy cerca de -180° en la frecuencia de resonancia, por lo que la diferencia entre los valores de los componentes normalizados y los teóricos puede provocar que el sistema sea condicionalmente estable.

El sobreimpulso teórico de la tensión de salida con el compensador 3 ante un escalón de corriente de carga del 50 % es:

$$\Delta V_o \approx \frac{\Delta I_o}{\omega_c \cdot C_o} = \frac{0.8333}{2\pi \cdot 1320 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 45.67 \text{ mV}$$

5.3.3.4. Compensador 4

Compensador con alta ganancia a bajas frecuencias y un gran ancho de banda a costa de reducir la atenuación a altas frecuencias.

▪ $MF = 69.8^\circ$	▪ $\omega_{p0c} = 11500 \text{ rad/s}$	▪ $R_1 = 390.2 \text{ k}\Omega$	▪ $C_1 = 222 \text{ pF}$
▪ $f_c = 2.33 \text{ kHz}$	▪ $\omega_{z1c} = 191.7 \text{ rad/s}$	▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$	▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$
▪ $T_v(f_s) = -33.9 \text{ dB}$	▪ $\omega_{z2c} = 3793 \text{ rad/s}$	▪ $R_3 = 476 \Omega$	▪ $C_3 = 13.4 \text{ nF}$

Tabla 5.5: Compensador 4

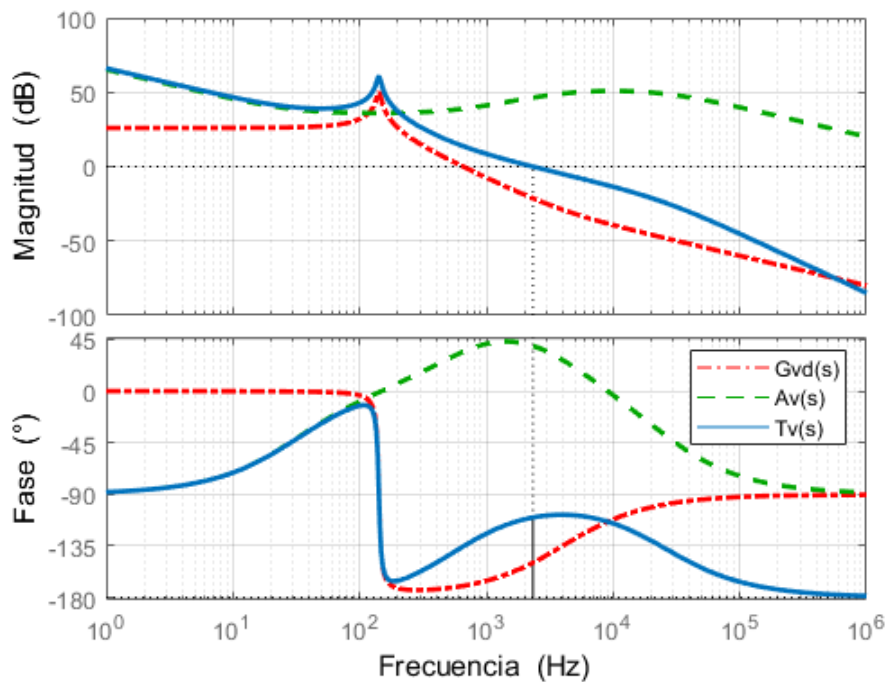


Figura 5.26: Diagrama de Bode de $G_{vd}(s)$, $A_v(s)$ y $T_v(s)$ para el compensador 4

Para implementar el compensador 4 se utilizarán los siguientes valores normalizados de resistencias y condensadores:

- | | | |
|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------|
| ▪ $R_1 = 390 \text{ k}\Omega$ | ▪ $R_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$ | ▪ $R_3 = 470 \Omega$ |
| ▪ $C_1 = 220 \text{ pF}$ | ▪ $C_2 = 33 \text{ pF}$ | ▪ $C_3 = 12 \text{ nF}$ |

El sobreimpulso teórico de la tensión de salida con el compensador 4 ante un escalón de corriente de carga del 50 % es:

$$\Delta V_o \approx \frac{\Delta I_o}{\omega_c \cdot C_o} = \frac{0.8333}{2\pi \cdot 2330 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 25.87 \text{ mV}$$

5.4. Diseño de la placa de circuito impreso

La placa de circuito impreso ha sido diseñada mediante el software de diseño de código abierto KiCAD.

En el diseño de la PCB se han tenido en cuenta ciertas consideraciones en la selección de conectores, número de puntos de prueba, distribución de componentes y trazado de pistas.

5.4.1. Conectores, zócalos para componentes y puntos de prueba

Se han seleccionado unos conectores de entrada banana hembra de 4 mm para la conexión del convertidor a la fuente de entrada mediante los cables de prueba disponibles en el laboratorio. Estos conectores son robustos y aportan seguridad al usuario.

Para los conectores de salida, se ha seleccionado un bloque de dos terminales por cada conexión. Se han elegido de dos terminales para aportar robustez, ya que con un solo terminal la soldadura del conector estaría sometida a mayor esfuerzo durante el cambio/conexión de la carga.

Para cambiar los componentes del compensador de forma rápida y que exista buena conexión de estos, se han seleccionado zócalos de componentes de una fila y 2.54 mm de paso.

Se ha provisto a la PCB de cuatro puntos de prueba y suficiente espacio alrededor de ellos para realizar medidas en diversos puntos del circuito. Además, se le han instalado dos leds, uno a la entrada y otro a la salida del convertidor, para comprobar de un simple vistazo si hay tensión en la entrada y en la salida.

En los documentos de pliego de condiciones y presupuesto, se podrá consultar información más detallada sobre el tipo exacto de conectores y zócalos.

5.4.2. Distribución de componentes y trazado de pistas

Una buena distribución de componentes y pistas en la PCB de un convertidor DC-DC es clave para asegurar un funcionamiento adecuado, alta eficiencia y reducción de ruido.

Por una cuestión de costes, el convertidor se ha implementado en una PCB de dos capas. A continuación, se detallan las consideraciones que se han tenido en cuenta en la distribución de componentes y el trazado de pistas [23] [24].

1. Comprender las trayectorias y bucles de corriente durante el funcionamiento de un convertidor Buck y colocar los componentes con la orientación adecuada para facilitar el flujo de corriente.
2. Colocar los condensadores de entrada y el diodo de circulación inversa lo más cerca posible del transistor de potencia. Al reducir la longitud de las pistas, se reducen las inductancias parásitas y resistencia de las pistas y la aparición del ruido debido a las corrientes pulsantes de entrada.
3. No colocar ningún plano de masa ni pistas de señal debajo del inductor. Esto se debe a que las líneas del campo magnético pasarían a través de la capa de cobre, causando corrientes de Foucault, y el efecto de cancelar las líneas de campo magnético causaría que el valor del inductor y el factor de calidad Q cayeran (aumento de pérdidas). Aunque no es tan importante

como en el caso del condensador de entrada, el inductor debería colocarse lo más cerca posible del transistor de potencia.

4. El condensador de salida debe colocarse lo más cerca posible del inductor ya que son los encargados de filtrar la tensión de salida. Por otra parte, la conexión a masa del condensador de salida debe estar a una distancia mínima de 1 o 2 cm de la conexión a masa del condensador de entrada ya que existe la posibilidad de que el ruido de alta frecuencia en la entrada pueda pasar a través del condensador de salida y ser conducido a la salida del convertidor.
5. La conexión de la realimentación de la tensión de salida debe hacerse a través del terminal del condensador de salida o lo más próxima a él. La traza de la realimentación de salida debe estar lo más alejada posible del nodo de conmutación y del inductor. El divisor de tensión para acondicionar la señal de la realimentación debe colocarse lo más cerca posible del circuito integrado.
6. Al disponer de dos capas, en la capa superior se proporcionará un plano de masa PGND para las señales de potencia que conmutan grandes corrientes. En la capa inferior se proporcionará un plano de masa AGND para las señales que son susceptibles al ruido, como la traza de realimentación y las señales de control. PGND y AGND estarán al mismo potencial y la conexión entre ellos se debe realizar lo más próxima posible al condensador de salida mediante numerosas vías.
7. En la capa superior se trazarán las pistas de la etapa de potencia, del circuito de disparo y de la alimentación de los CI. El grosor de estas pistas será el mayor posible para reducir las caídas de tensión y las pérdidas. En la capa inferior se trazarán las pistas de las señales de control y la realimentación. Por estas pistas circularán corrientes de bajo valor, por lo tanto su grosor será mínimo.

Par finalizar, las figuras 5.27 y 5.28 muestran las capas de cobre del diseño, y la figura 5.29 el aspecto final del módulo didáctico.

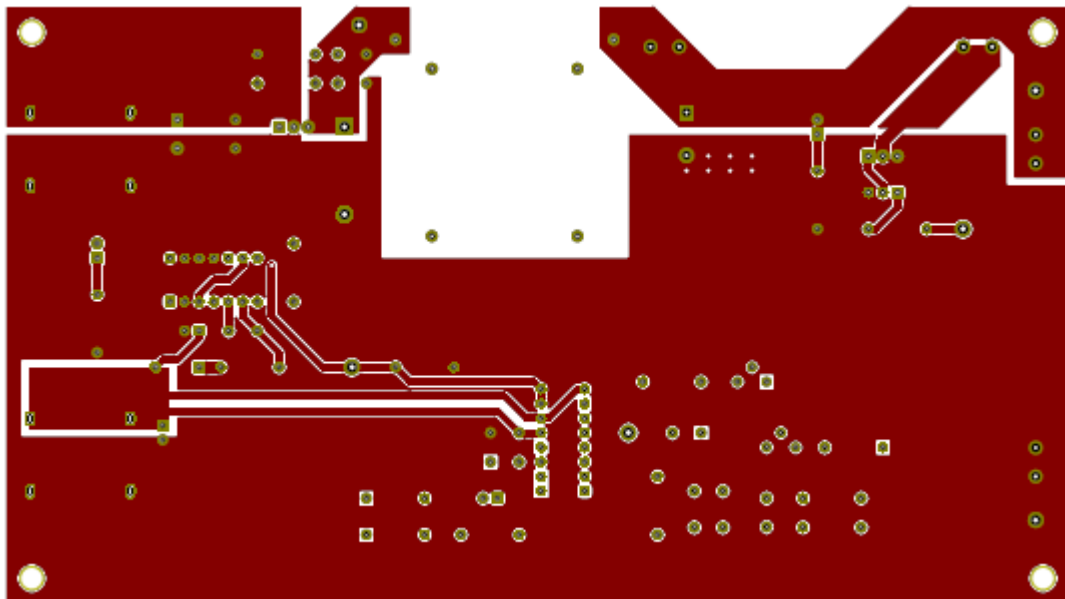


Figura 5.27: Cobre, capa superior

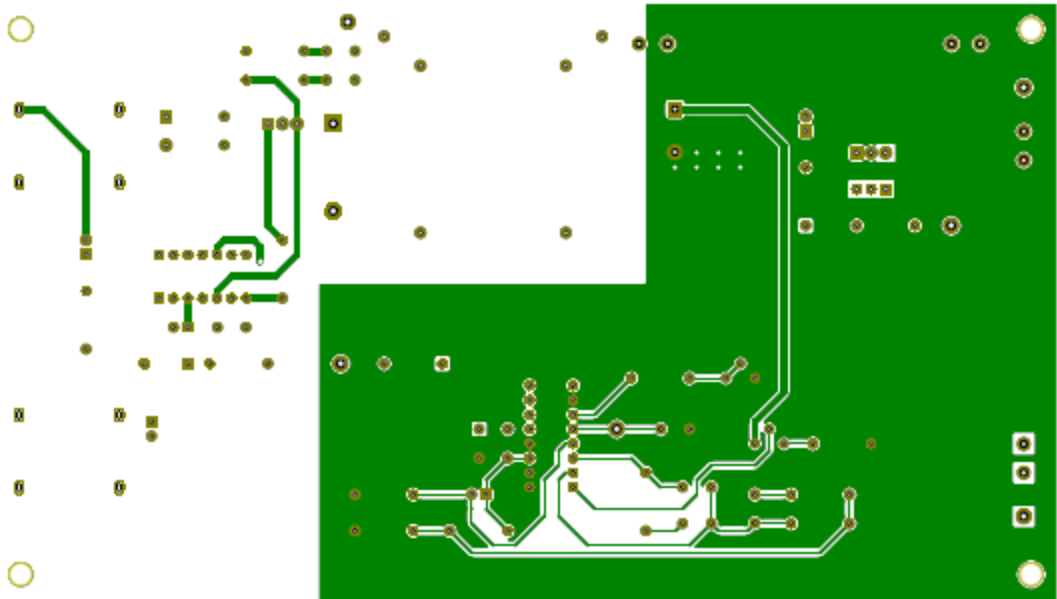


Figura 5.28: Cobre, capa inferior

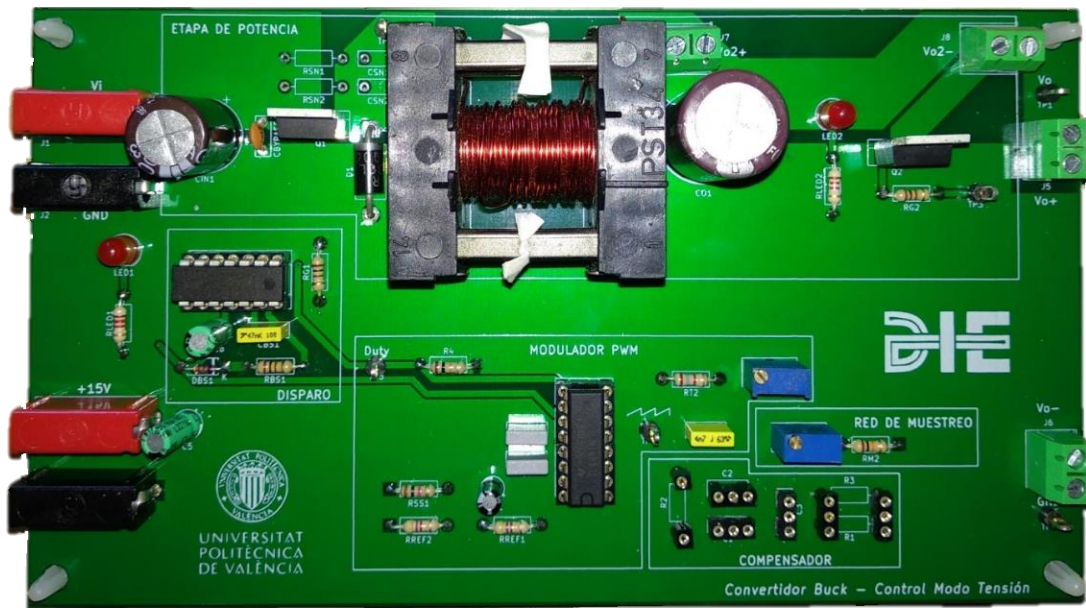


Figura 5.29: Aspecto final del módulo didáctico

6. Resultados de simulación y experimentales

En este apartado se exponen los resultados obtenidos de la simulación del convertidor en lazo cerrado y las pruebas realizadas sobre el módulo didáctico en el laboratorio. En la simulación, se presentarán unas medidas reducidas, únicamente para comprobar el correcto funcionamiento de las configuraciones. Los análisis detallados se realizarán en las medidas sobre el circuito real.

6.1. Resultados de simulación

Se ha simulado en el software OrCAD, el comportamiento del convertidor en lazo cerrado empleando el modelo del interruptor controlado mediante una señal PWM y un compensador materializado con un amplificador operacional. Para la implementación de los compensadores utilizados en la simulación, se han utilizado los valores normalizados de resistencias y condensadores dados en el apartado 5.3.3. Todas las simulaciones se han realizado en un intervalo de tiempo posterior al transitorio de arranque.

La tensión de entrada será de 20 V (tensión de entrada nominal) y la carga de 18 Ω . En primer lugar, se mostrará el comportamiento estático del convertidor. Posteriormente, se mostrará el comportamiento dinámico realizando un escalón periódico de corriente de carga del 50 %, es decir, conmutando cada 20 ms la carga R_4 de 18 Ω . En la figura 6.1 se muestra esquema del convertidor en lazo cerrado con el modelo del interruptor y modulador PWM.

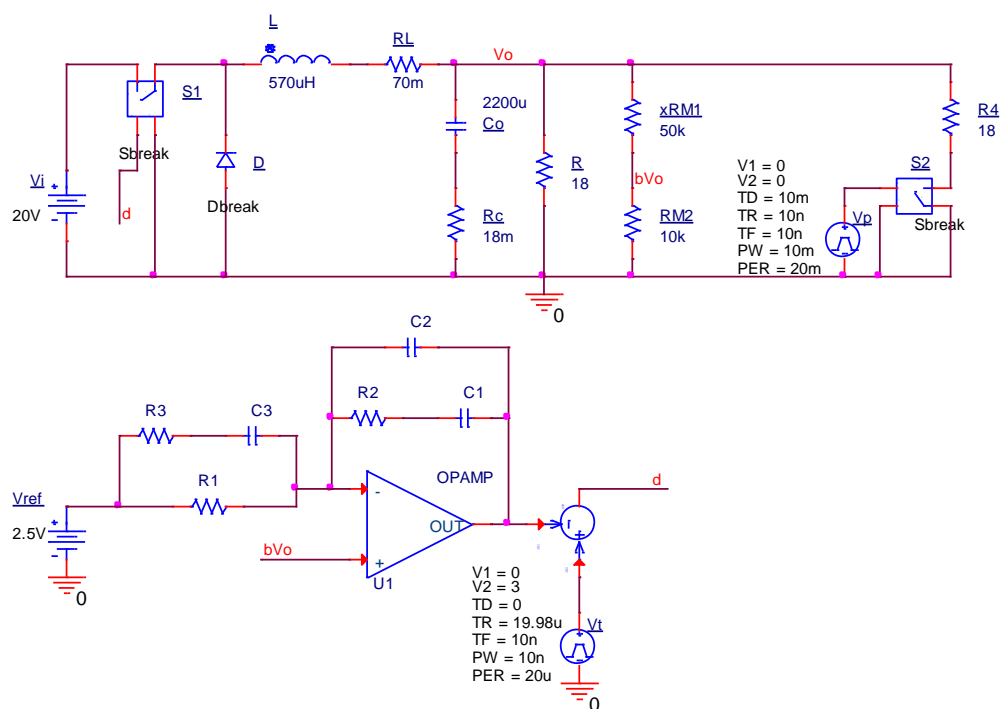


Figura 6.1: Convertidor DC-DC en lazo cerrado. Modelo interruptor y modulador PWM

El modulador PWM se ha implementado mediante una señal de diente de sierra de 3 V de amplitud a través de la fuente V_t y un nudo sumador el cual proporcionará la señal de disparo d del interruptor S_1 cuando la señal de diente de sierra sea mayor que la señal de control (señal de salida del compensador). La tensión de salida acondicionada bV_o se ha aplicado a la entrada no inversora del amplificador operacional y la señal de referencia V_{ref} se ha aplicado a la entrada inversora junto a la red de compensación, tal y como ocurre en el circuito real con el CI $TL494$. La señal para conmutar la resistencia en paralelo a la carga se obtiene de la fuente V_p . Se ha añadido una resistencia

R_L en serie al inductor la cual simula la resistencia de este. Para obtener la tensión de salida de 15 V (tensión de salida nominal), los valores resistivos del divisor de tensión xR_{M1} y R_{M2} (sensor) toman los valores mostrados en la figura 6.1.

6.1.1. Régimen estacionario

Las simulaciones que se muestran en régimen estacionario han sido realizadas con el compensador 1. Solo se muestran para este compensador ya que los resultados obtenidos en simulación con el resto de compensadores han sido idénticos. En las figuras 6.2, 6.3 y 6.4 se muestra la tensión de salida, el rizado de la tensión de salida y la corriente que circula por el inductor respectivamente.

