

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CONVERTIDORES AISLADOS DC- DC PARA USO EN APLICACIONES DE ENERGÍA FOTOVOLTAICA

CONVERTIDOR DC- DC AISLADO DIRECTO EN DOS CUADRANTES

TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN

LUIS ANDRÉS LOAYZA ESPINOZA

luis.loayza@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. PABLO RIVERA ARGOTI, Ph.D.

pablo.rivera@epn.edu.ec

DMQ, octubre 2022

CERTIFICACIONES

Yo, LUIS ANDRÉS LOAYZA ESPINOZA declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.



LUIS ANDRÉS LOAYZA ESPINOZA

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por LUIS ANDRÉS LOAYZA ESPINOZA, bajo mi supervisión.



ING. PABLO RIVERA ARGOTI, Ph.D.

DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

LUIS ANDRÉS LOAYZA ESPINOZA

ING. PABLO RIVERA ARGOTI, Ph.D.

DEDICATORIA

Dedicado a mi familia, en especial a mis padres, José Loayza y Jenny Espinoza, que con su apoyo incondicional en mi desarrollo académico me han facilitado recorrer este arduo camino.

AGRADECIMIENTO

Gracias a la Escuela Politécnica Nacional y a sus docentes por brindarme una excelente formación académica.

Agradezco a mis tutores Patricio Chico y Pablo Rivera por su apoyo brindado durante el trabajo práctico, sus consejos y experiencia fueron de mucha ayuda para desarrollar este proyecto.

Un agradecimiento especial a mis padres, abuelos, hermanos, familiares y amigos que fueron parte de este proceso de formación académica y personal, que con su apoyo y compañía me permitieron hacer de este camino una experiencia única y llevadera.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VIII
ABSTRACT	IX
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVO GENERAL	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 ALCANCE	2
1.4 MARCO TEÓRICO.....	4
1.4.1 ENERGÍA FOTOVOLTAICA.....	4
1.4.1.1 Paneles fotovoltaicos.....	4
1.4.2 CONVERTIDORES DC-DC EN APLICACIONES FOTOVOLTAICAS	4
1.4.3 Convertidores DC-DC aislados.....	5
1.4.4 Topologías de convertidores DC-DC aislados.....	6
1.4.4.1 Convertidor Forward convencional.....	6
1.4.4.2 Convertidor Flyback.....	7
1.4.4.3 Convertidor Forward de dos interruptores (Puente Híbrido)	7
1.4.5 TRANSFORMADORES SMPS.....	9
2 METODOLOGÍA.....	10
2.1 ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR DC-DC AISLADO PUENTE HÍBRIDO	10
2.1.1 ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN CONTINUA	11
2.1.2 ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN DISCONTINUA	14
2.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD PUENTE HÍBRIDO	15
2.2.1 IDENTIFICACIÓN EXPERIMENTAL DE PARÁMETROS DEL NÚCLEO.....	15
2.2.2 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR.....	18
2.2.3 MOSFETS	22
2.2.3.1 Diseño del circuito de disparo	23
2.2.4 CAPACITOR DE ENTRADA.....	24
2.2.5 FILTRO DE SALIDA	25

2.2.5.1	Diseño del inductor de salida	25
2.2.5.2	Diseño del capacitor de salida.....	27
2.2.6	DIODOS	28
2.3	CONTROLADOR	30
2.3.1	LÓGICA DE CONTROL.....	30
2.3.2	CIRCUITO DE CONTROL DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO TL494	31
2.3.2.1	Regulador de referencia.....	32
2.3.2.2	Oscilador	32
2.3.2.3	Amplificadores de error	33
2.3.2.4	Control de salida	33
2.3.2.5	Transistores de salida	33
2.3.2.6	Arranque suave y Tiempo muerto	34
2.3.3	SENSOR DE CORRIENTE	35
2.3.4	SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI	36
2.3.4.1	Sintonización en lazo abierto.....	36
2.3.5	ESQUEMATICO GENERAL DEL CIRCUITO DE CONTROL Y POTENCIA	39
2.4	MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR PUENTE HÍBRIDO.....	40
2.4.1	ECUACIONES EN ESTADO ON	40
2.4.2	ECUACIONES EN ESTADO OFF	40
2.4.3	MATRIZ DE ESTADOS	41
2.5	SIMULACIÓN.....	42
2.6	DISEÑO DE LA PCB.....	43
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	45
3.1	RESULTADOS.....	45
3.1.1	PROTOTIPO FINAL	45
3.1.2	FORMAS DE ONDA.....	45
3.1.3	PRUEBAS DE OPERACIÓN	50
3.2	CONCLUSIONES.....	51
3.3	RECOMENDACIONES	52
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	53
5	ANEXOS.....	55
	ANEXO I. Hoja de datos MOSFET 3205.....	55
	ANEXO II. Hoja de datos MOSFET IRF9540.....	57

ANEXO III. Calibres alambre de cobre esmaltado AWG.....	59
ANEXO IV. Hoja de datos núcleo de ferrita	60
ANEXO V. Hoja de datos panel fotovoltaico	61
ANEXO VI. Hoja de datos sensor de corriente ACS712	62
ANEXO VII. Hoja de datos modulador TL494	64
ANEXO VIII. Hoja de datos diodos de descarga D1 y D2	67
ANEXO IX. Hoja de datos diodos freewheeling D3 y D4	68
ANEXO X. Fuente de laboratorio reciclada.....	70
ANEXO XI. Placa de circuito impreso (PCB)	71
ANEXO XII. Pruebas de operación	72

RESUMEN

Dentro del proyecto “Convertidores Aislados DC-DC para uso en aplicaciones de energía fotovoltaica”, el propósito de este trabajo de integración curricular es diseñar e implementar un convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes, también conocido como Forward de dos interruptores con el fin de utilizarlo en aplicaciones fotovoltaicas, sin embargo, se debe tomar en cuenta que el circuito a diseñar en el presente trabajo no utilizará el seguidor de seguidor del máximo punto de potencia MPPT, por tal motivo se empleará como carga una batería para mantener el voltaje de salida estable.

El convertidor Forward de dos interruptores se diseñará para operar en modo de conducción continuo a una potencia máxima de 50 vatios, el principal elemento a estudiar y diseñar en este convertidor es el transformador Switch Mode Power Supply (SMPS) al cual se determinarán sus parámetros básicos de forma experimental, para posteriormente calcular el número de vueltas de cada devanado.

Se utilizará el modulador de ancho de pulso TL494 para realizar el control de corriente que suministra el panel fotovoltaico (Fuente DC de laboratorio), de este circuito integrado se aprovechará sus componentes internos para implementar el control del convertidor DC-DC a construir.

Para realizar las pruebas de funcionamiento se construye una placa de circuito impreso y se corroborará que el control de corriente sea adecuado y pueda soportar cambios bruscos de referencia e incluso las variaciones de voltaje de la fuente de laboratorio. De igual forma se hacen pruebas de eficiencia en todo el rango de potencias para conocer la eficacia del prototipo.