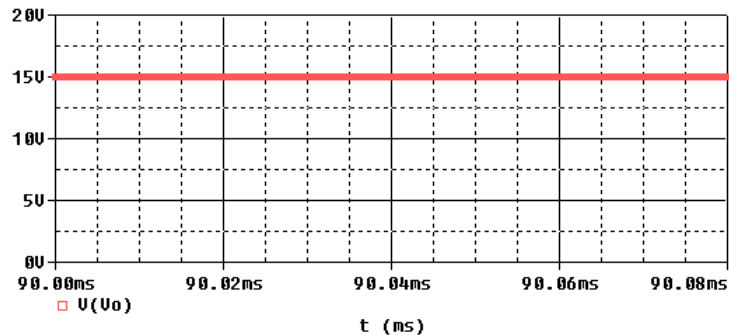


Figura 6.2: Tensión de salida

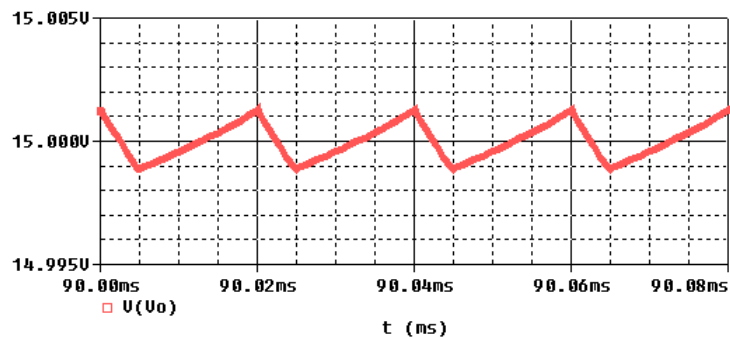


Figura 6.3: Rizado de la tensión de salida

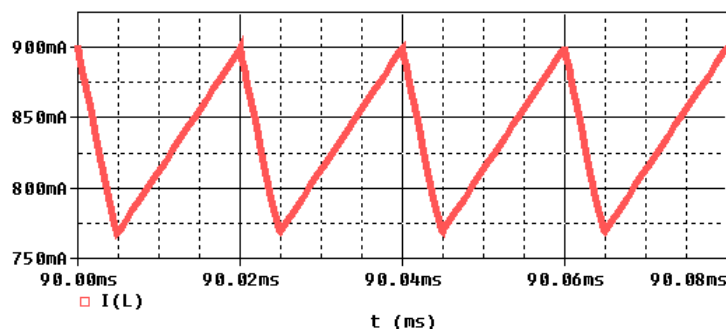


Figura 6.4: Corriente por el inductor

Todos los resultados obtenidos en régimen estacionario son coherentes. La tensión de salida está establecida en 15 V y el rizado de la tensión de salida apenas es superior a 2 mV. La corriente que circula por el inductor tiene un valor medio de 830 mA y un rizado de 180 mA aproximadamente.

6.1.2. Escalón de corriente de carga

Para implementar un escalón periódico de la corriente de carga basta con dar un valor de 5 V a la tensión V_2 de la fuente V_p que dispara el interruptor S_2 .

En primer lugar, la figura 6.5 muestra el escalón de corriente de carga de 0.8333 A. Posteriormente, se muestra la respuesta de la tensión de salida para cada uno de los compensadores diseñados.

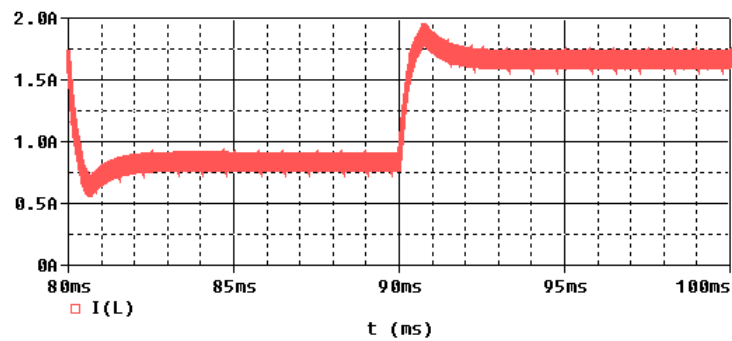


Figura 6.5: Escalón de corriente de carga de 0.8333 A

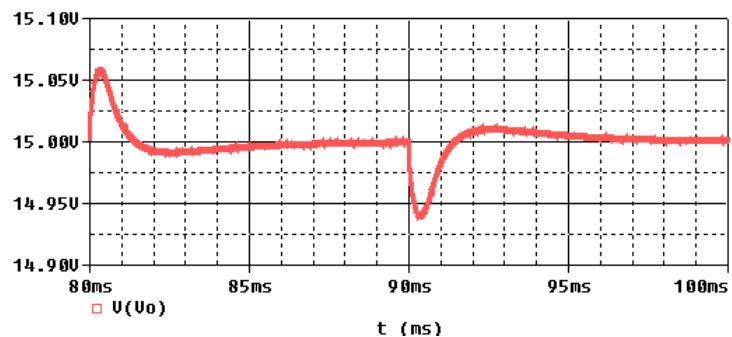


Figura 6.6: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 1

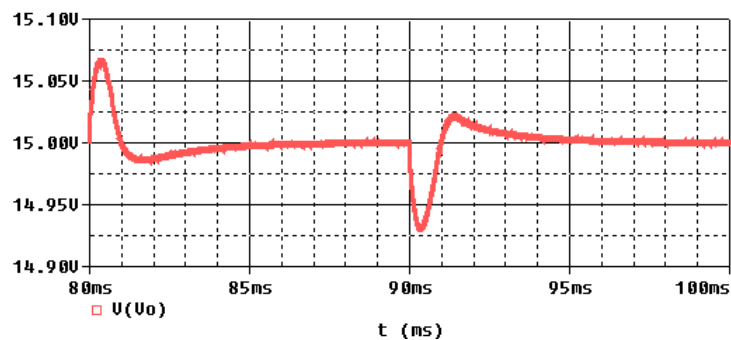


Figura 6.7: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 2

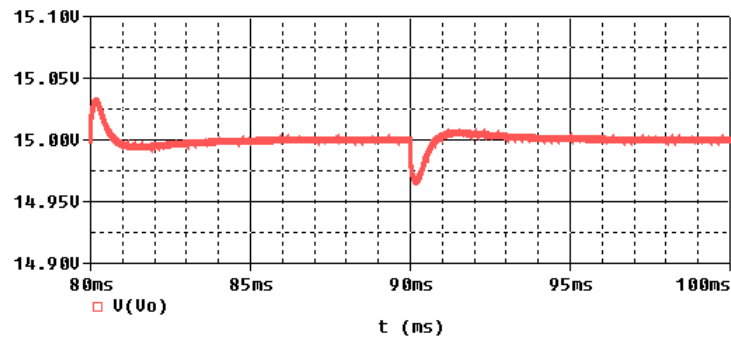


Figura 6.8: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 3

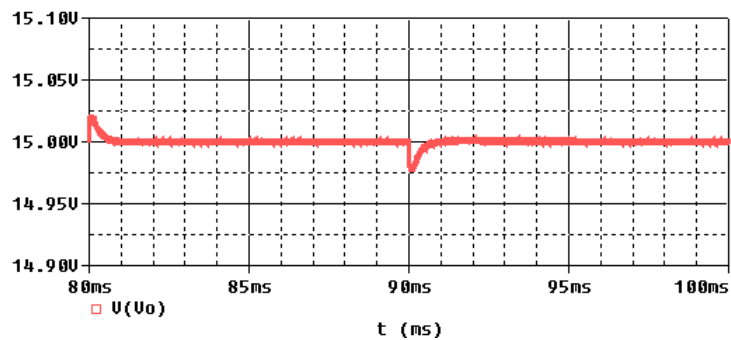


Figura 6.9: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 4

De la misma forma que las simulaciones en régimen permanente, los resultados obtenidos ante un escalón de corriente de carga son coherentes.

La respuesta de la tensión de salida más rápida y con menor sobreimpulso la proporciona el compensador 4, para el cual la ganancia de lazo tiene la mayor frecuencia de cruce y un margen de fase amplio.

La respuesta de la tensión de salida con mayor sobreimpulso la proporciona el compensador 2, para el cual la ganancia de lazo tiene el menor margen de fase y una frecuencia de cruce reducida.

La respuesta de la tensión de salida más lenta la proporciona el compensador 1, para el cual la ganancia de lazo tiene una frecuencia de cruce reducida y un margen de fase amplio.

6.2. Resultados experimentales

En este apartado se presentan las pruebas experimentales realizadas en el laboratorio sobre el módulo didáctico. En la figura 6.10 se muestra el esquema eléctrico completo del módulo didáctico diseñado y fabricado.

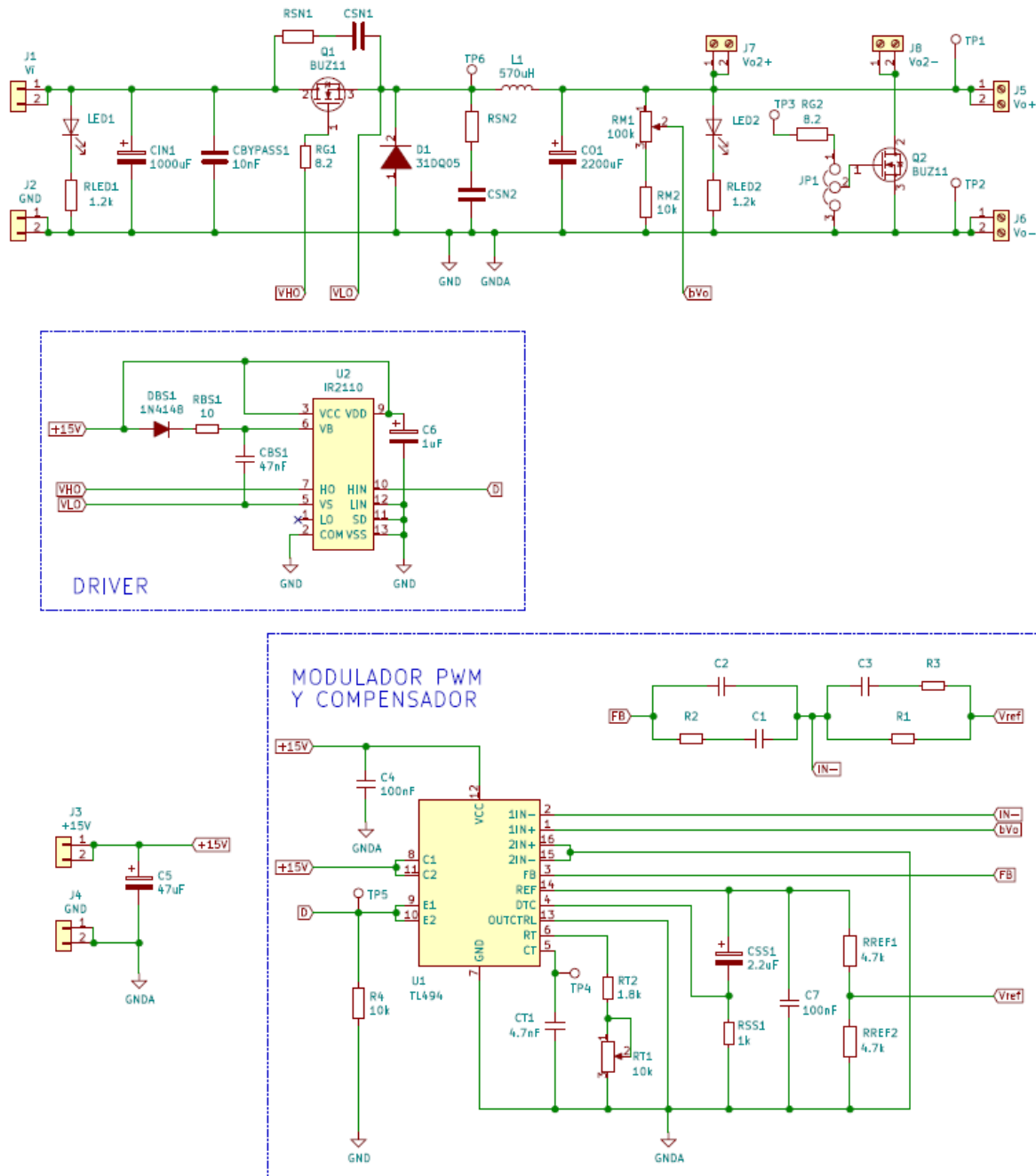


Figura 6.10: Esquema eléctrico del módulo didáctico

En primer lugar, se realizarán medidas en diferentes puntos del circuito para comprobar el correcto funcionamiento del convertidor en régimen estacionario.

Se realizará una caracterización estática (regulación de carga y regulación de línea) para el compensador 1 (el comportamiento estático no ha variado al realizar medidas con el resto de

compensadores) y se medirá el rendimiento del convertidor para distintos valores de carga y de tensión de entrada.

Por último, se realizará una caracterización dinámica en la que se mostrarán los resultados obtenidos de la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de corriente de carga y los resultados obtenidos de la respuesta de la tensión de salida ante una entrada de tensión no estabilizada (alimentación desde la red de alterna, rectificadora y filtrada) para cada uno de los compensadores implementados.

Para la realización de estas pruebas se ha utilizado el siguiente equipo de laboratorio:

- Fuente de alimentación DC de laboratorio de múltiples salidas:
 - Salida regulada de 0 V a 30 V / 2 A.
 - Salida fija de + 15 V / 0.5 A.
- Osciloscopio digital de 2 canales.
- Multímetro digital.
- Generador de funciones.
- Fuente de alimentación no estabilizada: Relación del transformador 220:18, puente rectificador 50 V / 2 A y condensador de filtro de 1000 μ F / 35 V.

Al igual que en la simulación, los compensadores de tensión han sido implementados con los valores normalizados de resistencias y condensadores dados en el apartado 5.3.3.

6.2.1. Régimen estacionario

Se muestran las medidas tomadas en distintos puntos del convertidor para demostrar su correcto funcionamiento en régimen estacionario. Todas las medidas en régimen estacionario han sido realizadas con la tensión de entrada nominal (20 V) y con el compensador 1.

En primer lugar, en la figura 6.11, se muestra la señal de diente de sierra del oscilador. Se puede observar la frecuencia de 50 kHz, la amplitud de 3 V y que la señal no capta EMI procedentes de la conmutación de los semiconductores de potencia y del inductor.

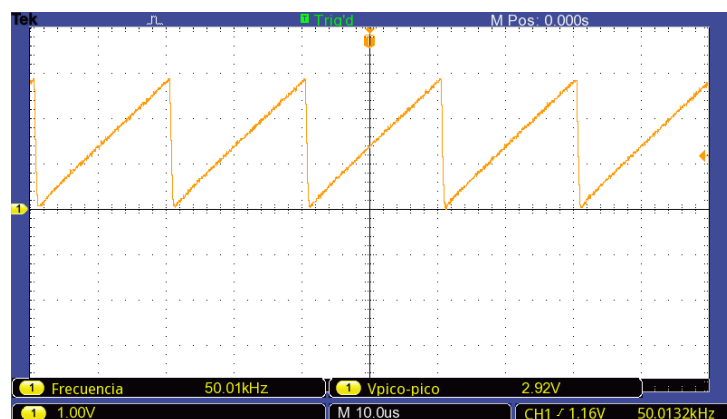


Figura 6.11: Señal de diente de sierra del oscilador

A continuación, en la figura 6.12, se muestra la tensión de entrada al convertidor (20 V) y la señal PWM a la salida del CI *TL494*. Se puede observar que el ciclo de trabajo de la señal PWM es de 0.75 (el tiempo de conducción es de 15 μ s aproximadamente y el periodo de conmutación 20 μ s), y la frecuencia de conmutación 50 kHz.

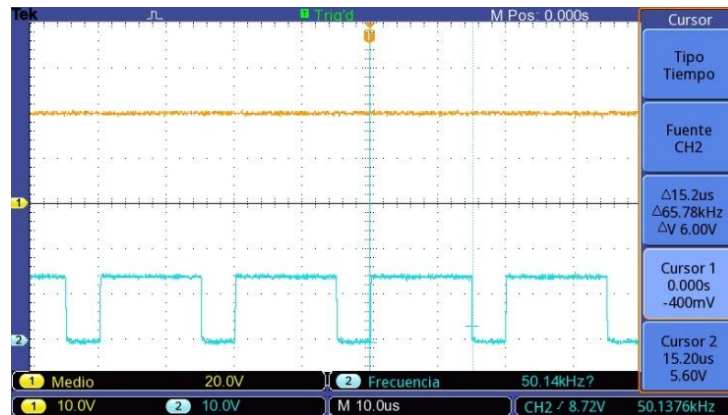


Figura 6.12: Tensión de entrada y señal PWM

La tensión de salida nominal (15 V) se muestra en la figura 6.13. Se puede comprobar la relación entre la tensión de entrada y la de salida en un convertidor Buck ($V_o = \delta \cdot V_i$).

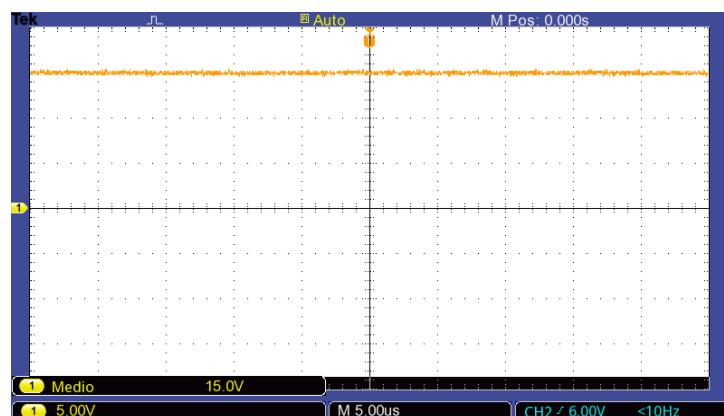


Figura 6.13: Tensión de salida del convertidor para $V_i = 20$ V

En la figura 6.14, se muestra la tensión en bornes del inductor. Teniendo en cuenta la división en el eje de ordenadas (10 V), se observa que el valor máximo toma el valor de 5 V, el cual corresponde a la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida ($V_i - V_o$), y el valor mínimo toma el valor de -15 V, el cual coincide con $-V_o$. El valor medio leído en el osciloscopio (47 mV \approx 0 V) se puede considerar nulo y demuestra que el convertidor trabaja en régimen estacionario. Los valores leídos en el osciloscopio (Min., Máx. y Medio) no coinciden con los teóricos (aunque son muy próximos) debido a la sobretensión que provoca la resonancia de elementos parásitos en el circuito de potencia en el instante de la conmutación a ON y a OFF.

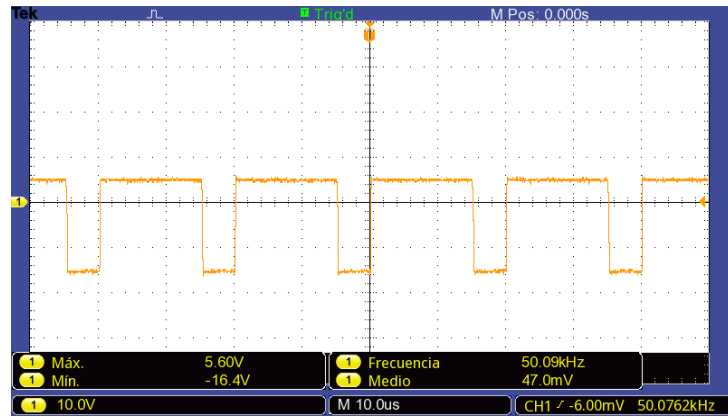


Figura 6.14: Tensión en bornes del inductor

Por último, en la figura 6.15, se muestra el rizado de la tensión de salida. Debido a su reducida magnitud es difícil de apreciar. Teniendo en cuenta la división del eje de ordenadas (20 mV), se puede estimar un rizado de unos 4 mV, inferior al 0.1 % de la tensión nominal de salida (15 mV) tal y como se especificó en las condiciones del encargo.