PALABRAS CLAVE: Convertidores DC-DC, Energía Fotovoltaica, Forward de dos interruptores, TL494, Transformador SMPS.

ABSTRACT

Within the project "Isolated DC-DC Converters for use in photovoltaic energy applications", the purpose of this curricular integration work is to design and implement a direct isolated DC-DC converter in two quadrants, also known as a Two-Switch Forward, to use it in photovoltaic applications, considering that the circuit will work without a maximum power point MPPT, for this reason a battery will be used as a load to maintain the stable output voltage.

The front converter with two switches is designed to operate in continuous conduction mode at a maximum power of 50W, the main element to study and design in this converter is the Switch Mode Power Supply transformer, whose basic parameters will be determined experimentally, to later determine the number of turns of each winding.

The TL494 pulse width modulator will be connected to control the current supplied by the photovoltaic panel (laboratory DC source), its internal components are used from this integrated circuit to implement the PI controller, limit the maximum pulse width, and select the frequency of operation, among other useful functions for this project.

To carry out the performance tests, a printed circuit board is built, and it is confirmed that the current control is adequate and can withstand sudden changes in reference and even variations in the voltage of the source. In the same way, efficiency tests power range are carried out in to determine the effectiveness of the prototype.

KEYWORDS: DC-DC converters, Photovoltaic Energy, Two Switch Forward, TL494, SMPS Transformer.

1 INTRODUCCIÓN

Entre las diferentes tecnologías de generación de energía renovable, la tecnología solar fotovoltaica es una solución que es cada vez más popular con el paso del tiempo, según las proyecciones de la Agencia Internacional de la Energía AIE [1], se espera que continúe el crecimiento rápido del sector fotovoltaico, en especial para la generación de energía renovable en pequeña escala tales como residencias.

Sin embargo, el sombreado parcial y condiciones climáticas son los principales problemas que enfrentan las instalaciones fotovoltaicas, por ello se busca resolver este problema mediante la implementación de convertidores DC-DC aislados instalados en la parte reversa de cada panel fotovoltaico que serán controlados para obtener el mayor rendimiento del sistema y garantizar la potencia deseada ante perturbaciones ambientales.

Este trabajo plantea trabajar con la topología de puente híbrido o también llamada Forward de dos interruptores, que proporciona aislamiento entre la fuente y la carga, y resuelve los problemas de la topología convencional Forward para realizar el restablecimiento magnético, sin embargo, implica el uso de dos interruptores de potencia lo que aumenta el número de elementos a usar.

En la Figura 1.1 se muestra cual es el bloque por desarrollar enfocándose en el diseño del Convertidor DC-DC y el control de la corriente de entrada en el convertidor.

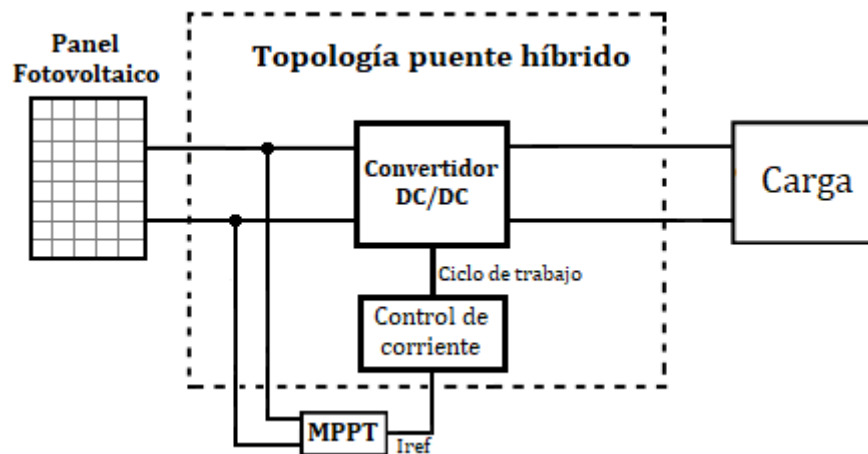


Figura 1.1. Esquema de conexión propuesto para aplicaciones fotovoltaicas

1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes para aplicaciones fotovoltaicas.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar la revisión bibliográfica de la topología del convertidor DC-DC aislado en dos cuadrantes.
- Obtener el modelo matemático del Convertidor DC-DC aislado en dos cuadrantes junto con su controlador.
- Diseñar e implementar el convertidor DC-DC a partir de especificaciones de potencia, voltaje y corriente señaladas en el alcance del proyecto.
- Realizar las mediciones y analizar los resultados.

1.3 ALCANCE

Fase teórica

- Se realizará una revisión bibliográfica sobre las características fundamentales de los convertidores DC-DC aislados en aplicaciones fotovoltaicas.
- Se realizará una revisión bibliográfica sobre la topología del Convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes.
- Se realizará el modelo matemático del Convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes.
- Se realizará una revisión bibliográfica sobre el controlador de corriente a implementar.

Fase de diseño, análisis o implementación metodológica

- Las especificaciones de diseño están determinadas por una potencia de 50 vatios, el voltaje de entrada máximo será de 35 VDC y la corriente de salida dependerá de la corriente que se desee tomar de la fuente de alimentación. El parámetro para controlar será la corriente que se toma de la fuente, la cual estará en un rango de 0 a 2 amperios, limitada por la potencia máxima especificada.
- Se diseñará e implementará la topología del convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes, con su respectivo controlador.

- El proyecto no incluirá el diseño ni la implementación de la fuente de alimentación, no se usarán paneles fotovoltaicos durante las pruebas, en su lugar se usarán fuentes de alimentación DC de laboratorio.

Fase de simulación e implementación

- Se simulará el circuito propuesto mediante el software de Matlab.
- Se implementará la topología del Convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes junto con el circuito de control.
- El proyecto no incluirá la implementación del módulo de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia (MPPT).
- Se construirá un solo prototipo de la topología propuesta.

Fase pruebas de funcionamiento y análisis de resultados

- Se realizará pruebas y análisis del Convertidor DC-DC aislado directo en dos cuadrantes y su controlador para valores de voltajes menores a 30 VDC y corrientes menores a 3 amperios.
- Se realizará las pruebas de funcionamiento del circuito implementado, midiendo formas de onda, voltajes, corrientes y potencias en los puntos de interés.
- Se evaluará el circuito implementado mediante pruebas a diferentes valores de referencia de corriente.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 ENERGÍA FOTOVOLTAICA

La energía solar se obtiene captando el calor y la luz que emite el sol, convirtiéndose en corriente eléctrica a través de la tecnología fotovoltaica mediante el denominado efecto fotovoltaico y se da cuando la luz solar brilla sobre la celda fotovoltaica y se absorbe produciendo fotones o partículas de alta energía, transfiriendo así la energía necesaria de los fotones para que los electrones puedan romper enlaces y logren circular en el semiconductor, creando así una corriente eléctrica.

1.4.1.1 Paneles fotovoltaicos

Los paneles fotovoltaicos se forman por la unión de varias celdas fotovoltaicas para cumplir las especificaciones de voltaje y corriente nominales, los cuales generalmente están entre 12, 24 y 48 voltios para aplicaciones residenciales, y la corriente dependerá del nivel de radiación solar o de posibles interrupciones de luz. La energía fotovoltaica se ha convertido en una opción cada vez más factible por ser esta una fuente de energía no contaminante y abundante. No obstante, la eficiencia de la conversión de energía a este tipo de sistema es actualmente bajo, alrededor de un 30 %. Sin embargo, los avances tecnológicos han aumentado la eficiencia de conversión de las células fotovoltaicas que utilizan uniones múltiples, por lo que se pueden lograr mayores eficiencias. [2]

1.4.2 CONVERTIDORES DC-DC EN APLICACIONES FOTOVOLTAICAS

Por lo general los convertidores DC-DC se utilizan en aplicaciones donde la energía proviene de fuentes ideales. Sin embargo, en aplicaciones fotovoltaicas, el generador ya no es una fuente de energía constante, ya que depende de condiciones como la irradiancia solar, el entorno o perturbaciones como sombras. La configuración más común de paneles fotovoltaicos consiste en varios paneles acoplados, y seguidos de equipos convertidores de energía. El problema de estas configuraciones es que, al instalar un solo seguidor del punto máxima de potencia a todo el arreglo de paneles, cuando se da el efecto sombra, o algún tipo de perturbación entre la luz solar y el panel significará una caída el rendimiento general del sistema. [3]

Para solucionar el problema mencionado anteriormente se utilizan micro convertidores DC-DC, y dado que se conectan a cada panel fotovoltaico de forma individual, se pueden conectar de forma paralela o en serie, para conseguir el máximo rendimiento de todo el sistema.

En [3] se indican los beneficios e inconvenientes de utilizar los micro convertidores DC-DC, siendo los que más resaltan:

Ventajas

- Los micro convertidores DC-DC logran optimizar la potencia de cada panel fotovoltaico del arreglo, ya que, a diferencia de los sistemas centralizados, con micro convertidores es posible posicionar los paneles solares en varias direcciones para maximizar el aprovechamiento de energía.
- Mayor garantía, al ser micro convertidores estos no manejan gran cantidad de potencia o temperaturas les permite tener una vida útil mayor.

Desventajas

- Tienen un alto costo de instalación ya que cada panel solar necesita su propio micro convertidor y por lo tanto se necesita más mantenimiento.
- Por lo general los micro convertidores van unidos al panel solar, por lo que se dificulta su reemplazo, al ser ubicados en sitios de difícil acceso.

1.4.3 CONVERTIDORES DC-DC AISLADOS

La topología Forward de dos interruptores estudiada en este trabajo se deriva de la topología Buck, la principal diferencia entre estos es el transformador el cual crea una separación entre la entrada y salida del convertidor, además, gracias a la relación de transformación, permite elevar o reducir el voltaje para ajustarlo a la aplicación requerida.

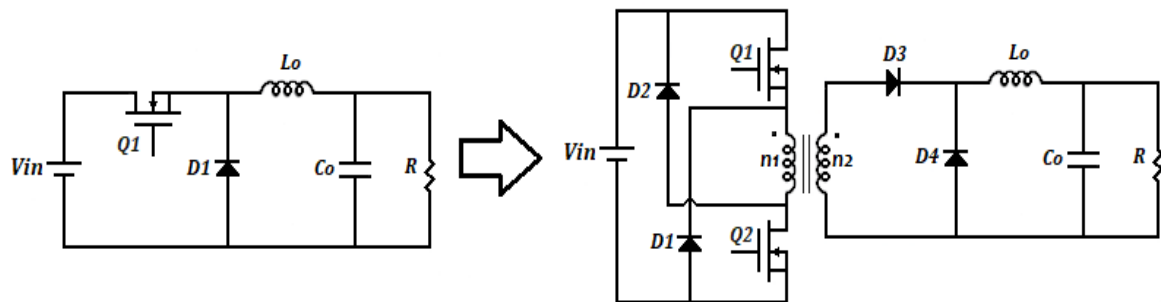


Figura 1.2. Derivación aislada de la topología Buck

Una consecuencia del aislamiento es que cada circuito aislado tiene su propio retorno o referencia a tierra. En un convertidor no aislado, la entrada y la salida comparten una tierra común y la corriente puede fluir entre ellas. Sin embargo, en un convertidor aislado, la entrada y la salida tienen tierras separadas.

Los principales beneficios mencionados en [4] son la seguridad que brinda en convertidores alimentados con voltajes peligrosos. La ruptura de bucles de tierra que evita que circuitos sensibles al ruido se vean afectados y las salidas flotantes que puede servir para desplazar o invertir la salida visto desde otro punto del circuito.

Aunque el aislamiento brinde algunos beneficios como los antes mencionados, en comparación con los convertidores no aislados, estos tienden a bajar su rendimiento por las pérdidas que existen en el transformador, además que implica un costo adicional y aumento de tamaño al momento de su construcción.

1.4.4 TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DC-DC AISLADOS

1.4.4.1 Convertidor Forward convencional

Esta topología requiere de un tercer devanado y un diodo para el restablecimiento magnético lo que aumenta la complejidad y costo del transformador. Cuando el interruptor Q_1 está encendido se aplica un voltaje al primario del transformador. Por la acción del transformador un voltaje proporcional aparece en el secundario, polarizando el diodo D_2 en conducción y enviando energía a la salida. Un filtro pasa bajos, formado por L_o y C_o recupera la tensión continua y atenúa el rizado de conmutación. Al apagarse el interruptor Q_1 la tensión en el secundario del transformador se invierte polarizando directamente el diodo D_3 y bloqueando el diodo D_2 , para que la corriente que se almacenó en el inductor de salida L_o siga fluyendo hacia la carga. [5]