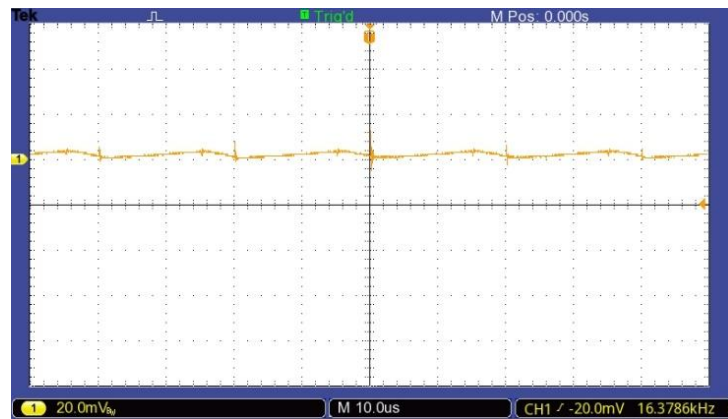


Figura 6.15: Rizado de la tensión de salida

6.2.2. Caracterización estática

La figura 6.16a representa la regulación de carga del convertidor en lazo cerrado cuando se alimenta con su tensión de entrada nominal $V_i = 20 \text{ V}$. Toma un valor de 0 V/A .

La figura 6.16b representa la regulación de línea del convertidor en lazo cerrado a plena carga. Toma un valor de 0 V/V .

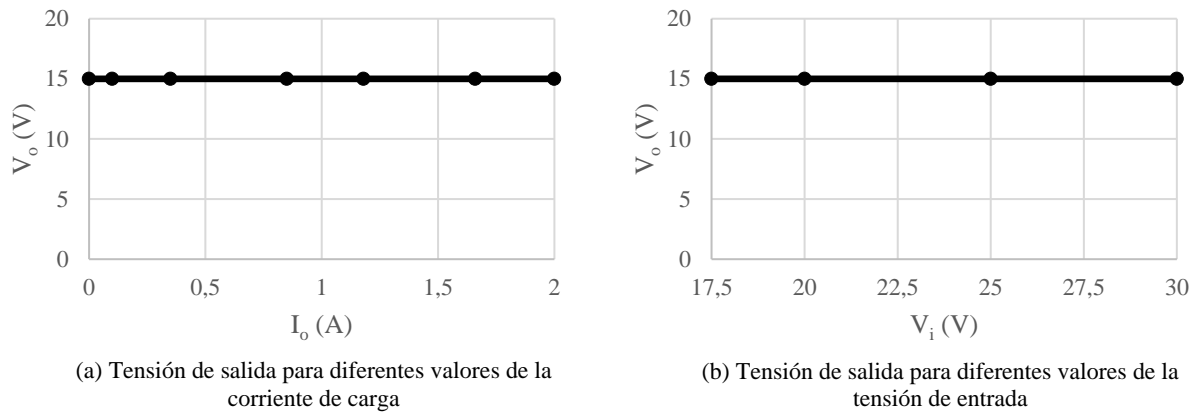


Figura 6.16: Regulación de carga y de línea

6.2.3. Rendimiento del convertidor

En la figura 6.17 se representan las curvas de rendimiento del convertidor. Para ello se han realizado ensayos con distintas tensiones de entrada V_i y distintos niveles de carga, desde el 5% hasta el 100%.

Los resultados se aceptan como coherentes ya que presenta menor rendimiento con cargas bajas que a plena carga y la mayor eficiencia, aproximadamente, al 50% de carga. Además, el rendimiento empeora cuando la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida aumenta.

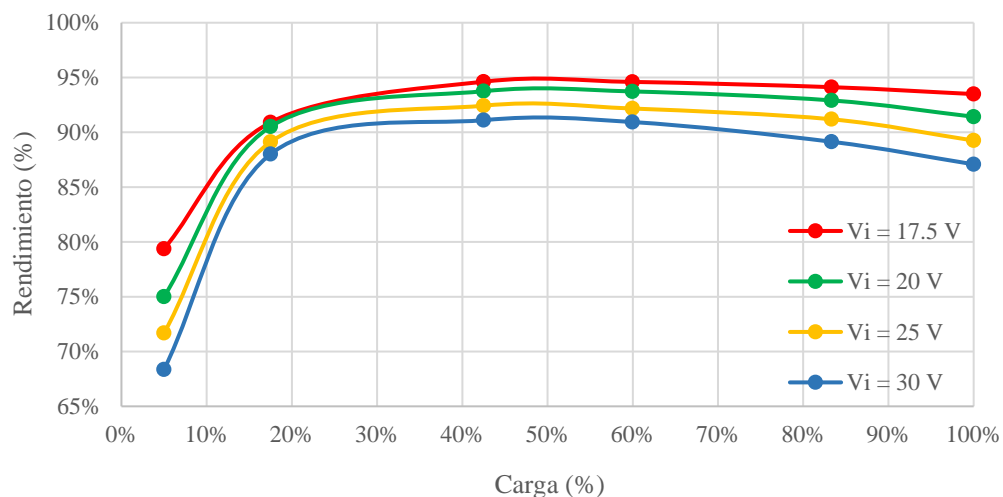


Figura 6.17: Rendimiento del convertidor

6.2.4. Caracterización dinámica

Se muestran los resultados de la respuesta de la tensión de salida del convertidor ante un escalón de corriente de carga del 50 % (0.8333 A) y ante una entrada de tensión no estabilizada para cada uno de los compensadores diseñados. Se medirá el sobreimpulso y el tiempo de establecimiento (para el escalón de carga) y la atenuación del rizado de entrada (para la alimentación con la fuente no estabilizada).

6.2.4.1. Compensador 1

El compensador 1 prioriza la atenuación a altas frecuencias y el margen de fase respecto a la frecuencia de cruce (velocidad) y a la ganancia a bajas frecuencias.

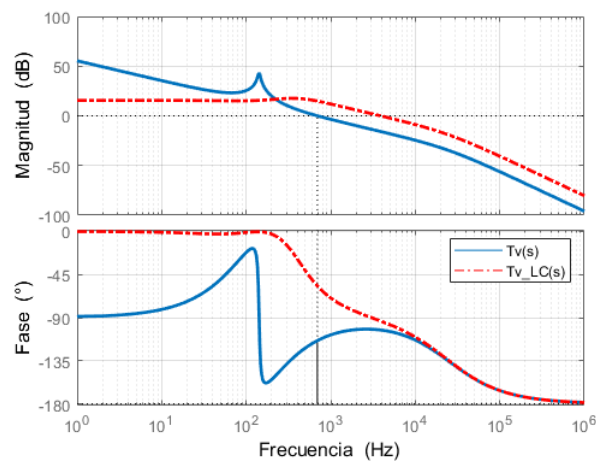


Figura 6.18: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 1

Escalón de corriente carga:

En la figura 6.19 se muestra la respuesta de la tensión de salida del convertidor (canal 1) ante un escalón de corriente de carga del 50 % y la señal de disparo del transistor del circuito de conmutación de la segunda carga (canal 2). Se trata de una respuesta lenta y sobreamortiguada, ya que la ganancia de lazo tiene una frecuencia de cruce baja (695 Hz) y un margen de fase adecuado (66°).

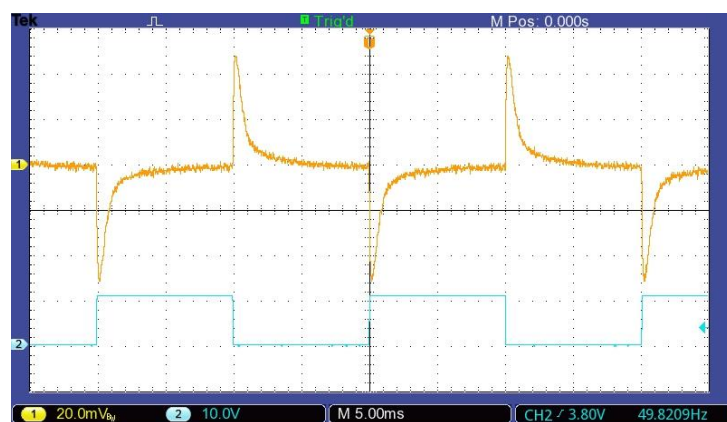


Figura 6.19: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 1

La figura 6.20 amplía la respuesta de la tensión de salida para medir el sobreimpulso y el tiempo de establecimiento.

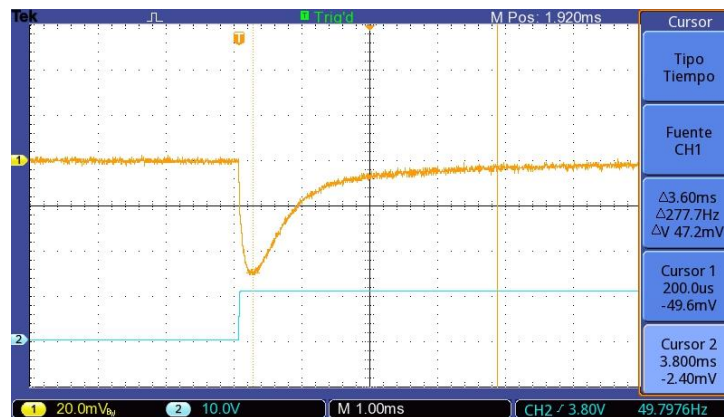


Figura 6.20: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 1

El sobreimpulso es de 49.6 mV (cursor 1), inferior al máximo especificado en las condiciones del encargo (150 mV). El tiempo de establecimiento al 95 % es de 3.6 ms.

Alimentación de la etapa de potencia desde una fuente no estabilizada:

En la figura 6.21 se muestra la tensión de entrada al convertidor procedente de la red de alterna, rectificadora y filtrada, la cual presenta un rizado de 100 Hz (canal 1) y la tensión de salida del convertidor (canal 2). La tensión de entrada toma un valor medio de 20 V y presenta un rizado de aproximadamente 2 V. La tensión de salida está estabilizada en su valor nominal (15 V).

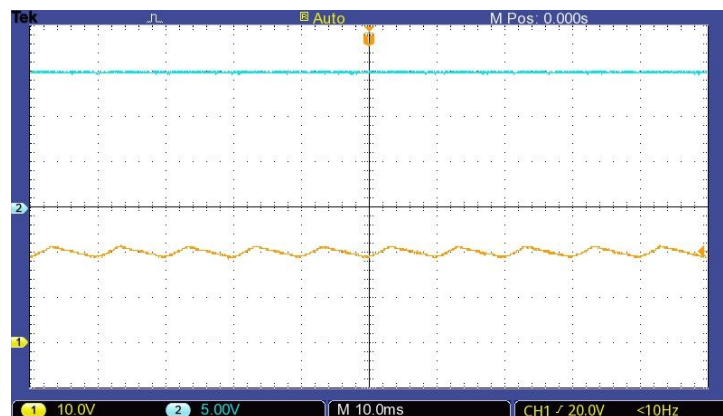


Figura 6.21: Entrada no estabilizada y tensión de salida

La figura 6.22 muestra con mayor detalle el rizado de la tensión de entrada (canal 1) y el rizado de la tensión de salida (canal 2).

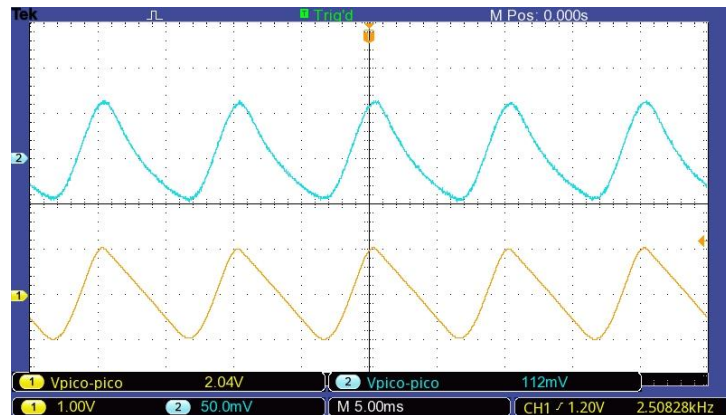


Figura 6.22: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 1

La tensión de entrada al convertidor presenta un rizado de 2.04 V y la tensión de salida del convertidor un rizado de 112 mV. Por tanto, el convertidor atenúa en un 94.51 % el rizado de la tensión de entrada.

6.2.4.2. Compensador 2

El compensador 2 mejora respecto al compensador 1 la atenuación a altas frecuencias y la ganancia a bajas frecuencias, pero empeora en margen de fase y en frecuencia de cruce.

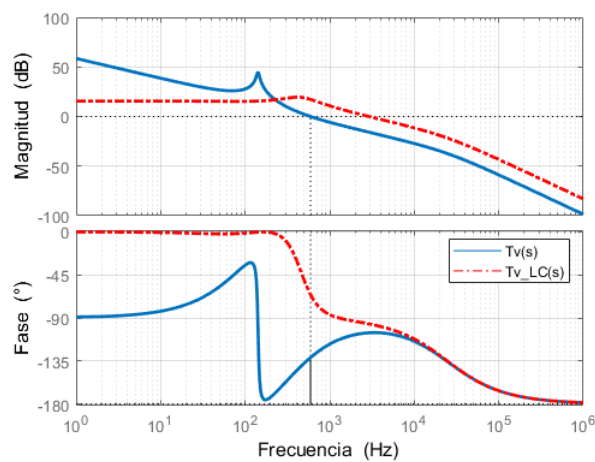


Figura 6.23: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 2

Escalón de corriente carga:

En la figura 6.24 se muestra la respuesta de la tensión de salida del convertidor (canal 1) ante un escalón de corriente de carga del 50 %. Se trata de una respuesta lenta y con oscilación amortiguada, ya que la ganancia de lazo tiene una frecuencia de cruce baja (592 Hz) y un margen de fase reducido (48.5°). Aunque la frecuencia de cruce es inferior a la proporcionada por el compensador 1, el hecho de que el margen de fase sea considerablemente menor, proporciona una respuesta más rápida que el compensador 1.

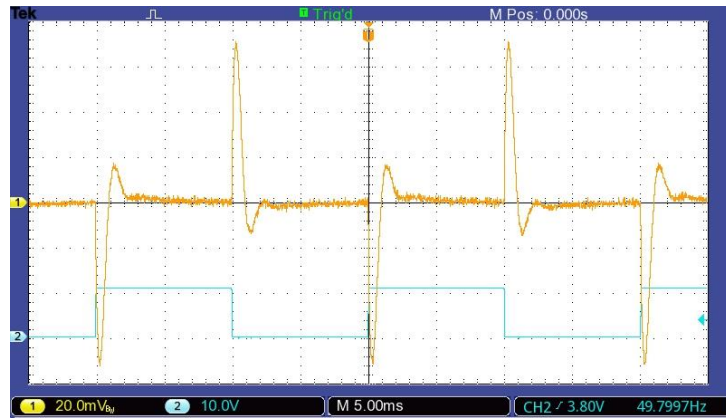


Figura 6.24: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 2

La figura 6.25 amplía la respuesta de la tensión de salida para medir el sobreimpulso y el tiempo de establecimiento.

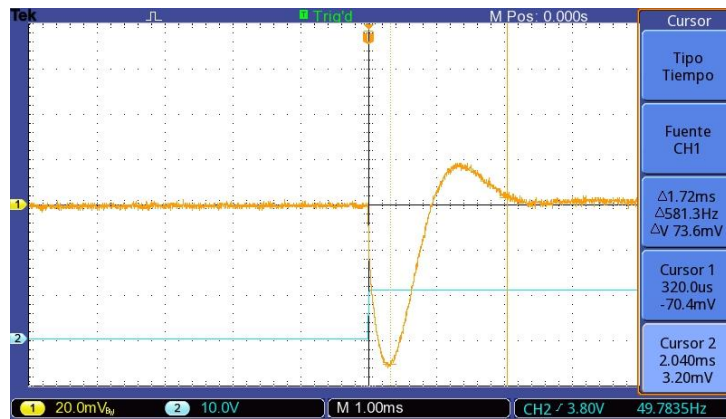


Figura 6.25: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 2

El sobreimpulso es de 70.4 mV (cursor 1), inferior al máximo especificado en las condiciones del encargo (150 mV). El tiempo de establecimiento al 95 % es de 1.72 ms.

Alimentación de la etapa de potencia desde una fuente no estabilizada:

En la figura 6.26 se muestra el rizado de la tensión de entrada al convertidor (canal 1) y el rizado de la tensión de salida (canal 2). Aunque el compensador 2 mejora la ganancia a bajas frecuencias respecto al compensador 1, a la frecuencia de 100 Hz el compensador 2 ofrece menor ganancia de lazo, por lo que el rizado de salida es ligeramente superior al obtenido con el compensador 1 (menor atenuación del rizado de entrada).

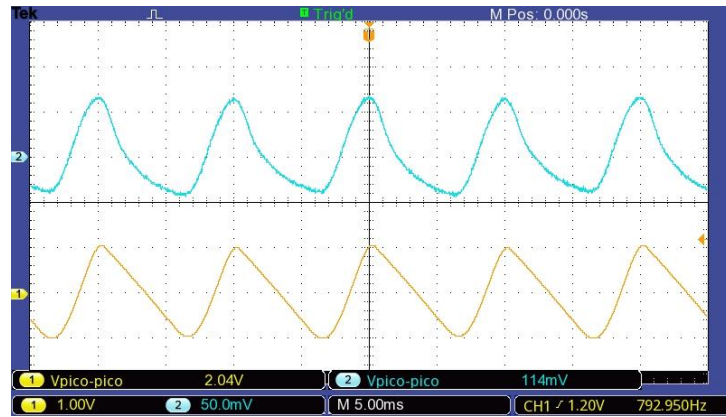


Figura 6.26: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 2

La tensión de entrada al convertidor presenta un rizado de 2.04 V y la tensión de salida del convertidor un rizado de 114 mV. Por tanto, el convertidor atenúa en un 94.41 % el rizado de la tensión de entrada.

6.2.4.3. Compensador 3

El compensador 3 prioriza la ganancia a bajas frecuencias y la frecuencia de cruce (velocidad) respecto a la atenuación a altas frecuencias.

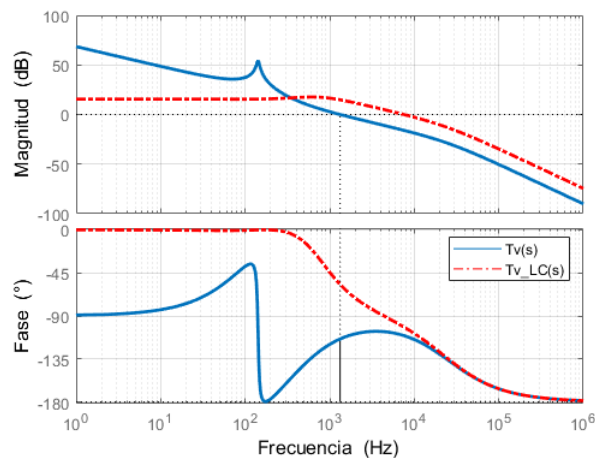


Figura 6.27: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 3

Escalón de corriente carga:

En la figura 6.28 se muestra la respuesta de la tensión de salida del convertidor (canal 1) ante un escalón de corriente de carga del 50 %. Se trata de una respuesta muy rápida y sobreamortiguada, ya que la ganancia de lazo tiene una frecuencia de cruce relativamente alta (1.32 kHz) y un margen de fase adecuado (65.9°).

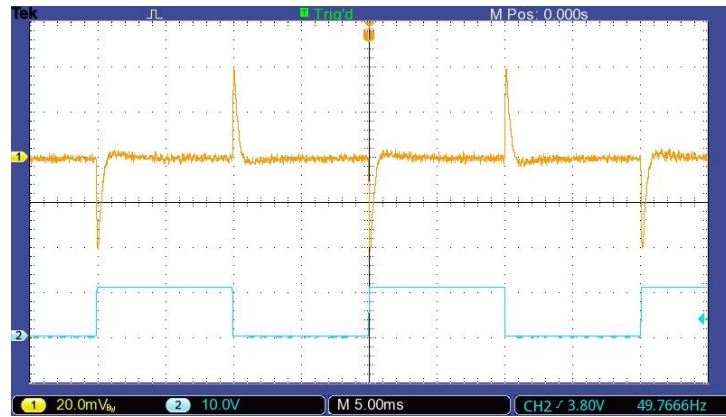


Figura 6.28: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 3

La figura 6.29 amplía la respuesta de la tensión de salida para medir el sobreimpulso y el tiempo de establecimiento.