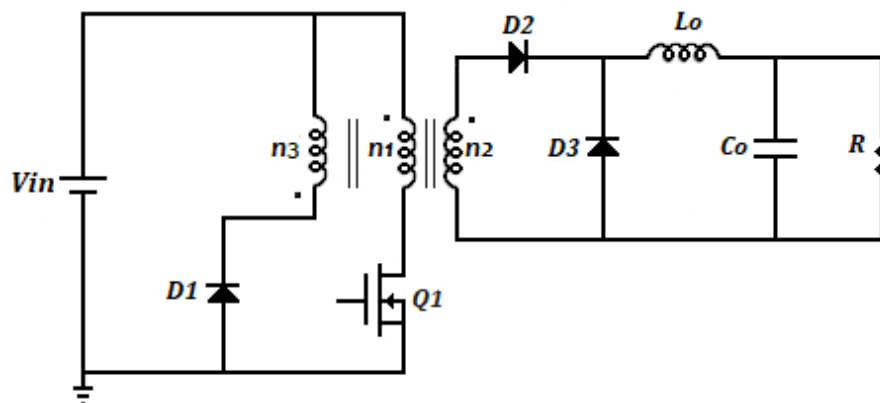


Figura 1.3. Convertidor Forward convencional

Existen diversas topologías derivadas del convertidor Forward convencional, cada una de estas topologías difieren en su circuito de recuperación magnética, ofreciendo ciertos beneficios como la eficiencia a costo de requerir más elementos. Las topologías Forward más populares se indican en la Figura 1.4. El convertidor Forward con red RCD, es una buena opción para reducir costos, por sus componentes fáciles de adquirir y sus bajos precios para construir el circuito amortiguador, y el convertidor Forward con red LCDD que mejora la eficiencia en comparación a la red RCD, ya que usa un circuito amortiguador “sin pérdidas” para el restablecimiento magnético, sin embargo, las pérdidas de conducción añadida por la resonancia pueden consumir el ahorro del amortiguador. [5]

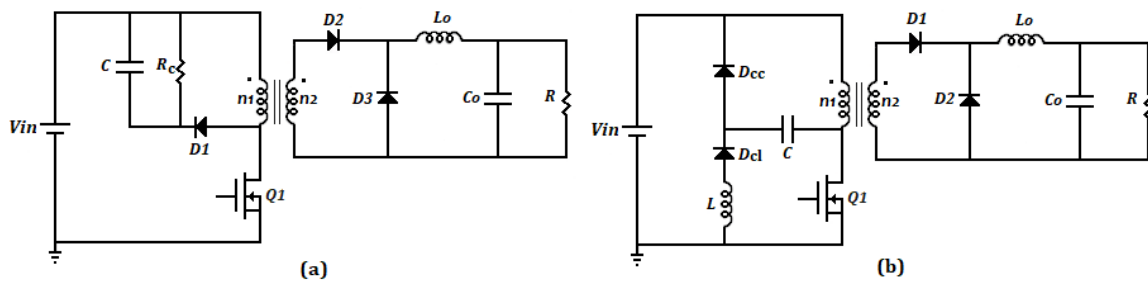


Figura 1.4. Derivaciones de la topología Forward a) Con red RCD b) Con red LCDD

1.4.4.2 Convertidor Flyback

Esta topología se deriva del convertidor no aislado Buck-Boost con inductor dividido el cual forma un transformador con aislamiento galvánico entre entrada y salida como se puede ver en la Figura 1.5. A diferencia de un el transformador convencional el transformador Flyback almacena energía durante el tiempo donde el interruptor conduce y transfiere esa energía cuando el interruptor deja de conducir. El principio de operación del Convertidor Flyback se presenta a continuación y se lo analiza en los dos estados del interruptor Q_1 .

Cuando se enciende el interruptor Q_1 , el voltaje de entrada aparece en el lado primario del transformador, por lo tanto, la energía almacenada en la inductancia de magnetización del transformador aumentará. Debido a la polaridad de los puntos (ver Figura 1.5) aparece un voltaje negativo en el diodo D_1 , por ello, no conduce. En este estado, el capacitor C_o cumple con la demanda de carga actual.

Cuando se apaga el interruptor Q_1 , la corriente almacenada en L_m no vuelve inmediatamente a cero, por lo tanto, el diodo D_1 comienza a conducir. La inducción y la energía se transfieren desde el inductor al capacitor de salida C_o . [6]

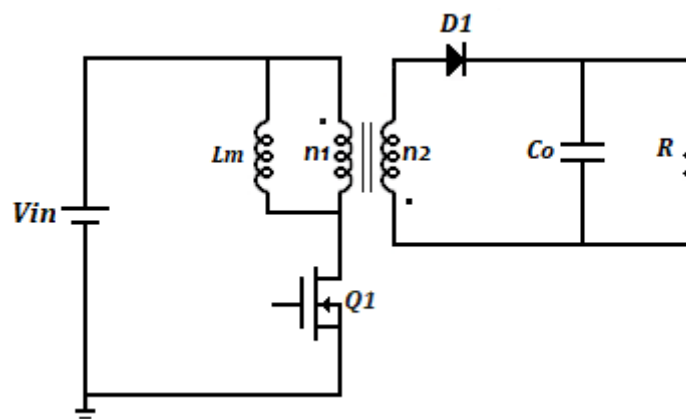


Figura 1.5. Convertidor Flyback

1.4.4.3 Convertidor Forward de dos interruptores (Puente Híbrido)

El convertidor Puente Híbrido, también llamado convertidor Forward de dos interruptores, es un convertidor DC-DC derivado de la topología convencional del convertidor Forward

con un solo interruptor. La principal diferencia entre ambos es como eliminan la energía almacenada en el núcleo del transformador. En un convertidor Forward de un solo interruptor esto se logra con un devanado terciario de reinicio que por lo general tiene el mismo número de vueltas que el devanado principal, por lo tanto, la tensión en el interruptor será del doble de la tensión de entrada más el pico causado por la energía de fuga. Por otra parte, el convertidor Forward de dos interruptores restablece la energía del núcleo del transformador exactamente de la misma manera sin el devanado de reinicio adicional debido a la conducción de los diodos D_1 y D_2 aplica efectivamente la tensión de entrada de forma invertida en el devanado primario del transformador para restablecer el núcleo. [7]

Las pérdidas de potencia de la unidad de compuerta son obviamente mayores con dos interruptores, pero con el más bajo valor de resistencia Drain-Source cuando el transistor está activado ($R_{DS(on)}$) y la eliminación de la inductancia de fuga en la topología de dos interruptores puede resultar en una ganancia de eficiencia de conversión.