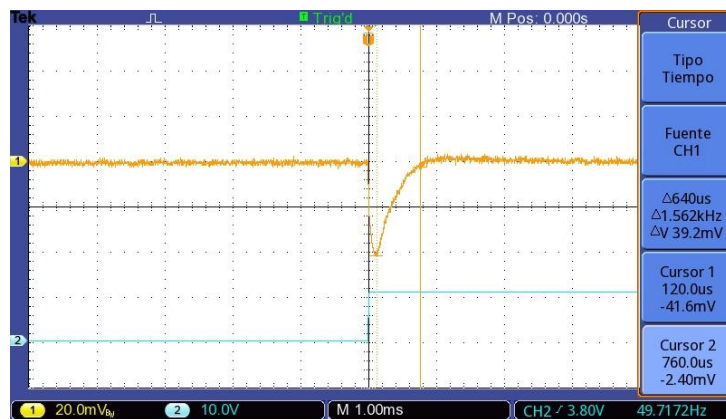


Figura 6.29: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 3

El sobreimpulso es de 41.6 mV (cursor 1), inferior al máximo especificado en las condiciones del encargo (150 mV). El tiempo de establecimiento al 95 % es de 640 μ s.

Alimentación de la etapa de potencia desde una fuente no estabilizada:

En la figura 6.30 se muestra el rizado de la tensión de entrada al convertidor (canal 1) y el rizado de la tensión de salida (canal 2). El rizado de salida es considerablemente inferior al obtenido con los compensadores 1 y 2 debido a que el compensador 3 mejora la ganancia a la frecuencia de 100 Hz.

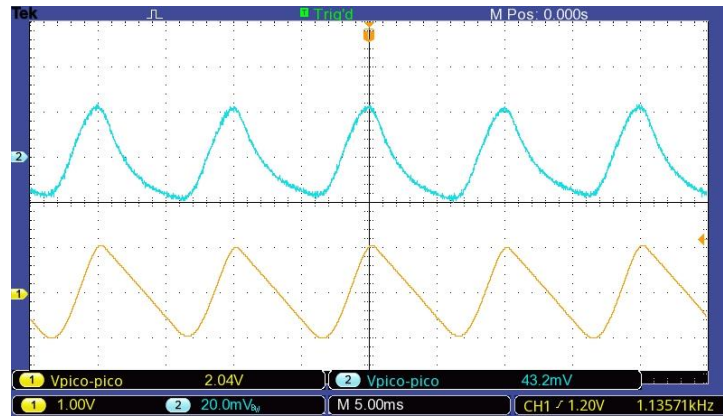


Figura 6.30: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 3

La tensión de entrada al convertidor presenta un rizado de 2.04 V y la tensión de salida del convertidor un rizado de 43.2 mV. Por tanto, el convertidor atenúa en un 97.88 % el rizado de la tensión de entrada.

6.2.4.4. Compensador 4

El compensador 4 mejora respecto al compensador 3 la frecuencia de cruce (velocidad), pero empeora la atenuación a altas frecuencias

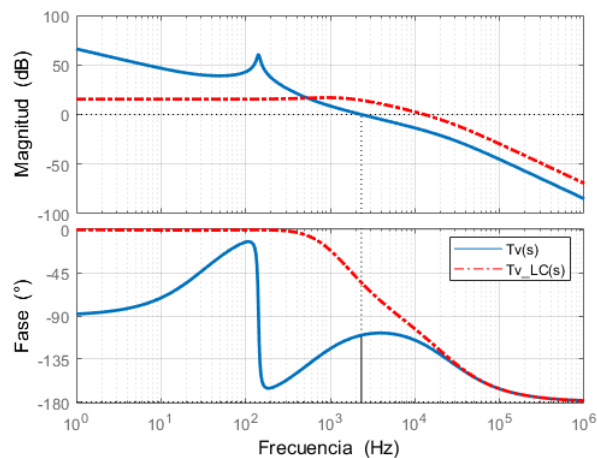


Figura 6.31: Diagrama de Bode lazo abierto y lazo cerrado con el compensador 4

Escalón de corriente de carga:

En la figura 6.32 se muestra la respuesta de la tensión de salida del convertidor (canal 1) ante un escalón de corriente de carga del 50 %. Se trata de una respuesta muy rápida y sobreamortiguada, ya que la ganancia de lazo tiene una frecuencia de cruce alta (2.33 kHz) y un margen de fase adecuado (69.8°). Se puede observar que aparece una oscilación transitoria durante el tiempo de subida de la respuesta de la tensión de salida. Esto es debido a la pérdida de atenuación a altas frecuencias (frecuencia de cruce alta).

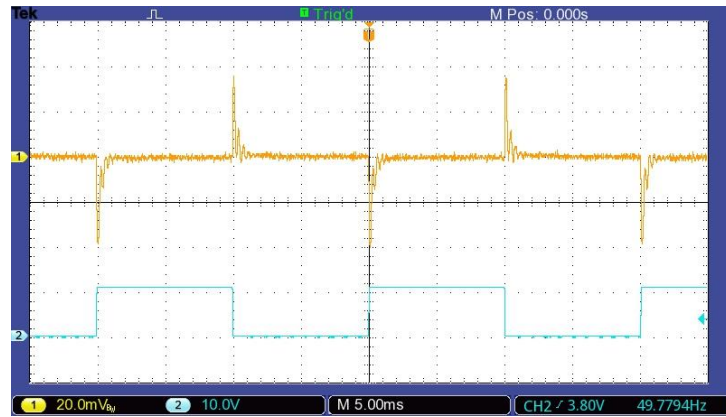


Figura 6.32: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 4

La figura 6.33 amplía la respuesta de la tensión de salida para medir el sobreimpulso y el tiempo de establecimiento.

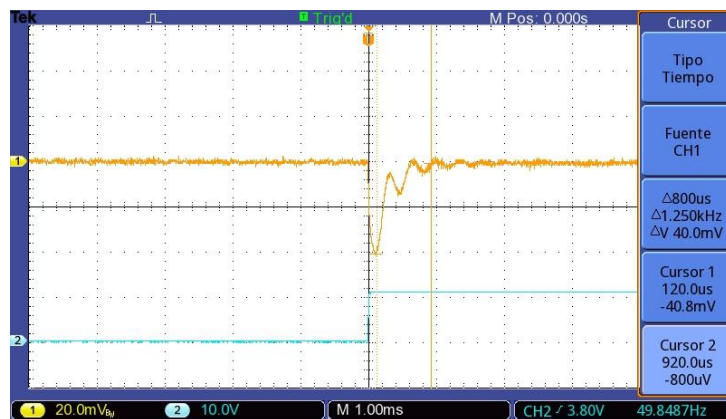


Figura 6.33: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de corriente de carga. Compensador 4

El sobreimpulso es de 40.8 mV (cursor 1), inferior al máximo especificado en las condiciones del encargo (150 mV). El tiempo de establecimiento al 95 % es de 800 μ s.

Alimentación de la etapa de potencia desde una fuente no estabilizada:

En la figura 6.34 se muestra el rizado de la tensión de entrada al convertidor (canal 1) y el rizado de la tensión de salida (canal 2). El rizado de salida es considerablemente inferior al obtenido con compensadores 1, 2 y 3 debido a que el compensador 4 mejora la ganancia a 100 Hz.

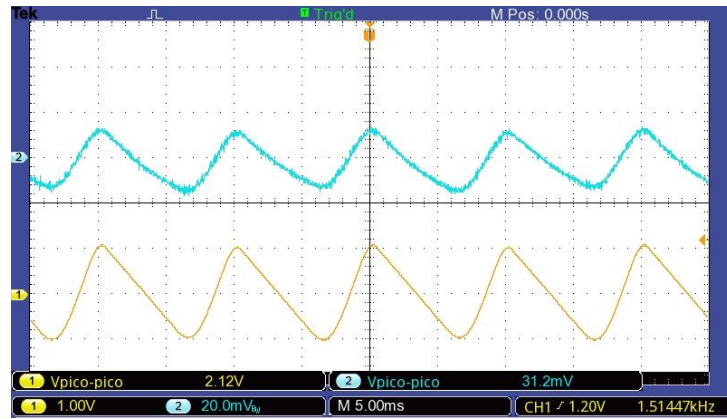


Figura 6.34: Rizado de entrada no estabilizada y rizado de la tensión de salida. Compensador 4

La tensión de entrada al convertidor presenta un rizado de 2.04 V y tensión de salida del convertidor un rizado de 31.2 mV. Por tanto, el convertidor atenúa en un 98.47 % el rizado de la tensión de entrada.

6.2.4.5. Resumen de la caracterización dinámica

En este apartado se recogen los resultados obtenidos teóricamente y en el laboratorio del comportamiento dinámico del convertidor con el fin de poder realizar una comparación de forma rápida.

	f_c	MF	$t_{e_{95\%}}$	M_p teórico	M_p experimental	Atenuación riz. entrada
Compensador 1	695 Hz	66°	3.6 ms	86.74 mV	49.6 mV	94.51 %
Compensador 2	592 Hz	48.5°	1.72 ms	101.8 mV	70.4 mV	94.41 %
Compensador 3	1.32 kHz	65.9°	640 μ s	45.67 mV	41.6 mV	97.88 %
Compensador 4	2.33 kHz	69.8°	800 μ s	25.87 mV	40.8 mV	98.47 %

Tabla 6.1: Resultados obtenidos del comportamiento dinámico

A la vista de los resultados, con el compensador 4, el sobreimpulso obtenido experimentalmente (M_p experimental) de la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de corriente de carga es superior al teórico, a diferencia de la respuesta obtenida con los compensadores 1, 2 y 3. Además, se ha podido observar en la figura 6.33 una oscilación durante el tiempo de subida de la respuesta de la tensión de salida, ocasionada por la pérdida de atenuación a altas frecuencias. Esto último provoca que el tiempo de establecimiento sea mayor del esperado.

7. Conclusiones

Durante el desarrollo del documento se ha descrito el diseño completo de un módulo didáctico basado en un convertidor DC-DC conmutado para su funcionamiento en conducción continua.

El diseño de la etapa de potencia se ha basado en la topología Buck asíncrona, transistor MOSFET de potencia y el circuito integrado *IR2110* como driver del transistor de potencia. Se ha incluido un circuito para la conmutación de una resistencia en paralelo a la carga e insertar un escalón de corriente de carga. Las principales características de la etapa de potencia diseñada son las siguientes:

- Rango tensión de entrada: 17.5 V a 30 V.
- Rango tensión de salida: 2.5 V a 27 V.
- Dos resistencias de carga de 18 Ω en paralelo para no superar la corriente máxima (2 A) a la salida y a la entrada del convertidor.

El diseño del lazo de control analógico en modo tensión se ha basado en el circuito integrado *TL494* en el que es posible configurar la frecuencia de conmutación mediante un potenciómetro. La realimentación de la tensión de salida se ha acondicionado con un divisor de tensión de ganancia configurable mediante un potenciómetro. Además, los componentes del compensador de tensión son fácilmente intercambiables para poder experimentar la respuesta con compensadores de tensión de distintas prestaciones.

Se han diseñado 4 compensadores de tensión con los que se ha comprobado la respuesta dinámica que ofrece cada uno y los límites en las especificaciones de diseño del compensador de tensión en este convertidor.

El diseño de la placa de circuito impreso se ha realizado teniendo en cuenta la distribución de componentes y pistas más apropiada en este tipo de dispositivos electrónicos. De tal forma que se ha conseguido reducir la captación de interferencias electromagnéticas en las señales de control y realimentación y un dispositivo electrónico de alta eficiencia.

Las medidas en simulación y experimentales han demostrado el funcionamiento correcto de todos los diseños.

Se han cumplido los objetivos de construcción de un convertidor DC-DC con control analógico, en el cuál sea sencillo realizar cambios en el compensador de tensión y analizar el comportamiento dinámico del mismo. Por lo tanto, es posible la utilización didáctica del prototipo construido para ilustrar el funcionamiento del convertidor y para experimentar con distintos compensadores de tensión.

7.1. Dificultades en la realización del TFG

A continuación, se presentan las principales dificultades encontradas durante la implementación práctica del prototipo y sus soluciones.

7.1.1. EMI en la placa de pruebas

Debido a las características de capacitancia parásita y resistencia que suelen tener las placas de pruebas, las señales de control, de realimentación y de salida captaban EMI provocadas por la conmutación de los semiconductores de potencia y del inductor.

Esto causaba la aparición de falsos disparos en la señal PWM, provocando una pésima regulación, un rango reducido de la tensión de salida y dificultaba la medición de algunas señales.

Una vez se haya comprobado la correcta conexión de todos los componentes en la placa de pruebas, la solución es implementar el convertidor en una placa de circuito impreso de cobre, realizando una distribución de componentes y pistas apropiada para este tipo de circuitos electrónicos. De esta forma se reduce de forma considerable la captación de EMI por las señales débiles de realimentación y control, obteniendo una excelente regulación y el rango completo de la tensión de salida.

7.1.2. Implementación del compensador de tensión

En el primer diseño del compensador de tensión, se tomaron unos valores elevados de frecuencia de cruce (~ 3 kHz) y margen de fase ($\sim 80^\circ$) en la ganancia de lazo debido a que en el laboratorio existía un convertidor con una etapa de potencia similar a la de este proyecto el cual incluía un compensador con dichas especificaciones. La respuesta del convertidor existente en el laboratorio era rápida y con oscilación amortiguada ante un escalón de corriente de carga. Al utilizar este compensador en el convertidor diseñado en este proyecto, se obtenía una respuesta de la tensión de salida muy lenta y sobreamortiguada ante un escalón de corriente de carga.

En un principio, se pensó que la diferencia entre ambas respuestas se debía a la utilización de circuitos integrados diferentes para la modulación PWM, pero las pruebas realizadas terminaron con la suposición.

Tras analizar el convertidor del laboratorio, se observó que incluía un diodo Zener para limitar la señal de error a la salida del compensador y como consecuencia, la respuesta dinámica del convertidor era diferente a la teórica.

Al tener esto en cuenta, y revisar conceptos teóricos sobre control de fuentes conmutadas, se diseñaron varios compensadores con las especificaciones teóricas recomendadas y la regulación del convertidor fue la deseada.

Durante las pruebas realizadas a lo largo de este proyecto, se han implementado varios compensadores que no aparecen en este documento para no hacer un apartado de resultados experimentales excesivamente extenso. Las oscilaciones en el tiempo de subida de la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de corriente de carga (figura 6.33), comienzan a aparecer a partir de una frecuencia de cruce de la ganancia de lazo de 1.42 kHz. Para frecuencias de cruce superiores a 3.2 kHz el sistema se vuelve inestable incluso en régimen estacionario.

7.2. Futuras mejoras

A este proyecto se le podría dotar de mayor robustez y menor número de conexiones de entrada mediante las siguientes mejoras:

- Por un lado, incluir la limitación de la corriente de salida utilizando el segundo amplificador de error del CI *TL494* en modo comparador y una resistencia detectora de corriente en serie entre la carga de salida y masa. Esta mejora ha sido diseñada para el posible futuro uso del convertidor en prácticas de laboratorio, pero no se ha incluido en el diseño descrito en este documento debido a que el prototipo mostrado no incluía dicha mejora.
- Por otro, la utilización de un regulador lineal de tensión de +15 V para alimentar el circuito de control y el circuito de disparo. De esta forma solo se necesitaría una sola conexión de entrada para alimentar simultáneamente la etapa de potencia y dicho regulador lineal.

Bibliografía

- [1] Electrónica de Potencia (Dep. Ing. Electrónica). “*Tema 2. Fuentes de alimentación conmutadas*”. Universidad Politécnica de Valencia, apuntes de la asignatura. 2017 – 2018.
- [2] G. Garcerá, E. Figueres, A. Abellán. “*Convertidores Conmutados: circuitos de potencia y control*”. Universidad Politécnica de Valencia, Servicio de Publicaciones. 1998.
- [3] Pablo José del Canto Masa. “*Diseño y desarrollo de la etapa de potencia de un convertidor DC-DC 400V/12V*”. Universidad Politécnica de Valencia, Trabajo Fin de Master. 2018.
- [4] Raúl Martín Delgado. “*Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla*”. Universidad Carlos III, Proyecto Fin de Carrera. 2012.
- [5] Sistemas Electrónicos Industriales (Dep. Ing. Electrónica). “*Tema 1. Modelización de etapas de potencia de convertidores DC/DC*”. Universidad Politécnica de Valencia, apuntes de la asignatura. 2017 – 2018.
- [6] Autor desconocido. “*Electrónica de Potencia. Dispositivos y Módulos: Selección*”. https://es.wikibooks.org/wiki/Electr%C3%B3nica_de_Potencia. (último acceso 19/07/2019).
- [7] Electrónica de Potencia (Dep. Ing. Electrónica). “*Tema 1. Introducción a la electrónica de potencia*”. Universidad Politécnica de Valencia, apuntes de la asignatura. 2017 – 2018.
- [8] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. “*Power Electronics: converters, applications and design*”. John Wiley & Sons. 1994 (2ª ed.).
- [9] S. Seguí, F. J. Gimeno, C. Sánchez, S. Orts. “*Fundamentos Básicos de la Electrónica de Potencia*”. Editorial de la Universidad Politécnica de Valencia. 2002.
- [10] Catálogo NRSZ Series. “*Miniature Aluminum Electrolytic Capacitors*”. NIC Components Corp. <https://www.niccomp.com/products/catalog/nrsz.pdf>. (último acceso 19/07/2019).
- [11] Manjing Xie. “*Analog Applications Journal: How to select input capacitors for a buck converter*”. Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/an/slyt670/slyt670.pdf>. (último acceso 19/07/2019).
- [12] Catálogo 2018/2019. “*Aluminum Electrolytic Capacitors*”. CapXon Professional. <http://www.capxongroup.com/files/2018%20Capxon-180724.pdf>. (último acceso 19/07/2019).
- [13] Hojas de características. “*BUZ11 N-Channel Power MOSFET*”. ON Semiconductor. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BUZ11-D.PDF>. (último acceso 19/07/2019).
- [14] Hojas de características. “*11DQ05 SCHOTTKY RECTIFIER*”. International Rectifier. <http://www.farnell.com/datasheets/1563963.pdf>. (último acceso 19/07/2019).
- [15] Hojas de características. “*IR2110 HIGH AND LOW SIDE DRIVER*”. International Rectifier. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e. (último acceso 19/07/2019).
- [16] Jonathan Adams. “*Design Tip 98-2a. Bootstrap Component Selection for Control IC’s*”. International Rectifier. <http://www.irf.com/technical-info/designtip/dt98-2.pdf>. (último acceso 19/07/2019).

- [17] Application Note. “AN-978. HV Floating MOS-Gate Driver ICs”. International Rectifier. <https://www.infineon.com/dgdl/an-978.pdf?fileId=5546d462533600a40153559f7cf21200>. (último acceso 19/07/2019).
- [18] Application Note. “AND9674/D. Design and Application Guide of Bootstrap Circuit For High-Voltage Gate-Driver IC”. ON Semiconductor. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9674-D.PDF> (último acceso 19/07/2019).
- [19] Hoja de características. “TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits”. Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>. (último acceso 19/07/2019).
- [20] Autor desconocido. “Appendix 1: RMS Values of Commonly Observed Converter Waveforms”. https://www.ieee.li/pdf/introduction_to_power_electronics/appendix_01.pdf. (último acceso 19/07/2019).
- [21] Sistemas Electrónicos Industriales (Dep. Ing. Electrónica). “Tema 2. Control en modo tensión”. Universidad Politécnica de Valencia, apuntes de la asignatura. 2017 – 2018.
- [22] Christophe Basso. “The Link Between The Phase Margin And The Converter Transient Response”. ON Semiconductor. <https://cbasso.pagesperso-orange.fr/Downloads/Papers/Phase%20margin%20and%20quality%20factor.pdf>. (último acceso 19/07/2019).
- [23] Application Note. “PCB Layout Techniques of Buck Converter”. ROHM SEMICONDUCTOR. http://rohmf.s.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/converter_pcb_layout_appli-e.pdf. (último acceso 19/07/2019).
- [24] Application Note. “AND9475/D. NCV/NCP6324 2 Layers PCB Layout Guide”. ON Semiconductor. <https://www.onsemi.cn/pub/Collateral/AND9475-D.PDF>. (último acceso 19/07/2019).
- [25] Sensores e Instrumentación Virtual (Dep. Ing. Electrónica). “Notas sobre escritura técnica”. Universidad Politécnica de Valencia, apuntes de la asignatura. 2018 – 2019.