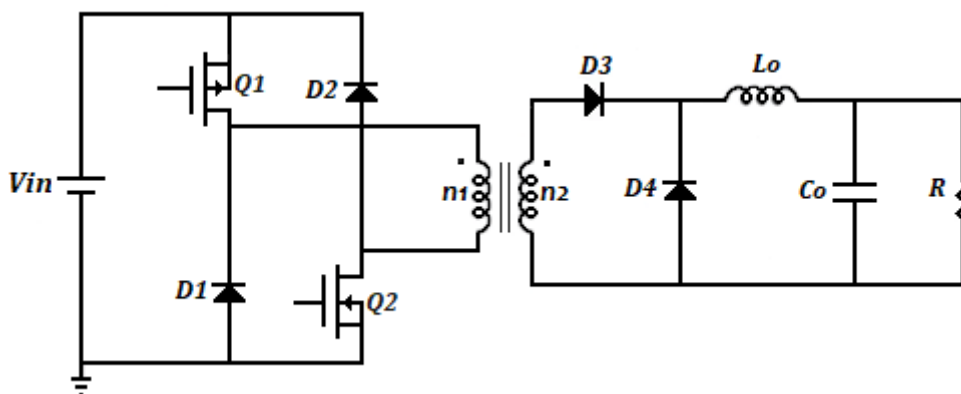


Figura 1.6. Circuito del convertidor Forward de dos interruptores

Esta topología cuenta con algunas ventajas y desventajas, como se indica en [8], algunas de estas son:

Ventajas:

- **No requieren circuitos de amortiguación (Snubbers):** la topología con dos interruptores del convertidor Forward utiliza únicamente los dos diodos de recuperación rápida para restablecer la energía en el núcleo del transformador.
- **Menor tensión de estrés en los MOSFETS:** la tensión de los MOSFET está limitada a la tensión de alimentación máxima.
- **Sin problemas de sincronización o requisitos de tiempo muerto:** en esta topología ambos interruptores se activan y desactivan de forma simultánea por lo que no existirán problemas de sincronización, tiempos muertos o posibles cortos circuitos.

- **Simplicidad y versatilidad:** Construcción y operación simples en una amplia gama de voltajes de entrada y salida
- **Salidas aisladas:** Tiene la capacidad para proporcionar múltiples salidas aisladas

Desventajas:

- **Ligeramente caro:** por su número de componentes ya que requiere dos transistores y dos diodos de recuperación rápida.
- **Requiere componentes más grandes:** Al ser un convertidor de un solo extremo, requiere un transformador e inductor de salida más grandes.

1.4.5 TRANSFORMADORES SMPS

Este tipo de transformadores se los utiliza en circuitos de fuente de alimentación conmutada conocidos por sus siglas en inglés SMPS (Switched Mode Power Supply). A diferencia de un transformador de corriente alterna la fuente de alimentación es de corriente directa y trabajan a altas frecuencias de conmutación, por ello el núcleo del transformador SMPS generalmente está hecho de materiales magnéticos como la ferrita por sus propiedades como su alta resistencia óhmica y sus pocas pérdidas en altas frecuencias.



Figura 1.7. Transformador con núcleo de Ferrita

La selección inicial del transformador depende de los requisitos de alimentación de la aplicación, la topología del convertidor y frecuencia. Para trabajar por debajo de 500 kHz, comúnmente se utiliza materiales con una permeabilidad entre 500 y 2500 Gauss. [9]

Las formas de onda en los transformadores SMPS son de tipo cuadrada, sin embargo, las diferentes topologías de circuitos producen que las formas de onda en los bobinados del transformador sean diferentes y por consecuencia las formas de onda del flujo, por ello se deben considerar por separado el diseño los transformadores dependiendo de su topología. En el caso del convertidor Forward de dos interruptores el voltaje en el transformador y el flujo en el núcleo se muestran en la Figura 1.8. [10]

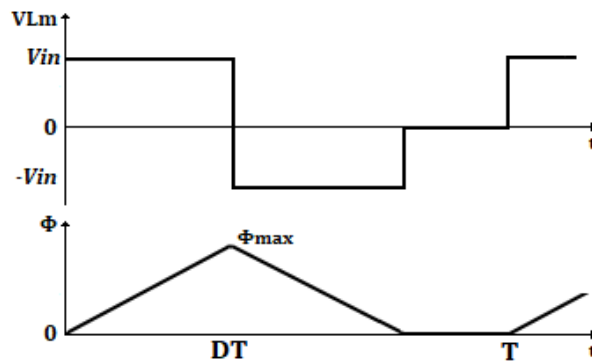


Figura 1.8. Formas de onda en el transformador del convertidor Forward

2 METODOLOGÍA

2.1 ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR DC-DC AISLADO PUENTE HÍBRIDO

Dado que el voltaje medio sobre la inductancia de magnetización L_m debe ser cero y teniendo en cuenta el caso crítico donde la corriente I_{L_m} no llegue a cero, es decir que no llega a descargarse completamente la corriente de magnetización, se tiene la ecuación (2.1) de balance en la inductancia de magnetización que se deduce de la Figura 2.1.

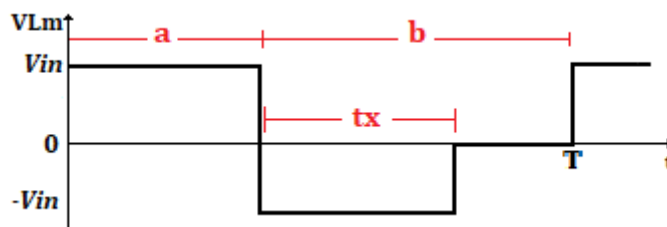


Figura 2.1. Forma de onda del voltaje en el transformador

En el peor de los casos se da cuando $t_x = b$.

$$V_{Lm} = \frac{1}{T} \left(\int_0^a V_{in} dt + \int_0^b -V_{in} dt \right) = 0 \quad (2.1)$$

$$V_{in}D - V_{in}(1 - D) = 0 \quad (2.2)$$

Despejando el ciclo de trabajo D , se obtiene $D \leq 0.5$, este limitante en la relación de trabajo en el convertidor Forward de dos interruptores permite que la corriente de magnetización pueda restablecerse nuevamente en cero en cada ciclo de conmutación, caso contrario, al superar este límite, la corriente de magnetización no volverá a cero después de terminar cada ciclo, por lo tanto, el siguiente ciclo se tendrá un valor positivo de corriente de magnetización y así en cada ciclo. Al no darle un tiempo suficiente para que el transformador

reinicie la corriente de magnetización, el incremento de dicha corriente se dará hasta eventualmente saturar al núcleo, como se puede ver en la Figura 2.3 para $D > 0.5$. [11]

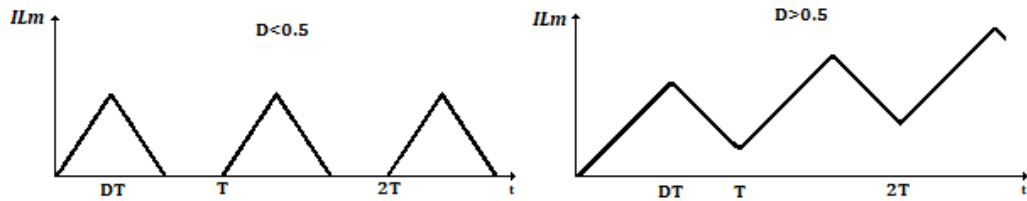


Figura 2.2. Corriente de magnetización para $D < 0.5$ y $D > 0.5$

2.1.1 ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN CONTINUA

En conducción continua se diferencian dos estados de funcionamiento dependiendo del estado de los interruptores (ON y OFF).

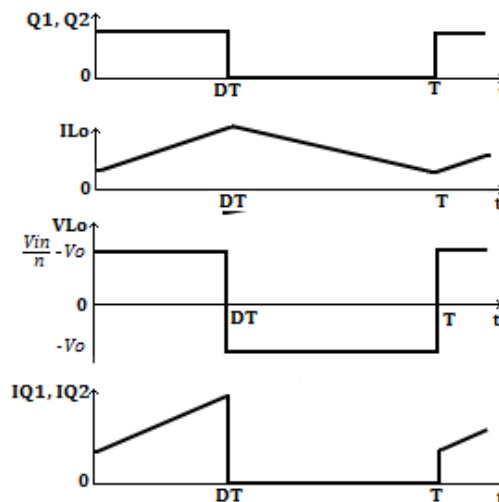


Figura 2.3. Formas de onda en conducción continua

Estado ON: Ciclo de conducción $0 < t < DT$

Como se puede ver en la Figura 2.4, los MOSFETs Q_1 y Q_2 se encienden juntos, transfiriendo energía a del bobinado primario al secundario. El diodo rectificador D_3 conduce, transfiriendo la energía al filtro de salida LC y la carga.

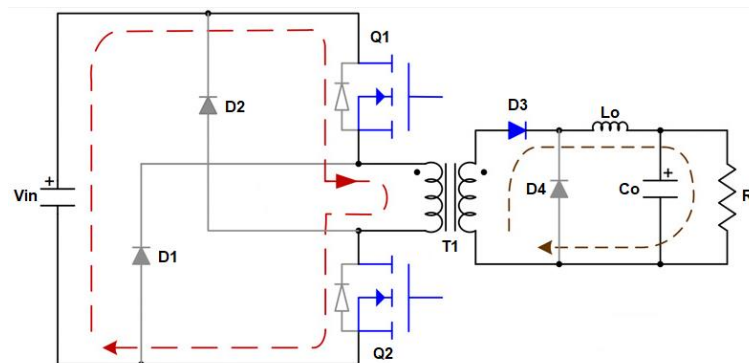


Figura 2.4. Circuito equivalente en estado ON [8]

Estado OFF: Ciclo de no conducción $0 < t < (1 - D)T$

Cuando se apagan los transistores Q_1 y Q_2 la corriente de magnetización del transformador fluye a través de los diodos de polarización directa D_1 , D_2 , y de regreso en la fuente como se muestra en la Figura 2.5. Los diodos conducen hasta que toda la energía de magnetización en el primario, junto con la energía almacenado en las inductancias de fuga, se devuelve a la entrada de suministro. Dado que los diodos D_1 y D_2 fijan el voltaje de entrada, no se requiere circuito amortiguador (Snubber). El diodo D_4 de paso libre “Freewheeling” conduce como se muestra en la Figura 2.5, transfiriendo la salida de energía del inductor a la carga. Durante el ciclo de no conducción del primario, el tiempo reinicio adecuado del transformador se alcanza cuando el tiempo de encendido es menor que el tiempo de apagado, es decir, el ciclo de trabajo inferior al 50 %, condición necesaria para lograr que la corriente de magnetización se anule. En otras palabras, el devanado primario actúa como el devanado de restablecimiento magnético en el transformador. [12]

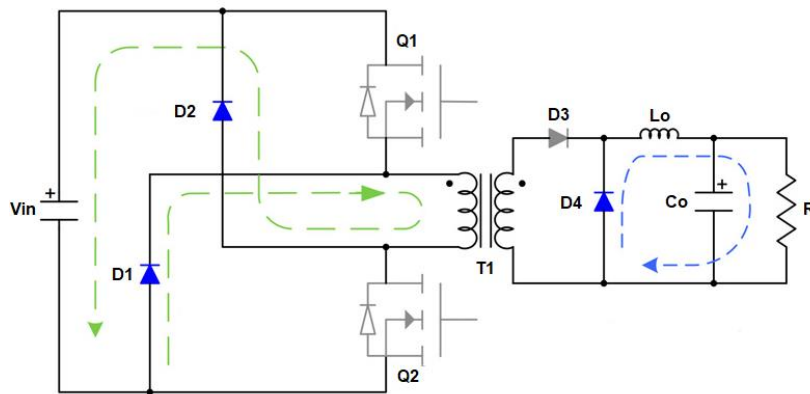


Figura 2.5. Circuito equivalente en estado OFF [8]

Teniendo en cuenta que el lado primario del transformador tiene un bobinado con un número de vueltas n_1 y el bobinado secundario n_2 vueltas, se establece la siguiente relación de transformación n .

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = n \quad (2.3)$$

Mediante leyes de voltajes de Kirchhoff, la relación entre el voltaje de entrada y salida en un ciclo completo de conducción viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{Lo} = \begin{cases} \frac{V_{in}}{n} - V_o & 0 < t < DT \\ -V_o & DT < t < T \end{cases} \quad (2.4)$$

Teniendo así en un ciclo completo, y dado que el voltaje medio sobre un inductor es cero se obtiene la expresión de la relación entre el voltaje de entrada y salida del convertidor puente híbrido.

$$V_{Lo} = \frac{1}{T} \left(\int_0^D \left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) dt + \int_0^{(1-D)} -V_o dt \right) = 0 \quad (2.5)$$

$$\left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) D - V_o(1 - D) = 0 \quad (2.6)$$

Despejando el voltaje de salida V_o :

$$V_o = \frac{DV_{in}}{n} \quad (2.7)$$

En la Figura 2.6 se indican las formas de onda de corriente y voltaje ideales que se presentan el cada uno de los elementos en un ciclo completo de conducción.