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

PLANOS

TRABAJO FINAL DEL:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

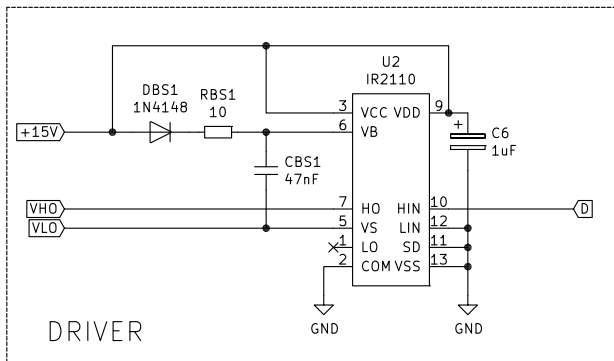
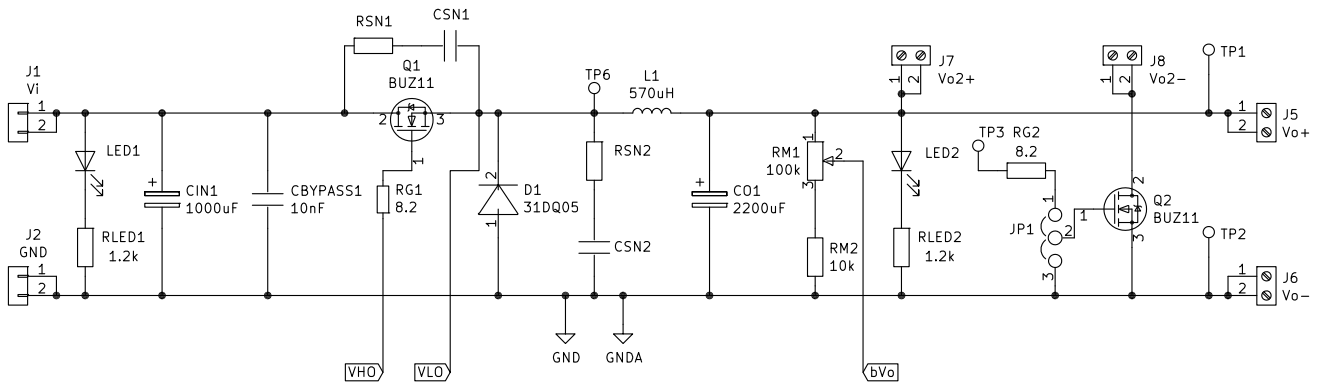
AUTOR: Juan Miguel Abril García

TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar

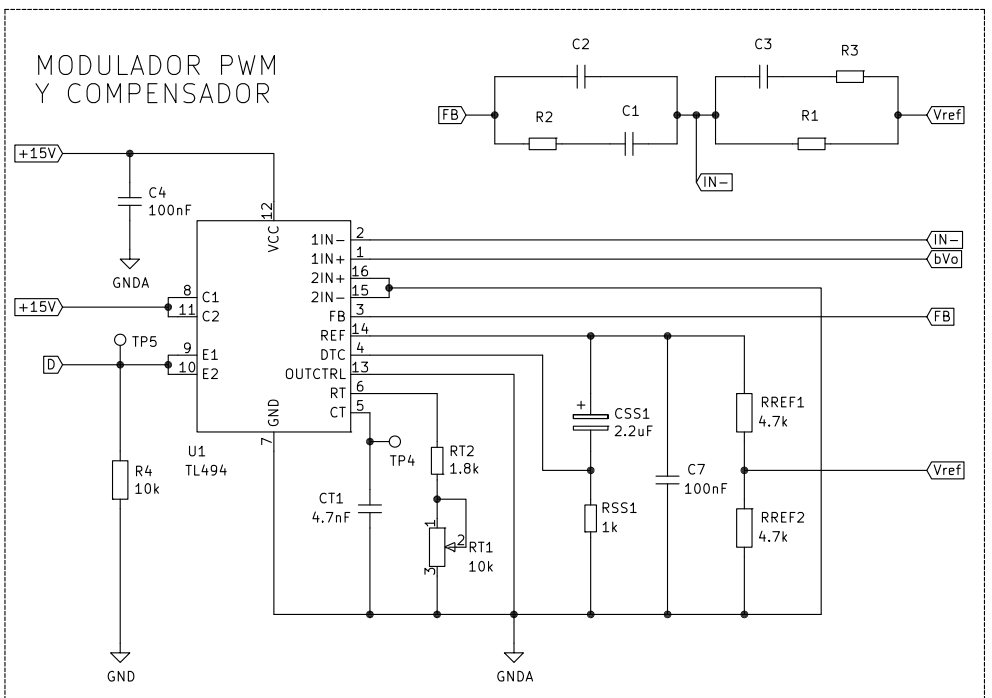
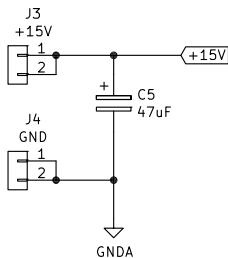
FECHA: Valencia, 13 de septiembre de 2019

ÍNDICE

Plano Nº1: Esquemático	91
Plano Nº2: Serigrafía. Capa superior.....	93
Plano Nº3: Lista de componentes	95
Plano Nº4: Taladros.....	97
Plano Nº5: Cobre. Capa superior.....	99
Plano Nº6: Cobre. Capa inferior.....	101



MODULADOR PWM Y COMPENSADOR



PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

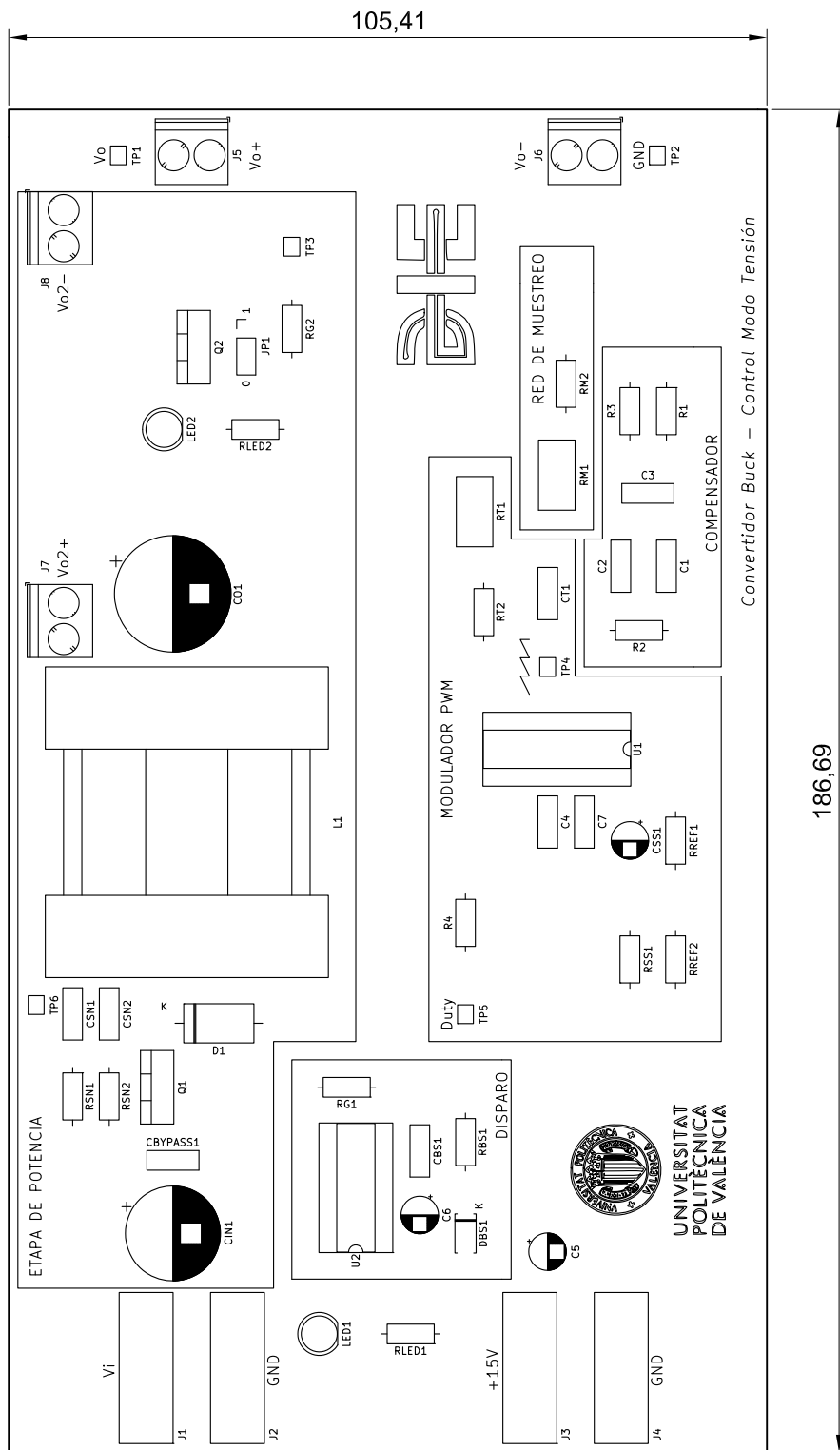
Fecha: 25/07/2019

Escala:
S/E

Autor:
J.M. ABRIL GARCÍA

Plano:
ESQUEMÁTICO

Plano Nº
1

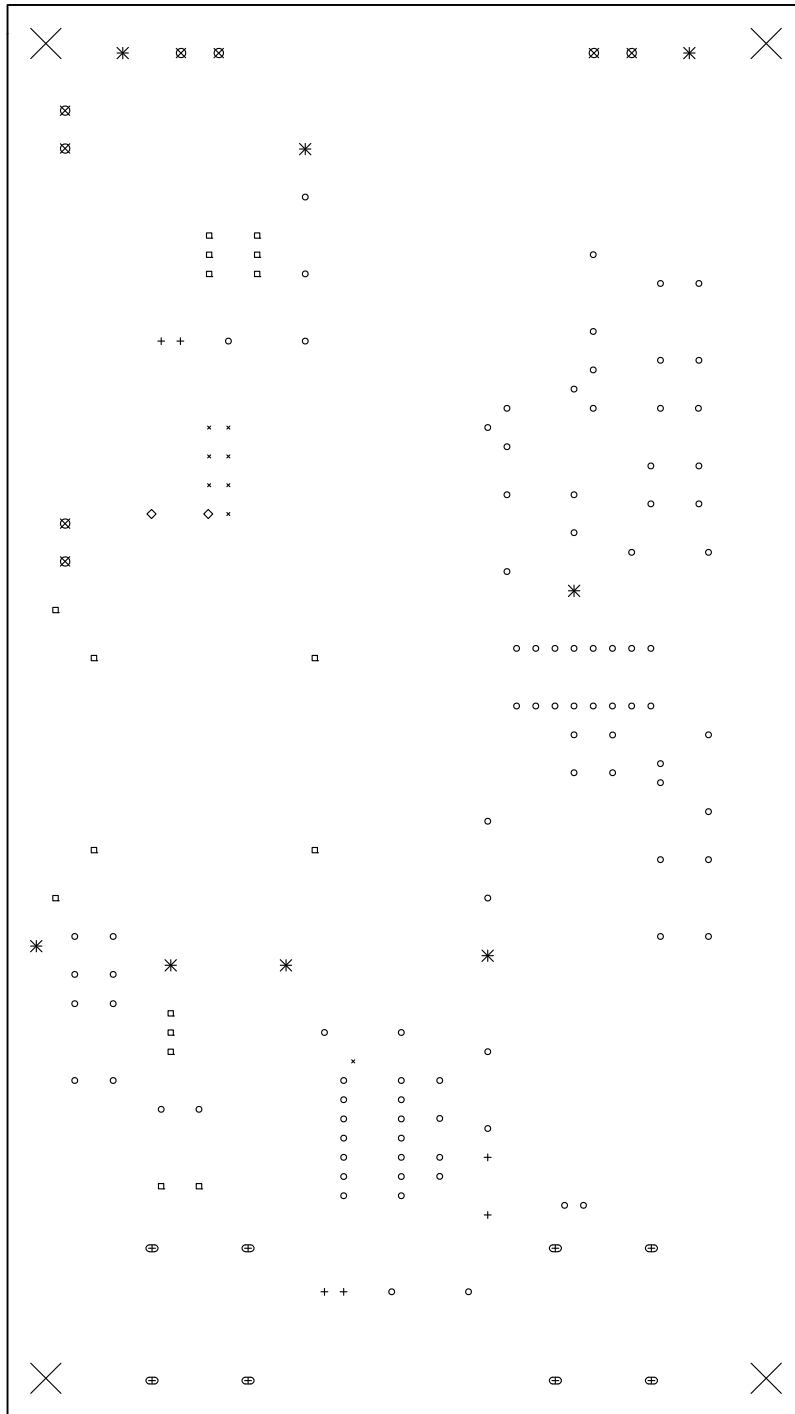


Convertidor Buck – Control Modo Tensión

- COTAS EN mm.

PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC	Fecha: 25/07/2019
	Escala: 1:1
Autor: J.M. ABRIL GARCÍA	Plano: SERIGRAFÍA. CAPA SUPERIOR
Plano Nº 2	

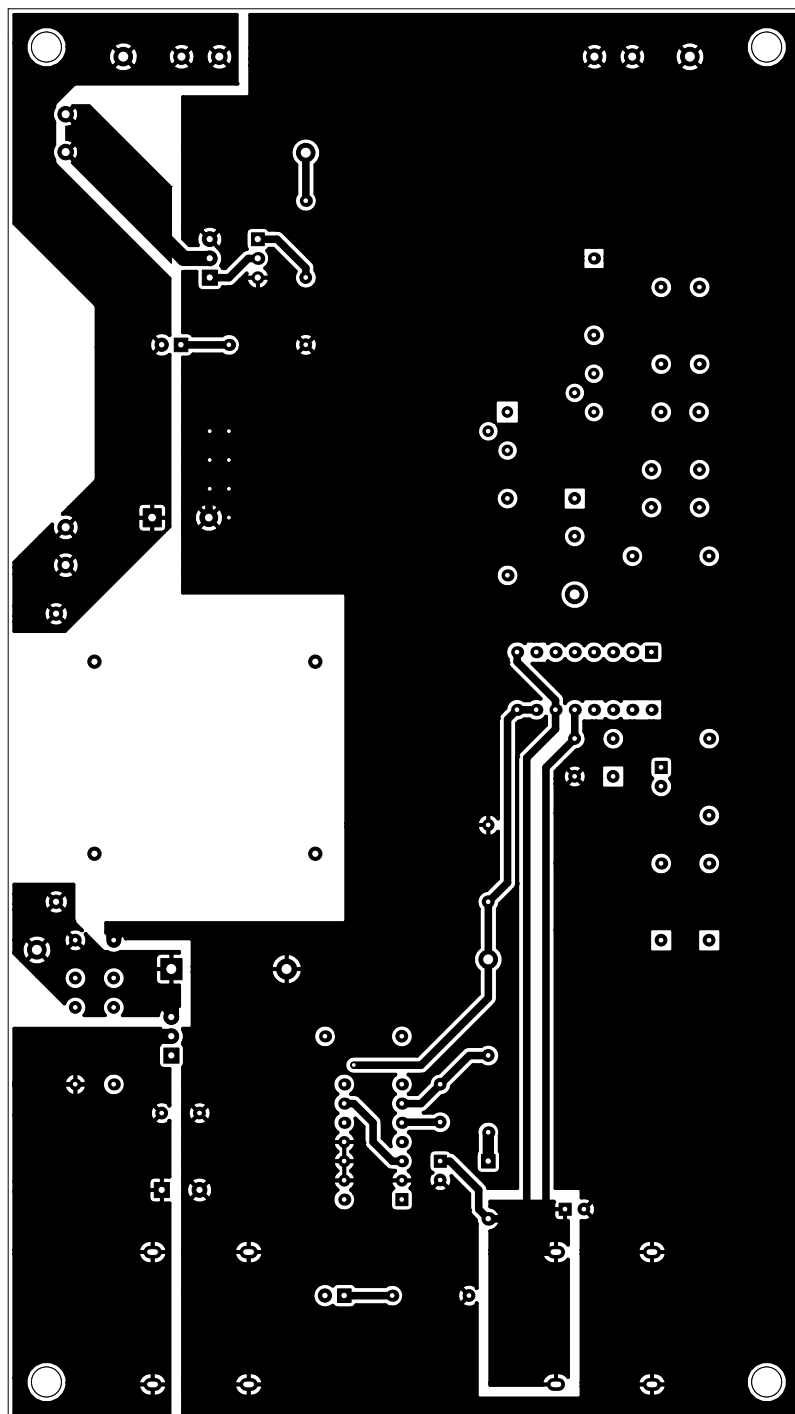
ID	REFERENCIA	CANTIDAD	VALOR	OBSERVACIONES (encapsulado)
1	D1	1	31DQ05	Diodo Schottky (DO-201)
2	Q1,Q2	2	BUZ11	Transistor MOSFET (TO-220-3)
3	L1	1	570 μ H	Inductor fabricado en laboratorio (L42,5mm_W39,5mm)
4	TP1,TP2,TP3,TP4,TP5,TP6	6		Punto de prueba (D1.6mm)
5	C1,C2,C3	3		Regleta hembra 1 fila P2.54mm
6	CSN1,CSN2	2		Cerámico 35 V
7	CIN1	1	1000 μ F	Electrolítico 35 V (Radial_D13.0mm_P5.00mm)
8	CO1	1	2200 μ F	Electrolítico 35 V low ESR (Radial_D16.0mm_P7.50mm)
9	CSS1	1	2.2 μ F	Electrolítico 25 V (Radial_D5.0mm_P2.50mm)
10	C4,C7	2	100 nF	Cerámico o de película plástica 25 V
11	C5	1	47 μ F	Electrolítico 25 V (Radial_D5.0mm_P2.50mm)
12	C6	1	1 μ F	Electrolítico 25 V (Radial_D5.0mm_P2.50mm)
13	CBS1	1	47 nF	Cerámico o de película plástica 25 V
14	CBYPASS1	1	10 nF	Cerámico 35 V
15	CT1	1	4.7 nF	Cerámico o de película plástica 25 V
16	DBS1	1	1N4148	Diodo de pequeña señal (A-405)
17	J1	1	Vi	Conector banana hembra PCB 4mm rojo
18	J2,J4	2	GND	Conector banana hembra PCB 4mm negro
19	J3	1	+15V	Conector banana hembra PCB 4mm rojo
20	J5	1	Vo+	Bloque de terminales (L10,5mm_W9,0mm_P5.00mm)
21	J6	1	Vo-	Bloque de terminales (L10,5mm_W9,0mm_P5.00mm)
22	J7	1	Vo2+	Bloque de terminales (L10,5mm_W9,0mm_P5.00mm)
23	J8	1	Vo2-	Bloque de terminales (L10,5mm_W9,0mm_P5.00mm)
24	JP1	1		Jumper + Cabezal de 3 pines (P2.54mm)
25	LED1,LED2	2		Diodo LED (D5.0mm)
26	R1,R2,R3	3		Regleta hembra 1 fila P2.54mm
27	RSN1,RSN2	2		5% 0.25W (DIN0207)
28	R4,RM2	2	10 k Ω	5% 0.25W (DIN0207)
29	RBS1	1	10 Ω	5% 0.25W (DIN0207)
30	RG1,RG2	2	8.2 Ω	5% 0.25W (DIN0207)
31	RLED1,RLED2	2	1.2 k Ω	5% 0.25W (DIN0207)
32	RM1	1	100 k Ω	Potenciómetro de ajuste, 25 vueltas, 5 % 0.25 W (3296Y)
33	RREF1,RREF2	2	4.7 k Ω	5% 0.25W (DIN0207)
34	RSS1	1	1 k Ω	5% 0.25W (DIN0207)
35	RT1	1	10 k Ω	Potenciómetro de ajuste, 25 vueltas, 5 % 0.25 W (3296Y)
36	RT2	1	1.8 k Ω	5% 0.25W (DIN0207)
37	U1	1	TL494	CI TL494 + Zócalo (PDIP-16_W7.62mm)
38	U2	1	IR2110	CI IR2110 + Zócalo (PDIP-14_W7.62mm)
PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC				Fecha: 25/07/2019
				Escala: S/E
Autor: J.M. ABRIL GARCÍA		Plano: LISTA DE COMPONENTES		Plano Nº 3