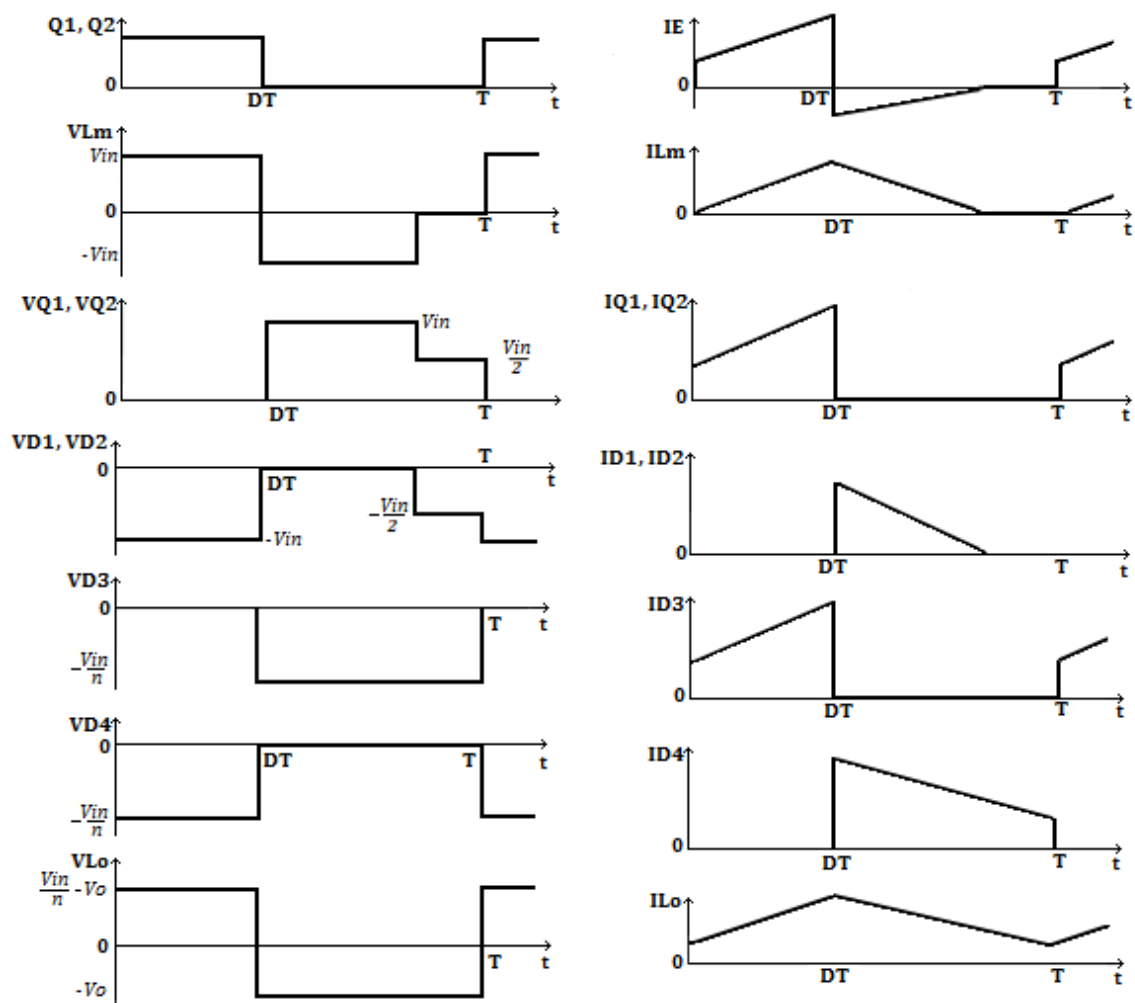


Figura 2.6. convertidor Forward Dual Formas de onda ideales en conducción continua

2.1.2 ANÁLISIS EN CONDUCCIÓN DISCONTINUA

En conducción discontinua el convertidor Forward presenta un aumento de los picos máximos de corriente de entrada y salida, además del ruido generado por las conmutaciones. Ya que no existen ventajas de trabajar en conducción discontinua por lo general se utiliza la topología Forward en operación continua.

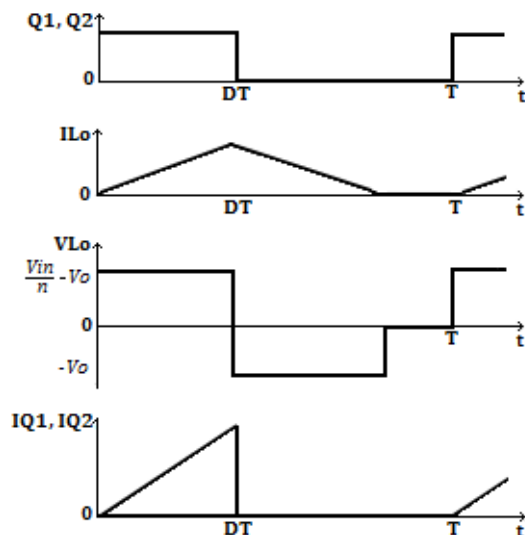


Figura 2.7. Formas de onda en conducción discontinua

Además de los dos estados ON y OFF mencionados anteriormente en el modo de conducción continuo, cuando se opera en conducción discontinua se presenta un estado más donde los interruptores MOSFET, los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 están bloqueados, siendo el condensador de salida el que entrega energía hacia la carga. El circuito equivalente de este estado de conducción se muestra en la Figura 2.8.

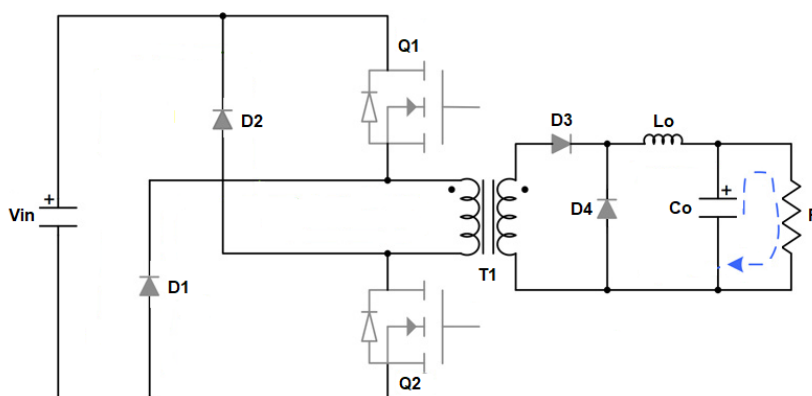


Figura 2.8. Circuito equivalente al tercer estado en conducción discontinua

Al no ser de interés este estado de conducción, el análisis en modo de conducción discontinua se limitará a conocer cuál es el comportamiento del convertidor para poder identificar si está o no trabajando en dicho modo.

2.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD PUENTE HÍBRIDO

Para comenzar el diseño se van a tomar en consideración las siguientes especificaciones:

Tabla 1. Especificaciones de diseño

Especificación	Valor	Unidad
Potencia máxima	50	W
Frecuencia de conmutación	30	kHz
Relación de trabajo máxima	0.5	-

El convertidor estará diseñado para que en trabajos futuros se pueda trabajar utilizando un panel fotovoltaico SMARTEK FP-P50-18 (Ver ANEXO V) con las siguientes especificaciones técnicas:

Tabla 2. Especificaciones del panel fotovoltaico [13]

Especificación	Valor	Unidad
Potencia máxima	50	W
Voltaje	18	V
Amperaje	2.73	A
Voltaje máximo de operación	18.3	V
Corriente a corto circuito	2.9	A

Debido a que se trabaja con un núcleo de ferrita reciclado de una fuente de computadora (Revisar ANEXO X), como primer paso se encuentran algunas características del núcleo de forma experimental con la ayuda del circuito que se presenta en la Figura 2.9.