Drill Map:

- 0.40mm / 0.016" (8 holes)
- 0.80mm / 0.031" (94 holes)
- + 0.90mm / 0.035" (6 holes + 8 slots)
- ▣ 1.00mm / 0.039" (17 holes)
- ◇ 1.20mm / 0.047" (2 holes)
- ▣ 1.25mm / 0.049" (8 holes)
- * 1.50mm / 0.059" (8 holes)
- X 4.00mm / 0.157" (4 holes) (not plated)

PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC		Fecha: 25/07/2019
		Escala: 1:1
Autor: J.M. ABRIL GARCÍA	Plano: TALADROS	Plano Nº 4



PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL
DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS
DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

Fecha: 25/07/2019

Escala:

1:1

Autor:

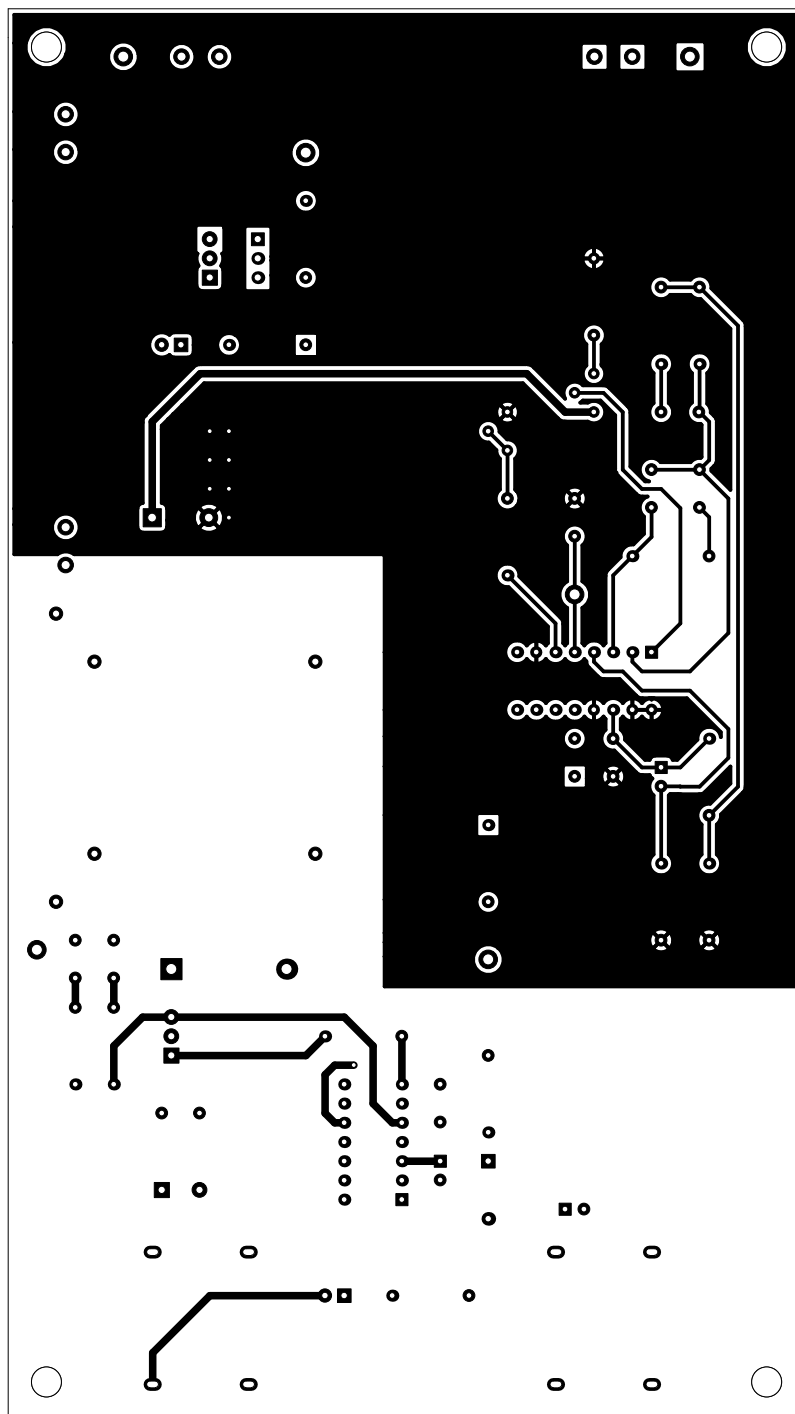
J.M. ABRIL GARCÍA

Plano:

COBRE. CAPA SUPERIOR

Plano N°

5



PROYECTO: DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL
DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS
DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

Fecha: 25/07/2019

Escala:

1:1

Autor:

J.M. ABRIL GARCÍA

Plano:

COBRE. CAPA INFERIOR

Plano N°

6

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

PLIEGO DE CONDICIONES

TRABAJO FINAL DEL:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR: Juan Miguel Abril García

TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar

FECHA: Valencia, 13 de septiembre de 2019

ÍNDICE

1. Definición y alcance del pliego	107
2. Condiciones y normas de carácter general	107
3. Especificación técnica	107
3.1. Condiciones de los materiales.....	107
3.1.1. Resistencias del compensador R_1 , R_2 y R_3 y de montaje en PCB.....	107
3.1.2. Resistencias de carga.....	108
3.1.3. Potenciómetros R_{M1} y R_{T1}	108
3.1.4. Condensador de entrada C_{IN}	108
3.1.5. Condensador de entrada C_{BYPASS}	108
3.1.6. Condensador de salida C_O	108
3.1.7. Condensadores C_5 , C_6 y C_{SS}	108
3.1.8. Condensadores C_4 , C_7 , C_{BS} y C_{T1}	109
3.1.9. Condensadores del compensador C_1 , C_2 y C_3	109
3.1.10. Inductor L	109
3.1.11. Transistores MOSFET de potencia Q_1 y Q_2	109
3.1.12. Diodo de libre circulación D	109
3.1.13. Diodo D_{BS}	109
3.1.14. Regulador PWM TL494.....	110
3.1.15. Driver IR2110	110
3.1.16. Zócalos para circuitos integrados	110
3.1.17. Diodos LED.....	110
3.1.18. Conectores de entrada $J1$, $J2$, $J3$ y $J4$	110
3.1.19. Conectores de salida $J5$, $J6$, $J7$ y $J8$	110
3.1.20. Puntos de prueba $TP1$, $TP2$, $TP3$, $TP4$, $TP5$ y $TP6$	110
3.1.21. Jumper $JP1$	111
3.1.22. Zócalos para los componentes del compensador R_1 , R_2 , R_3 , C_1 , C_2 y C_3	111
3.1.23. Soportes PCB	111
3.1.24. Placa de circuito impreso	111
3.1.25. Cables de conexión de fuente de alimentación CC a convertidor	111
3.1.26. Fuente de alimentación.....	111
3.2. Condiciones de la ejecución	112
3.2.1. Fabricación de la placa de circuito impreso	112
3.2.2. Ensamblaje de componentes en la PCB	112
3.3. Pruebas de servicio	113
3.3.1. Prueba del circuito de control.....	113
3.3.2. Prueba de la etapa de potencia.....	113
3.3.3. Prueba del circuito de conmutación de la segunda carga y regulación de la salida.....	113
4. Condiciones facultativas	114

1. Definición y alcance del pliego

El objeto de este documento es fijar las condiciones mínimas que debe cumplir la fabricación y montaje del módulo didáctico para prácticas de control de un convertidor DC-DC, especificando los requisitos de fiabilidad, seguridad y uso.

El ámbito de aplicación de este documento se extiende a la totalidad del sistema electrónico que forma parte del proyecto.

En determinados supuestos se podrán adoptar, por la propia naturaleza del proyecto o del desarrollo tecnológico, soluciones diferentes a las exigidas en este documento, siempre que quede suficientemente justificada su necesidad y que no impliquen una disminución de las exigencias mínimas de calidad especificadas en el mismo.

2. Condiciones y normas de carácter general

Durante la ejecución del proyecto se deberá tener en cuenta la siguiente normativa:

- Real Decreto 110/2015, de 20 de febrero sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos.
- Real Decreto 219/2013, de 22 de marzo, sobre restricciones a la utilización de determinadas sustancias peligrosas en aparatos eléctricos y electrónicos.
- Real Decreto 208/2005, de 25 de febrero, sobre aparatos eléctricos y electrónicos y la gestión de sus residuos.
- Real Decreto 186/2016, de 6 de mayo, por el que se regula la compatibilidad electromagnética de los equipos eléctricos y electrónicos.

3. Especificación técnica

La presente especificación técnica se refiere a la fabricación y montaje del módulo didáctico para prácticas de control de un convertidor DC-DC.

Queda excluido el trabajo de diseño de la placa de circuito impreso, ya que los archivos de fabricación de esta le serán facilitados al contratista por la dirección facultativa.

3.1. Condiciones de los materiales

3.1.1. Resistencias del compensador R_1 , R_2 y R_3 y de montaje en PCB

- **CARACTERÍSTICAS:**

Resistencias de película metálica, montaje orificio pasante, factor de forma axial y dimensiones máximas DIN0207 (L6.3mm_D2.5mm). Potencia 0.25 W, tolerancia $\pm 5\%$. El valor de cada resistencia está especificado en los planos N°1 y N°3.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Medir el valor de cada resistencia con un multímetro antes de proceder al montaje.

3.1.2. Resistencias de carga

- **CARACTERÍSTICAS:**

Resistencias bobinadas, montaje orificio pasante, factor de forma radial y dimensiones máximas L50mm_D12.5mm. Valor resistivo 18 Ω , potencia 15 W, tolerancia ± 1 %.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Medir el valor de las resistencias de carga con un multímetro antes de proceder al montaje.

3.1.3. Potenciómetros R_{M1} y R_{T1}

- **CARACTERÍSTICAS:**

Potenciómetros de ajuste, 25 vueltas, montaje orificio pasante, empaquetado 3296Y. Potencia 0.25 W, tolerancia ± 5 %. El valor resistivo de los potenciómetros R_{M1} y R_{T1} está especificado en los planos N°1 y N°3.

3.1.4. Condensador de entrada C_{IN}

- **CARACTERÍSTICAS:**

Condensador electrolítico de aluminio, montaje orificio pasante, factor de forma radial y dimensiones máximas D13.0mm_P5.0mm. Capacidad 1000 μ F, tensión 35 V, corriente eficaz máxima superior a 1.2 A, tolerancia ± 20 %.

3.1.5. Condensador de entrada C_{BYPASS}

- **CARACTERÍSTICAS:**

Condensador de disco cerámico. Dimensiones máximas L7.0mm_W2.5mm_P5.0mm. Capacidad 10 nF, tensión igual o superior a 35 V, tolerancia ± 20 %.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Medir la capacidad del condensador con un multímetro antes de proceder al montaje.

3.1.6. Condensador de salida C_O

- **CARACTERÍSTICAS:**

Condensador electrolítico de aluminio de baja impedancia, montaje orificio pasante, factor de forma radial y dimensiones máximas D16.0mm_P7.5mm. Capacidad 2200 μ F, tensión 35 V, corriente eficaz máxima superior a 100 mA, resistencia equivalente en serie (ESR) igual o inferior a 40 m Ω , tolerancia ± 20 %.

3.1.7. Condensadores C_5 , C_6 y C_{SS}

- **CARACTERÍSTICAS:**

Condensadores electrolíticos de aluminio, montaje orificio pasante, factor de forma radial y dimensiones máximas D5.0mm_P2.5mm. Tensión 25 V, tolerancia ± 20 %. La capacidad de cada condensador está especificada en los planos N°1 y N°3.

3.1.8. Condensadores C₄, C₇, C_{BS} y C_{T1}

- **CARACTERÍSTICAS:**

Condensadores de disco cerámico o de película plástica. Dimensiones máximas L7.0mm_W2.5mm_P5.0mm. Tensión igual o superior a 25 V, tolerancia ± 20 %. La capacidad de cada condensador viene especificada en los planos N°1 y N°3.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Medir la capacidad del condensador con un multímetro antes de proceder al montaje.

3.1.9. Condensadores del compensador C₁, C₂ y C₃

- **CARACTERÍSTICAS:**

Condensadores de disco cerámico o de película plástica. Dimensiones máximas L7.0mm_W2.5mm_P5.0mm. Tensión igual o superior a 25 V, tolerancia ± 10 %.

3.1.10. Inductor L

- **CARACTERÍSTICAS:**

Inductor de núcleo abierto de ferrita (fabricado en el laboratorio). Dimensiones L42.5mm_W39.5mm. Inductancia 570 μ F, corriente eficaz máxima superior a 2.4 A.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Comprobar que existe continuidad eléctrica entre los extremos del bobinado del inductor.

3.1.11. Transistores MOSFET de potencia Q₁ y Q₂

- **CARACTERÍSTICAS:**

El transistor MOSFET de potencia será el *BUZ11-NR4941* del fabricante *ON Semiconductor*.

3.1.12. Diodo de libre circulación D

- **CARACTERÍSTICAS:**

Diodo Schokkty. Empaquetado DO-201. Caída de tensión máxima en conducción 0.7 V, tensión inversa de trabajo igual o superior a 40 V, corriente máxima igual o superior a 3 A, corriente media igual o superior a 2 A.

3.1.13. Diodo D_{BS}

- **CARACTERÍSTICAS:**

Diodo de pequeña señal. Empaquetado A-405. Caída de tensión máxima en conducción 1 V, tensión inversa de trabajo igual o superior a 25 V, corriente media igual o superior a 20 mA.

3.1.14. Regulador PWM TL494

- **CARACTERÍSTICAS:**

Circuito integrado *TL494* del fabricante *Texas Instruments*. Empaquetado PDIP-16.

3.1.15. Driver IR2110

- **CARACTERÍSTICAS:**

Circuito integrado *IR2110* del fabricante *International Rectifier*. Empaquetado PDIP-14.

3.1.16. Zócalos para circuitos integrados

- **CARACTERÍSTICAS:**

Zócalos para circuitos integrados. Empaquetado PDIP-16 para el CI *TL494* y PDIP-14 para el CI *IR2110*.

3.1.17. Diodos LED

- **CARACTERÍSTICAS:**

Diodos LED, montaje orificio pasante. Diámetro máximo 5.0mm.

3.1.18. Conectores de entrada J1, J2, J3 y J4

- **CARACTERÍSTICAS:**

Los conectores de entrada del convertidor serán conectores hembra para PCB de 4 mm del fabricante *Hirschmann Test & Measurement*. Para las entradas de tensión positiva se utilizarán conectores de color rojo (ref. fabric: 973582101). Para las entradas de masa se utilizarán conectores de color negro (ref. fabric: 973582100).

3.1.19. Conectores de salida J5, J6, J7 y J8

- **CARACTERÍSTICAS:**

Bloques de terminales para PCB de 2 vías, contacto hembra y montaje oficio pasante. Dimensiones máximas L_10.5mm_W9.0mm_P5.0mm.

3.1.20. Puntos de prueba TP1, TP2, TP3, TP4, TP5 y TP6

- **CARACTERÍSTICAS:**

Los puntos de prueba para PCB serán los correspondientes a la referencia 5006 del fabricante *KEYSTONE*.

3.1.21. Jumper JP1

- **CARACTERÍSTICAS:**

Jumper vertical, hembra, 2 contactos, 1 fila y paso 2.54 mm. Es necesario un cabezal de 3 pines verticales, 1 fila, paso 2.54 mm y diámetro máximo 0.8 mm.

3.1.22. Zócalos para los componentes del compensador R₁, R₂, R₃, C₁, C₂ y C₃

- **CARACTERÍSTICAS:**

Podrán ser utilizados zócalos para CI de 1 fila y paso 2.54 mm o regletas hembra de 1 fila y paso 2.54 mm.

3.1.23. Soportes PCB

- **CARACTERÍSTICAS:**

Pilares de soporte para PCB de 4 mm de nylon o cualquier otro material no conductor.

3.1.24. Placa de circuito impreso

- **CARACTERÍSTICAS:**

Placa de circuito impreso de material FR-4 TG130, 2 capas, grosor 1.6 mm, 1 oz Cu y dimensiones 186.7 x 105.4 mm. Diámetro mínimo orificios 0.3 mm, tamaño mínimo pistas/espacio 6/6 mil. Máscara de soldadura verde, serigrafía blanca y acabado superficial HASL con plomo.

3.1.25. Cables de conexión de fuente de alimentación CC a convertidor

- **CARACTERÍSTICAS:**

Cables de prueba de cobre o aluminio de sección mínima 1 mm² con revestimiento de PVC de 12 AWG y conectores macho tipo banana de 4 mm.

3.1.26. Fuente de alimentación

- **CARACTERÍSTICAS:**

Fuente de alimentación CC de laboratorio de múltiples salidas. Salida de tensión variable entre 0 V y 30 V, con limitación de corriente de 2 A y protección térmica. Salida fija de +15 V, con limitación de corriente de 0.5 A y protección térmica.

3.2. Condiciones de la ejecución

3.2.1. Fabricación de la placa de circuito impreso

- **DESCRIPCIÓN:**

Los archivos necesarios para la fabricación completa de la placa de circuito impreso le serán facilitados al contratista por la dirección facultativa. El contratista decidirá el proveedor de PCB a su conveniencia y responsabilidad.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Comprobar que existe continuidad eléctrica entre los planos de masa de ambas caras de la PCB.

3.2.2. Ensamblaje de componentes en la PCB

- **DESCRIPCIÓN:**

La ubicación y posición de cada uno de los componentes debe de ser verificada en los planos N°1, N°2, N°5 y N°6 por el técnico encargado del montaje. Se debe prestar especial atención en la polaridad de los condensadores electrolíticos y de los diodos y en la posición de los circuitos integrados y de los transistores de potencia.

Se utilizará hilo de estaño que contenga parte de flux para la correcta adhesión de las soldaduras. Se les aplicará soldadura a las resistencias por ambas caras de la PCB.

Los circuitos integrados serán ensamblados mediante su correspondiente zócalo, el cual irá soldado en la cara inferior de la PCB. Nunca soldar los circuitos integrados directamente a la PCB.

Los zócalos de 1 fila o regletas para la conexión de los componentes del compensador serán fraccionados para el ensamblaje a juicio del técnico encargado del montaje.

No es necesario el ensamblaje de los componentes de las redes Snubber (R_{SN1} , R_{SN2} , C_{SN1} y C_{SN2}) ya que estos no afectan al normal funcionamiento del convertidor.

- **CONTROL DE CALIDAD:**

Comprobar que todos los componentes instalados en la placa de circuito impreso no tienen una fijación deficiente o una instalación distinta a la indicada en los planos N°1, N°2, N°5 y N°6

3.3. Pruebas de servicio

Conectar el jumper JP1 en la posición 0. Conectar las 2 resistencias de carga a la salida del convertidor: una entre los terminales de salida J5 y J6, y otra entre los terminales J7 y J8. Conectar las siguientes valores de resistencias y condensadores en el compensador: $R1 = 220 \text{ k}\Omega$, $R2 = 1.2 \text{ M}\Omega$, $R3 = 820 \Omega$, $C1 = 330 \text{ pF}$, $C2 = 33 \text{ pF}$ y $C3 = 6.8 \text{ nF}$. Para las conexiones entre la fuente de alimentación CC y el convertidor utilizar los cables de prueba especificados en el apartado 3.1.25 de este documento. Realizar las siguientes pruebas y mediciones en el orden establecido.

3.3.1. Prueba del circuito de control

Con la fuente de alimentación CC de laboratorio apagada, conectar la alimentación de la parte de control del convertidor (conectores J3 y J4) a la salida fija de +15 V de la fuente de alimentación CC de laboratorio. Encender la fuente de alimentación CC de laboratorio, visualizar en el osciloscopio la forma de onda de diente de sierra del oscilador entre los puntos de prueba TP4 y TP2 (GND). Ajustar la frecuencia de dicha señal a 50 kHz mediante el potenciómetro RT1. Visualizar en el osciloscopio la señal PWM a la salida del circuito integrado TL494 entre los puntos de prueba TP5 (Duty) y TP2 (GND). Comprobar que el ciclo de trabajo de dicha señal es aproximadamente 90 % y que la tensión a nivel alto es 15 V. Apagar la fuente de alimentación CC de laboratorio y desconectar el cableado.

3.3.2. Prueba de la etapa de potencia

Encender la fuente de alimentación CC de laboratorio, ajustar la salida variable a +20 V y volver a apagar la fuente de alimentación CC. Conectar la alimentación de la parte de control (conectores J3 y J4) a la salida de +15 V y la alimentación de la etapa de potencia del convertidor (conectores J1 y J2) a la salida variable de la fuente de CC. Encender la fuente de alimentación CC y visualizar en el osciloscopio la tensión de salida del convertidor entre los puntos de prueba TP1 (Vo) y TP2 (GND). Ajustar el potenciómetro RM1 a sus posiciones extremas y comprobar que la tensión de salida toma los valores 2.5 V y 18 V (aproximadamente) para dichas posiciones. Apagar la fuente de alimentación CC de laboratorio.

3.3.3. Prueba del circuito de conmutación de la segunda carga y regulación de la salida

Cambiar la posición del jumper JP1 a 1. Configurar el generador de funciones para señal de pulsos entre 0 V y 12 V y frecuencia de 50Hz. Conectar la salida del generador de funciones entre los puntos de prueba TP3 y TP2 (GND).

Conectar el positivo del canal 1 del osciloscopio en el punto de prueba TP3 y el positivo del canal 2 del osciloscopio en el punto de prueba TP1 (Vo). Realizar la siguiente configuración del osciloscopio:

- Acoplamiento del canal 1: DC.
- Acoplamiento del canal 2: AC.
- Disparo: Ch1, pendiente positiva.
- Adquisición: Promedio 128.

Encender la fuente de alimentación CC de laboratorio y visualizar las formas de onda de la tensión en los canales 1 y 2 del osciloscopio. Comprobar que tras la conmutación de la segunda carga (flanco de subida de la tensión del generador), la tensión de salida del convertidor presenta un sobreimpulso de aproximadamente 45 mV y se estabiliza en menos de 1 ms.

4. Condiciones facultativas

Condiciones a cumplir por el contratista:

- Conocer la normativa aplicable.
- Conocer el proyecto en todas sus partes.
- Ejecución de trabajos no especificados necesarios para el desarrollo del proyecto.
- Obligación de disponer de un documento donde se reflejen las indicaciones, aclaraciones o modificaciones del proyecto.
- Obligación de seguir en todo momento las indicaciones del proyecto y de la dirección facultativa.
- Obligación de disponer de cuantos medios auxiliares fuese necesario para garantizar el correcto desarrollo del proyecto.
- Obligación de realizar cuantas inspecciones fuesen necesarias para garantizar el correcto desarrollo del proyecto.
- Obligación de reponer todos aquellos materiales o trabajos que no se ajusten a las calidades especificadas en el proyecto.
- Aceptación del director del proyecto como máxima autoridad técnica del proyecto.

Condiciones a cumplir por la dirección facultativa:

- Supervisar todos los aspectos del proyecto que puedan afectar a la fiabilidad, calidad y seguridad durante su ejecución.
- Encontrarse presente en los momentos del desarrollo del proyecto que se convenga.
- Asumir la responsabilidad derivada de ser la máxima autoridad técnica en materia de interpretación de las indicaciones dadas en el proyecto.
- Adoptar soluciones técnicas a problemas no previstos durante la ejecución.
- Cursar las ampliaciones del proyecto necesarias en función de las modificaciones introducidas sobre las soluciones iniciales.

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

PRESUPUESTO

TRABAJO FINAL DEL:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR: Juan Miguel Abril García

TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar

FECHA: Valencia, 13 de septiembre de 2019

ÍNDICE

1. Cuadro de materiales	119
2. Cuadro de equipo de laboratorio, informático y maquinaria	121
3. Cuadro de software.....	122
4. Cuadro de mano de obra.....	122
5. Presupuesto de ejecución por contrata.....	122

1. Cuadro de materiales

Nº	Descripción	Precio (€)	Cantidad	Total (€)
1	Diodo Schottky 31DQ05 (D1)	0,49	1,00 ud	0,49
2	Transistor MOSFET de potencia BUZ11 (Q1, Q2)	1,29	2,00 ud	2,58
3	Inductor 570µH 5A núcleo abierto de ferrita (L1)	7,02	1,00 ud	7,02
4	Punto de prueba PCB (TP1, TP2, TP3, TP4, TP5, TP6)	0,31	6,00 ud	1,86
5	Condensador cerámico 220pF 1kV 10% (C1)	0,05	1,00 ud	0,05
6	Condensador cerámico 330pF 1kV 10% (C1)	0,05	1,00 ud	0,05
7	Condensador cerámico 680pF 1kV 10% (C1)	0,05	1,00 ud	0,05
8	Condensador cerámico 33pF 1kV 10% (C2)	0,05	1,00 ud	0,05
9	Condensador cerámico 2.7nF 1kV 10% (C3)	0,05	1,00 ud	0,05
10	Condensador cerámico 3.9nF 1kV 10% (C3)	0,05	1,00 ud	0,05
11	Condensador cerámico 6.8nF 1kV 10% (C3)	0,05	1,00 ud	0,05
12	Condensador cerámico 12nF 1kV 10% (C3)	0,05	1,00 ud	0,05
13	Condensador cerámico 100nF 1kV 20% (C4, C7)	0,04	2,00 ud	0,08
14	Condensador cerámico 10nF 1kV 20% (CBYPASS1)	0,04	1,00 ud	0,04
15	Condensador de poliéster 4,7nF 63V 10% (CT1)	0,04	1,00 ud	0,04
16	Condensador de poliéster 47nF 63V 10% (CBS1)	0,04	1,00 ud	0,04
17	Condensador electrolítico 47µF 25V 20% (C5)	0,03	1,00 ud	0,03
18	Condensador electrolítico 1µF 25V 20% (C6)	0,02	1,00 ud	0,02
19	Condensador electrolítico 1000µF 35V 20% (CIN1)	0,19	1,00 ud	0,19
20	Condensador electrolítico 2200µF 35V 20% (CO1)	1,58	1,00 ud	1,58
21	Condensador electrolítico 2.2µF 16V 20% (CSS1)	0,03	1,00 ud	0,03
22	Diodo de pequeña señal 1N4148 (DBS1)	0,02	1,00 ud	0,02
23	Conector banana hembra para PCB rojo, 4mm (J1, J3)	1,92	2,00 ud	3,84
24	Conector banana hembra para PCB negro, 4mm (J2, J4)	1,92	2,00 ud	3,84
25	Bloque de terminales, P5mm, 2 vias (J5, J6, J7, J8)	0,31	4,00 ud	1,24
26	Cabezal de 12 pines, 1 fila, P2.54mm + 4 Jumper (JP1)	1,94	0,25 ud	0,49
27	LED rojo, 5mm	0,20	2,00 ud	0,40
28	Resistencia 220kΩ 0.25W 1% (R1)	0,04	1,00 ud	0,04
29	Resistencia 390kΩ 0.25W 1% (R1)	0,04	1,00 ud	0,04
30	Resistencia 470kΩ 0.25W 1% (R1)	0,04	1,00 ud	0,04
31	Resistencia 560kΩ 0.25W 1% (R1)	0,04	1,00 ud	0,04

1. Cuadro de materiales

Nº	Descripción	Precio (€)	Cantidad	Total (€)
32	Resistencia 1.2MΩ 0.25W 1% (R2)	0,04	1,00 ud	0,04
33	Resistencia 470Ω 0.25W 1% (R3)	0,04	1,00 ud	0,04
34	Resistencia 820Ω 0.25W 1% (R3)	0,04	1,00 ud	0,04
35	Resistencia 1.8kΩ 0.25W 1% (R3)	0,04	1,00 ud	0,04
36	Resistencia 2.2kΩ 0.25W 1% (R3)	0,04	1,00 ud	0,04
37	Resistencia 10kΩ 0.25W 1% (R4, RM2)	0,04	2,00 ud	0,08
38	Resistencia 10Ω 0.25W 1% (RBS)	0,04	1,00 ud	0,04
39	Resistencia 8.2Ω 0.25W 1% (RG1, RG2)	0,04	2,00 ud	0,08
40	Resistencia 1.2kΩ 0.25W 1% (RLED1, RLED2)	0,04	2,00 ud	0,08
41	Resistencia 4.7kΩ 0.25W 1% (RREF1, RREF2)	0,04	2,00 ud	0,08
42	Resistencia 1kΩ 0.25W 1% (RSS1)	0,04	1,00 ud	0,04
43	Resistencia 1.8kΩ 0.25W 1% (RT2)	0,04	1,00 ud	0,04
44	Resistencia bobinada 18Ω 15W 1%	0,62	2,00 ud	1,24
45	Potenciómetro de ajuste 100kΩ 0.5W 10% (RM1)	2,18	1,00 ud	2,18
46	Potenciómetro de ajuste 10kΩ 0.5W 10% (RT1)	2,13	1,00 ud	2,13
47	CI TL494, encapsulado PDIP-16 (U1)	0,61	1,00 ud	0,61
48	CI IR2110, encapsulado PDIP-14 (U2)	2,55	1,00 ud	2,55
49	Zócalo de CI DIP, 16 pines, 2 filas, P2.54mm (U1)	0,45	1,00 ud	0,45
50	Zócalo de CI DIP, 14 pines, 2 filas, P2.54mm (U2)	0,42	1,00 ud	0,42
51	Zócalo de componentes, 40 pines, 1 fila, P2.54mm	0,61	0,43 ud	0,26
52	Pilar de soporte PCB nylon, 4mm	0,15	4,00 ud	0,60
53	Estaño Sn99.3Cu0.7, flux 2.5%, 0.5mm	103,40	0,01 kg	1,03
54	Placa de prototipos	11,57	1,00 ud	11,57
55	Placa fibra positiva 2 capas 130x180	8,06	1,00 ud	8,06
56	PCB 2 capas FR-4 1oz Cu 186.7x105.4	10,76	1,00 ud	10,76
57	Cable de prueba banana 4mm macho-macho	4,19	4,00 ud	16,76
58	Cable de prueba BCN-pinzas de cocodrilo	4,25	1,00 ud	4,25
59	Cable de cobre con aislamiento de PVC, 1.5mm ²	1,15	0,50 m	0,58
60	Juego de brocas helicoidales, 0,5mm a 2mm, 6 piezas	3,65	1,00 ud	3,65
	Costes directos complementarios	92,13	2,00 %	1,84
Total materiales:				93,97 €

2. Cuadro de equipo de laboratorio, informático y maquinaria

Nº	Descripción	Precio (€)	Amort. anual (€)	Total (€)
1	Osciloscopio digital Tektronix TBS1052B-EDU Vida útil: 8 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	436,00	54,5	8,72
2	Fuente de alimentación PROMAX FA-363 Vida útil: 10 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	265,00	26,5	4,24
3	Generador de funciones PROMAX GF-232 Vida útil: 5 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	126,00	25,2	4,03
4	Multímetro NIMO MUL004 Vida útil: 5 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	32,00	6,4	1,02
5	Estación soldadora JBC CD-2BQE Vida útil: 10 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	347,00	34,7	5,55
6	Bomba desoldadora JBC DU-1191 Vida útil: 5 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	39,10	7,82	1,25
7	Cizalla cortacables Vida útil: 10 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	6,29	0,629	0,10
8	Pelacables automático tipo pistola Vida útil: 5 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	24,55	4,91	0,79
17	Taladro Dremel 3000-15 Vida útil: 5 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	62,70	6,27	1,00
18	Destornillador punta ranurada 2,5mm Vida útil: 15 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	3,26	0,22	0,04
19	Ordenador portátil Asus X555LD Vida útil: 5 años. Uso: 300h ≈ 0,16 años	357,00	71,40	11,42

Total equipo de laboratorio, informático y maquinaria: 38,16 €

3. Cuadro de software

Nº	Descripción	Precio (€)	Total (€)
1	Microsoft Office 365 Personal Licencia: 1 año. Uso: 300h ≈ 0,16 años	69,00	11,04
2	Microsoft Visio Online Plan 2 Licencia: 1 año. Uso: 300h ≈ 0,16 años	151,20	24,19
3	PTC Mathcad Prime 5.0 Licencia: 1 año. Uso: 300h ≈ 0,16 años	625,00	100,00
4	MATLAB Licencia: 1 año. Uso: 300h ≈ 0,16 años	800,00	128,00
5	OrCAD Capture Licencia: 1 año. Uso: 300h ≈ 0,16 años	699,00	111,84
6	KiCad EDA Licencia: Open Source. Uso: 300h ≈ 0,16 años	0,00	0,00
Total software:			375,07 €

4. Cuadro de mano de obra

Nº	Descripción	Precio (€)	Horas	Total (€)
1	Ingeniero Técnico Industrial	20,50	300,00 h	6150,00
Total mano de obra:				6.150,00 €

5. Presupuesto de ejecución por contrata

Capítulo	Importe (€)
1. Materiales	93,97
2. Equipo de laboratorio, equipo informático y maquinaria	38,16
3. Software	375,07
4. Mano de obra	6150,00
Presupuesto de ejecución material	6657,20
21% IVA	1398,01
Presupuesto de ejecución por contrata	8.055,21 €

Asciende el presupuesto de ejecución por contrata a la expresada cantidad de OCHO MIL CINCUENTA Y CINCO EUROS CON VEINTIÚN CÉNTIMOS.

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO, SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA PRÁCTICAS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR DC-DC

ANEXO: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

TRABAJO FINAL DEL:

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR: Juan Miguel Abril García

TUTOR: Fernando Ibáñez Escobar

FECHA: Valencia, 13 de septiembre de 2019

ÍNDICE

Circuito integrado de control PWM TL494.....	127
Driver IR2110	133
Transistor MOSFET de potencia BUZ11	139
Diodo Schottky 31DQ05	141

TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits

1 Features

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

2 Applications

- Desktop PCs
- Microwave Ovens
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, With PFC, > 90 W
- Server PSUs
- Solar Micro-Inverters
- Washing Machines: Low-End and High-End
- E-Bikes
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, No PFC, < 90 W
- Power: Telecom/Server AC/DC Supplies: Dual Controller: Analog
- Smoke Detectors
- Solar Power Inverters

3 Description

The TL494 device incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 device contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 device provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

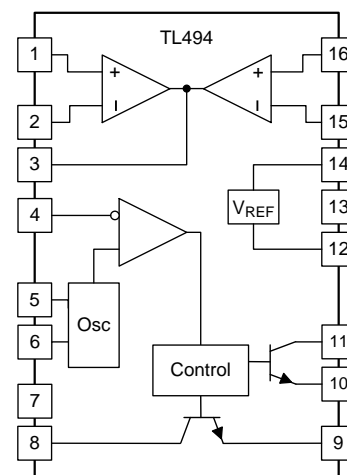
The TL494C device is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I device is characterized for operation from -40°C to 85°C .

Device Information⁽¹⁾

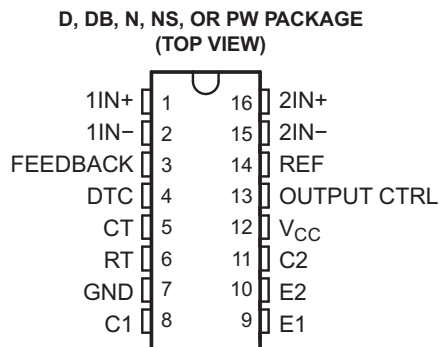
PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE
TL494	SOIC (16)	9.90 mm × 3.91 mm
	PDIP (16)	19.30 mm × 6.35 mm
	SOP (16)	10.30 mm × 5.30 mm
	TSSOP (16)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Simplified Block Diagram



6 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

PIN		TYPE	DESCRIPTION
NAME	NO.		
1IN+	1	I	Noninverting input to error amplifier 1
1IN-	2	I	Inverting input to error amplifier 1
2IN+	16	I	Noninverting input to error amplifier 2
2IN-	15	I	Inverting input to error amplifier 2
C1	8	O	Collector terminal of BJT output 1
C2	11	O	Collector terminal of BJT output 2
CT	5	—	Capacitor terminal used to set oscillator frequency
DTC	4	I	Dead-time control comparator input
E1	9	O	Emitter terminal of BJT output 1
E2	10	O	Emitter terminal of BJT output 2
FEEDBACK	3	I	Input pin for feedback
GND	7	—	Ground
OUTPUT CTRL	13	I	Selects single-ended/parallel output or push-pull operation
REF	14	O	5-V reference regulator output
RT	6	—	Resistor terminal used to set oscillator frequency
V _{CC}	12	—	Positive Supply

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply voltage ⁽²⁾		41	V
V _I	Amplifier input voltage		V _{CC} + 0.3	V
V _O	Collector output voltage		41	V
I _O	Collector output current		250	mA
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260	°C
T _{stg}	Storage temperature range	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltages are with respect to the network ground terminal.

7.2 ESD Ratings

		MAX	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001, all pins	500
		Charged device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101, all pins	200

7.3 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply voltage	7	40	V
V _I	Amplifier input voltage	-0.3	V _{CC} - 2	V
V _O	Collector output voltage		40	V
	Collector output current (each transistor)		200	mA
	Current into feedback terminal		0.3	mA
f _{OSC}	Oscillator frequency	1	300	kHz
C _T	Timing capacitor	0.47	10000	nF
R _T	Timing resistor	1.8	500	kΩ
T _A	Operating free-air temperature	TL494C	0	70
		TL494I	-40	85

7.4 Thermal Information

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TL494					UNIT	
	D	DB	N	NS	PW		
R _{θJA}	Package thermal impedance ⁽¹⁾⁽²⁾	73	82	67	64	108	°C/W

- (1) Maximum power dissipation is a function of T_J(max), θ_{JA}, and T_A. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P_D = (T_J(max) - T_A) / θ_{JA}. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
- (2) The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

7.5 Electrical Characteristics, Reference Section

over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP ⁽²⁾	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to } 40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to } 10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current ⁽³⁾	REF = 0 V		25		mA

(1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

(2) All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

(3) Duration of short circuit should not exceed one second.

7.6 Electrical Characteristics, Oscillator Section

$C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 5)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP ⁽²⁾	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency ⁽³⁾	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to } 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature ⁽⁴⁾	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

(1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

(2) All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

(3) Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

(4) Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

7.7 Electrical Characteristics, Error-Amplifier Section

See Figure 6

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to } 40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC} - 2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V to } 3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to } 3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to } -5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to } 5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

(1) All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.8 Electrical Characteristics, Output Section

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Collector off-state current		$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current		$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_{O(C1\text{ or }C2)} = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current		$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

(1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.9 Electrical Characteristics, Dead-Time Control Section

See [Figure 5](#)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)		$V_I = 0$ to 5.25 V		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		—
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle			3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0			

(1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.10 Electrical Characteristics, PWM Comparator Section

See [Figure 5](#)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)		Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)		V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

(1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.11 Electrical Characteristics, Total Device

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$		6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$		9	15	
Average supply current		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V , See Figure 5		7.5		mA

(1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.12 Switching Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 7			100	200	ns
Fall time				25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 8			100	200	ns
Fall time				40	100	

(1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

8 Parameter Measurement Information

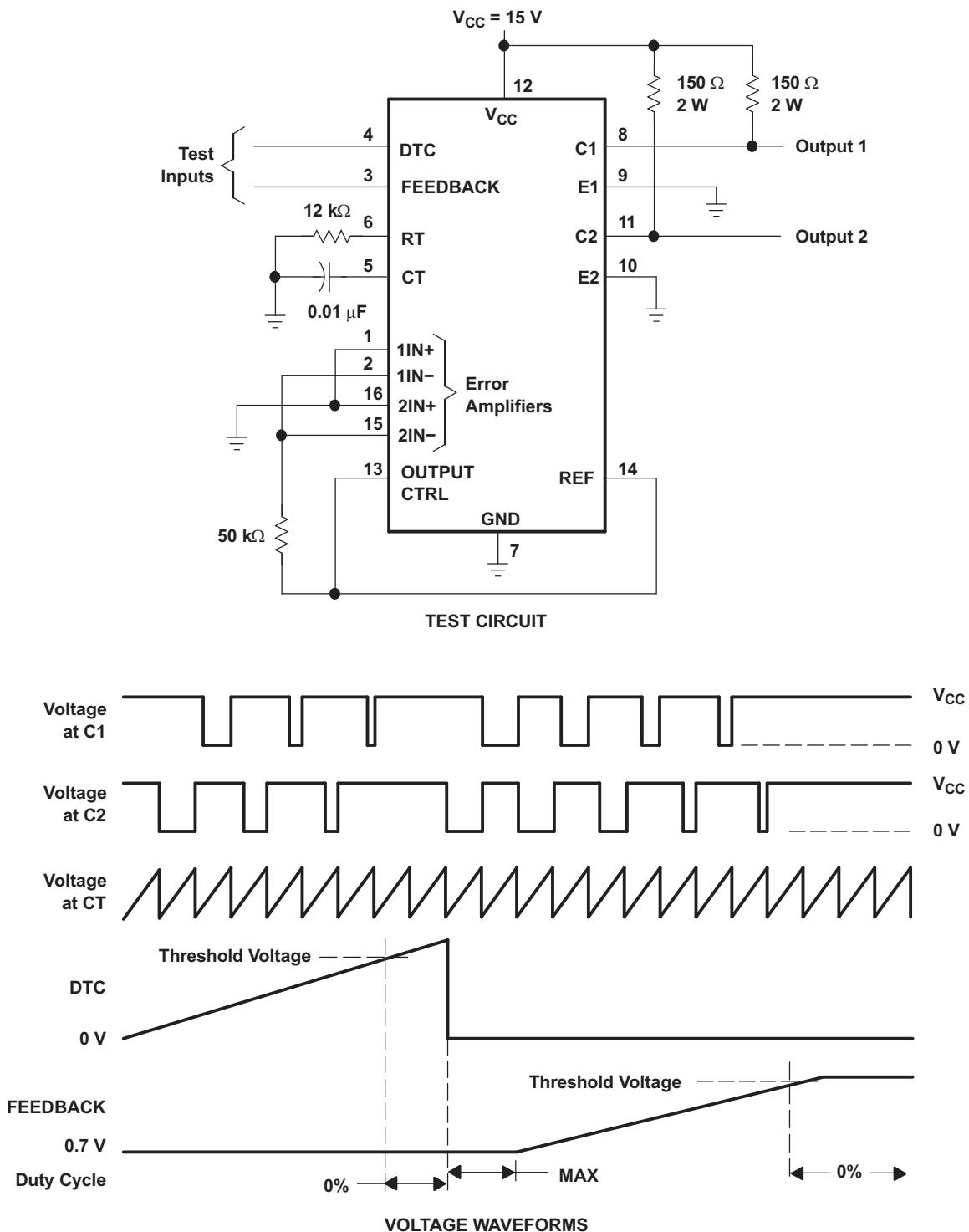


Figure 5. Operational Test Circuit and Waveforms

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(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

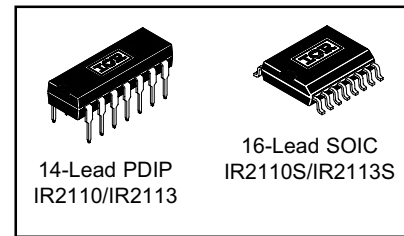
Product Summary

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

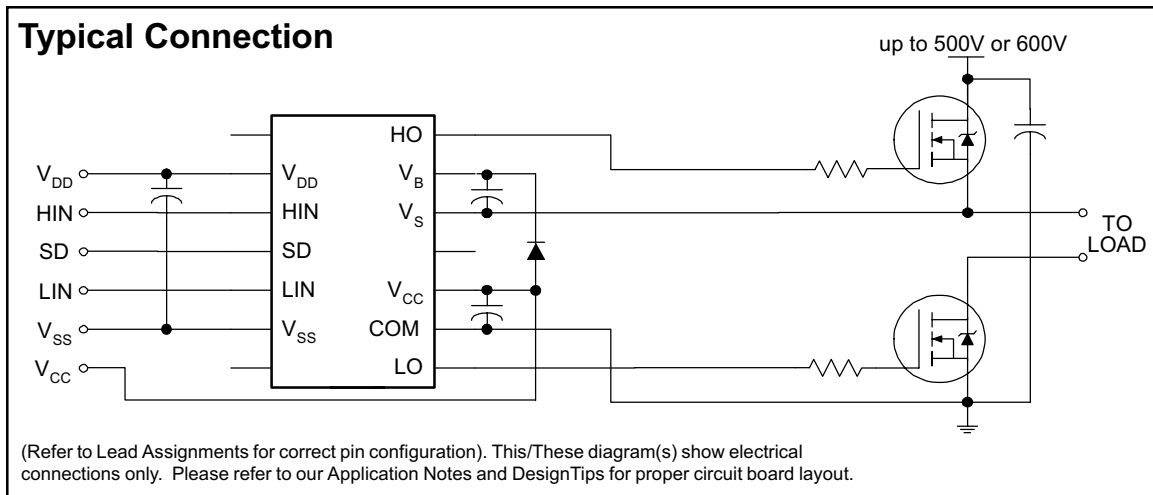
Description

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



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

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 _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	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_S and V_{SS} 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 _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

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.

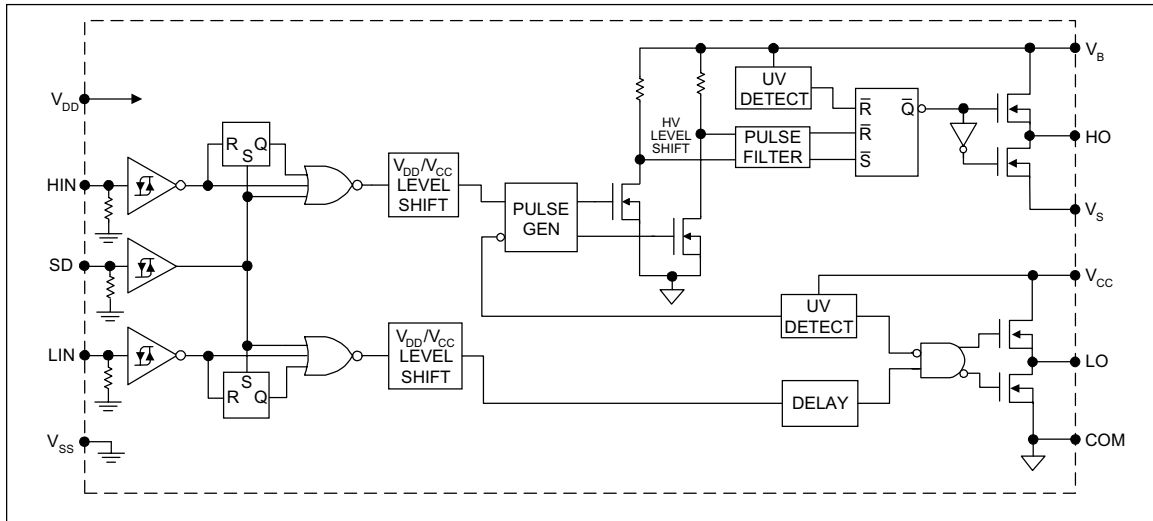
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall 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	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
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	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

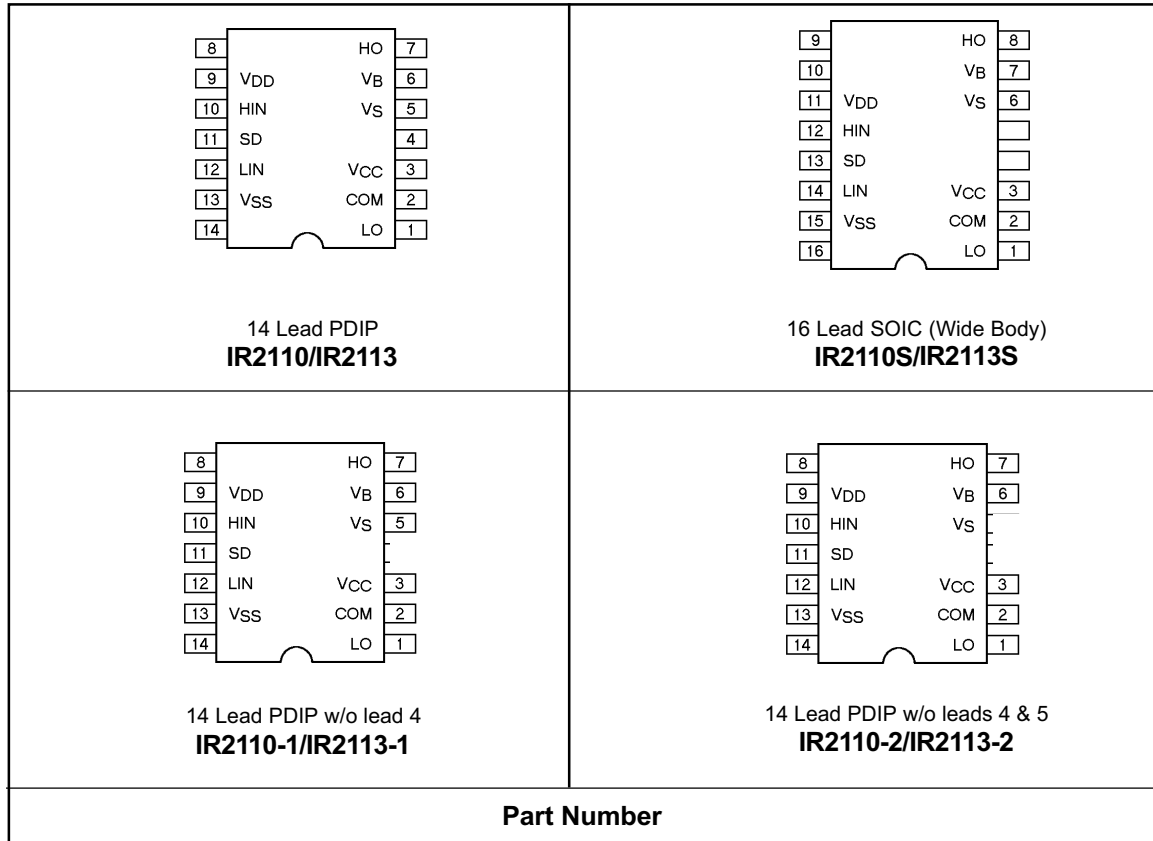
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

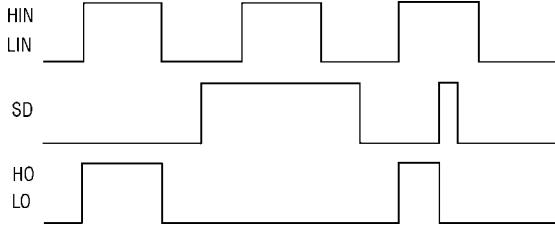


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

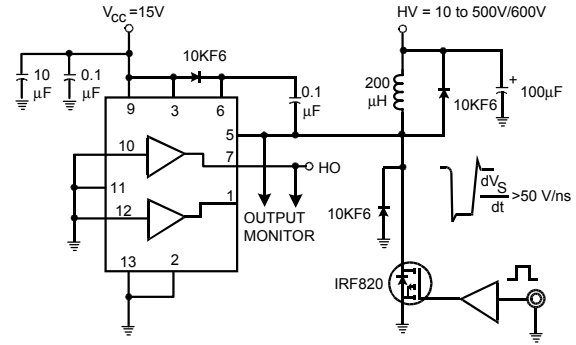


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

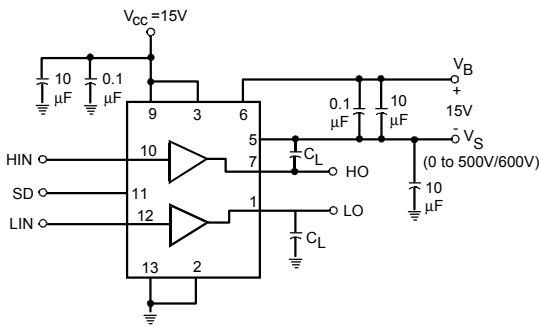


Figure 3. Switching Time Test Circuit

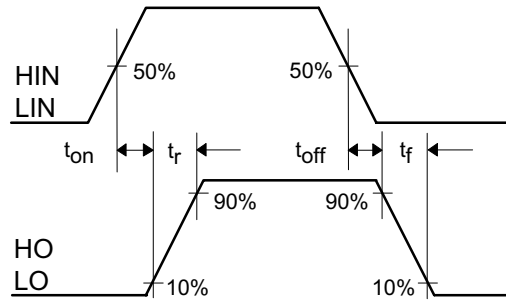


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

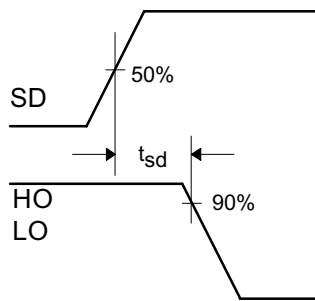


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

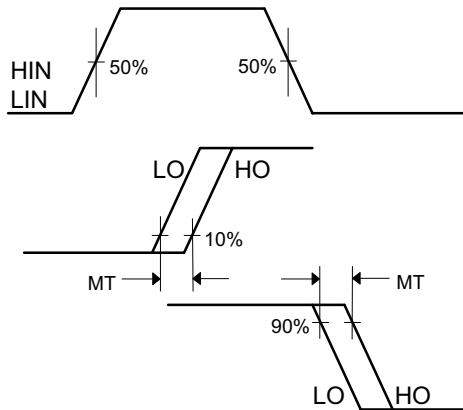


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions



**N-Channel Power MOSFET
50V, 30A, 40 mΩ**

This is an N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. This type can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA9771.

Ordering Information

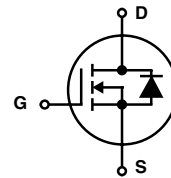
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
BUZ11-NR4941	TO-220AB	BUZ11

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

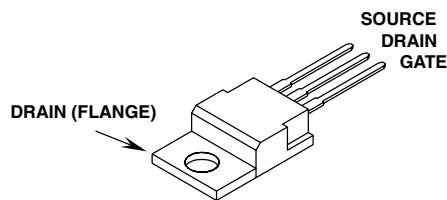
- 30A, 50V
- $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega$
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Majority Carrier Device
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC TO-220AB



BUZ11

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	BUZ11	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1)	50	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	50	V
Continuous Drain Current $T_C = 30^\circ\text{C}$	30	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	120	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	75	W
Linear Derating Factor	0.6	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
DIN Humidity Category - DIN 40040	E	
IEC Climatic Category - DIN IEC 68-1	55/150/56	
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	50	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 1\text{mA}$ (Figure 9)	2.1	3	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 50\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	20	250	μA
		$T_J = 125^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 50\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	100	1000	μA
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = 20\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$	-	10	100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 15\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 8)	-	0.03	0.04	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} = 25\text{V}$, $I_D = 15\text{A}$ (Figure 11)	4	8	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{CC} = 30\text{V}$, $I_D \approx 3\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$, $R_{GS} = 50\Omega$, $R_L = 10\Omega$	-	30	45	ns
Rise Time	t_r		-	70	110	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	180	230	ns
Fall Time	t_f		-	130	170	ns
Input Capacitance	C_{ISS}		$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	1500	2000
Output Capacitance	C_{OSS}	-		750	1100	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}	-		250	400	pF
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		≤ 1.67			$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$		≤ 75			$^\circ\text{C}/\text{W}$

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	30	A
Pulsed Source to Drain Current	I_{SDM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	120	A
Source to Drain Diode Voltage	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 60\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	1.7	2.6	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 30\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{V}$	-	200	-	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}		-	0.25	-	μC

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\text{ms}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).

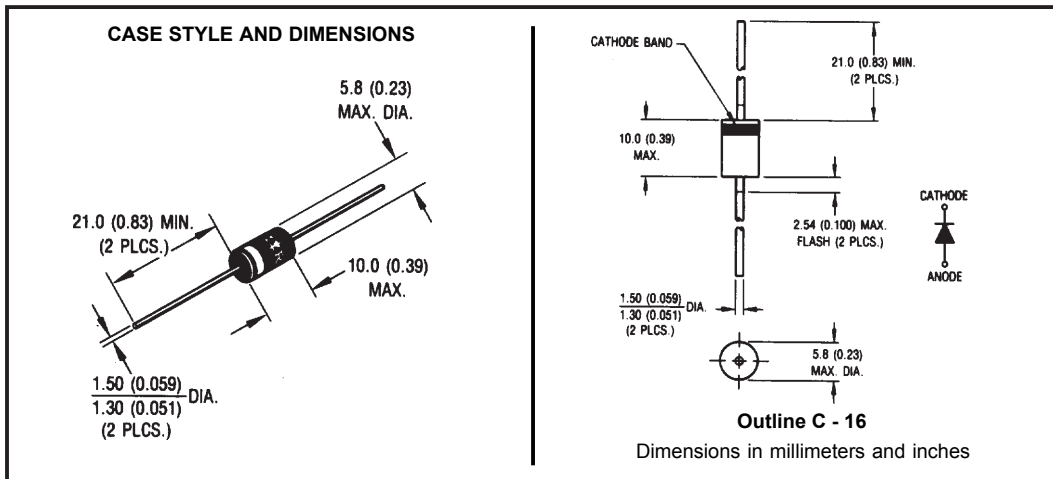
Major Ratings and Characteristics

Characteristics	Values	Units
$I_{F(AV)}$ Rectangular waveform	3.3	A
V_{RRM}	50/60	V
I_{FSM} @ $t_p = 5 \mu s$ sine	340	A
V_F @ 3 Apk, $T_J = 25^\circ C$	0.62	V
T_J	-40 to 150	$^\circ C$

Description/ Features

The 31DQ.. axial leaded Schottky rectifier has been optimized for very low forward voltage drop, with moderate leakage. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- Low profile, axial leaded outline
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- Very low forward voltage drop
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- Lead-Free plating



Voltage Ratings

Part number	31DQ05	31DQ06
V_R Max. DC Reverse Voltage (V)	50	60
V_{RWM} Max. Working Peak Reverse Voltage (V)		

Absolute Maximum Ratings

Parameters	31DQ..	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward Current * See Fig. 4	3.3	A	50% duty cycle @ $T_C = 40^\circ\text{C}$, rectangular wave form
I_{FSM} Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current * See Fig. 6	340	A	5 μs Sine or 3 μs Rect. pulse
	55		10ms Sine or 6ms Rect. pulse
E_{AS} Non-Repetitive Avalanche Energy	5.0	mJ	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{AS} = 1$ Amps, $L = 10$ mH
I_{AR} Repetitive Avalanche Current	1.0	A	Current decaying linearly to zero in 1 μsec Frequency limited by T_J max. $V_A = 1.5 \times V_R$ typical

Electrical Specifications

Parameters	31DQ..	Units	Conditions
V_{FM} Max. Forward Voltage Drop * See Fig. 1 (1)	0.62	V	@ 3A
	0.78	V	@ 6A
	0.54	V	@ 3A
	0.65	V	@ 6A
I_{RM} Max. Reverse Leakage Current * See Fig. 2 (1)	2	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	15	mA	$T_J = 125^\circ\text{C}$
C_T Typical Junction Capacitance	160	pF	$V_R = 5V_{DC}$, (test signal range 100Khz to 1Mhz) 25°C
L_S Typical Series Inductance	9.0	nH	Measured lead to lead 5mm from package body
dv/dt Max. Voltage Rate of Change	10000	V/ μs	(Rated V_R)

(1) Pulse Width < 300 μs , Duty Cycle <2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	31DQ..	Units	Conditions
T_J Max. Junction Temperature Range (*)	-40 to 150	$^\circ\text{C}$	
T_{stg} Max. Storage Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$	
R_{thJA} Max. Thermal Resistance Junction to Ambient	80	$^\circ\text{C}/\text{W}$	DC operation Without cooling fins
R_{thJL} Typical Thermal Resistance Junction to Lead	34	$^\circ\text{C}/\text{W}$	DC operation
wt Approximate Weight	1.2 (0.042)	g (oz.)	
Case Style	C - 16		

(*) $\frac{dP_{tot}}{dT_J} < \frac{1}{R_{th(j-a)}}$ thermal runaway condition for a diode on its own heatsink