2.2.1 IDENTIFICACIÓN EXPERIMENTAL DE PARÁMETROS DEL NÚCLEO

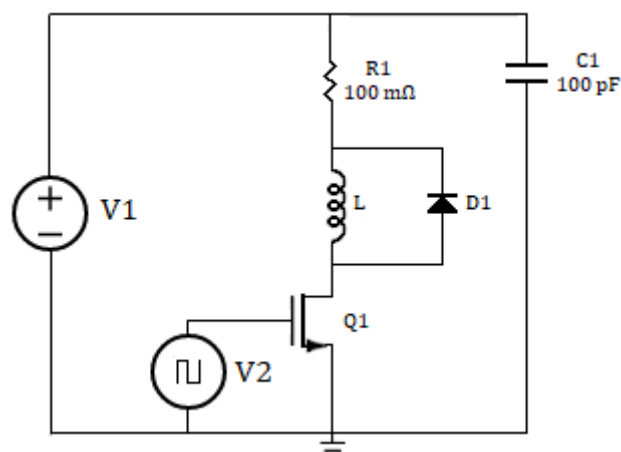


Figura 2.9. Circuito para determinar inductancias

La corriente a través del inductor se mide mediante una resistencia pequeña R_1 de $100 \text{ m}\Omega$. Una caída de voltaje de 100 mV sobre R_1 corresponde a una corriente de 1 amperio . Cuando se abre el transistor, el inductor puede caer su energía en el diodo D_1 .

Para realizar las pruebas, se coloca la bobina en la posición de L (Figura 2.9), luego se activa la compuerta con una señal de un determinado ancho de pulso y se mira la forma de onda de la corriente sobre la resistencia de 100 mΩ. Puesto que el incremento de la corriente es lineal se incrementa el ancho de pulso en pasos pequeños y se vuelve a mirar la forma de onda de corriente. Este proceso se repite hasta obtener una forma de onda como la que se muestra en la Figura 2.10, donde curva sigue una forma lineal durante un periodo de tiempo, pero llega a un punto donde hay un incremento rápido de corriente, esto se debe a que el núcleo entra en saturación. Justo en ese punto de quiebre se indicaría cual es la corriente máxima que soportaría esa inductancia antes de saturarse. [14]

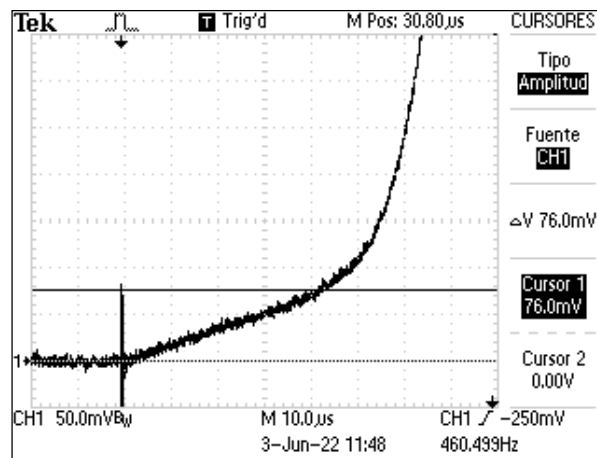


Figura 2.10. Curva de magnetización del transformador

En el eje horizontal se muestra el tiempo y en el vertical el corriente escalado por el valor de la resistencia R_1 . De la ecuación de corriente de un inductor se puede escribir:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v(t) dt \quad (2.8)$$

$$\Delta i = \frac{V_{cc} \Delta t}{L} \quad (2.9)$$

El diodo D_1 sirve para darle un camino a la corriente y limitar el voltaje de la bobina al abrir el interruptor Q_1 de tal manera que la variación de corriente en el tiempo no sea brusca, ya que una variación súbita de corriente generaría voltajes demasiado grandes. Esta es la razón por la cual la compuerta del transistor es impulsada con una señal altamente asimétrica generada por el oscilador, con un tiempo en alto en el orden de los microsegundos mientras que el tiempo en bajo en el orden de los milisegundos.

Para determinar el valor de la inductancia, se puede calcular con la siguiente formula:

$$L = \frac{V_{cc} \Delta t}{\Delta i} \quad (2.10)$$

Reemplazando los valores obtenidos mediante la Figura 2.10 se obtiene el siguiente valor de inductancia:

$$L = \frac{(12 V)(40 \mu s)}{(0.76 A)} = 631.57 \mu H$$

Dando un número cualquiera de vueltas en el bobinado primario del transformador, en este caso 14 vueltas, y con el valor de la inductancia calculado, se puede conocer el valor del factor de forma A_L .

$$L = N^2 A_L \quad (2.11)$$

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{631.57 \mu H}{14^2} = 3222.3 \text{ nH/N}$$

También es importante conocer la densidad de flujo magnético de saturación en el núcleo, para ello se utiliza la ecuación (2.12).

$$L = \frac{B A N}{i} \quad (2.12)$$

Donde:

L es la inductancia calculada

B es la densidad de flujo magnético

A es la sección transversal del núcleo

i es la corriente de la bobina

Conociendo la corriente de saturación i_{sat} se podría calcular la densidad de flujo máxima antes de saturar el núcleo conocida como B_{sat} .

$$B_{sat} = \frac{i_{sat} L}{A N} \quad (2.13)$$

$$B_{sat} = \frac{(0.76 A)(631.57 \mu H)}{(0.000108 \text{ m}^2)(14)} = 0.317 \text{ Teslas}$$

Determinando la densidad de flujo de saturación B_{sat} se podrá diseñar el transformador con un número de vueltas mínimas para evitar que el núcleo se sature.

2.2.2 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Las condiciones de operación del transformador vienen dadas por la siguiente tabla:

Tabla 3. Especificaciones de diseño para el transformador

Especificación	Valor	Unidad
Voltaje de entrada	18	V
Voltaje de salida	12	V
Corriente de entrada máxima	3	A
Frecuencia	30	kHz
Eficiencia	85	%
Regulación	1	%
Voltaje Forward D_1, D_2	1.35	V
Voltaje Forward D_3, D_4	0.84	V
Densidad de flujo de operación	0.20	T
Relación de trabajo máxima	0.50	-

Se siguió el diseño indicado en [15] comenzando por el dimensionamiento del calibre del cable esmaltado. Calculando la profundidad de la piel del cobre:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \quad (2.14)$$

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{30000}} = 0.0382 \text{ cm}$$

Para evitar las pérdidas por el efecto Skin se considera un diámetro de cable (D_{cu}) del doble de ε .

$$D_{cu} = 2\varepsilon = 0.0764 \text{ cm} \quad (2.15)$$

Se busca el calibre del cable a partir del diámetro encontrado anteriormente, a partir de una tabla de calibres AWG, el cable número 20 tiene un diámetro de 0.8118 milímetros, sin embargo, por cuestión del manejo del cable y el área reducida de la ventana del núcleo se utilizará calibre AWG 21 cuyo diámetro es 0.7230 milímetros.

Como siguiente paso se calculará el coeficiente eléctrico K_e para determinar la geometría del núcleo mínima para la aplicación propuesta.

$$K_e = \frac{0.145 f^2 B_{max}^2}{10^4} \quad (2.16)$$

$$K_e = \frac{0.145 (30000 \text{ Hz})^2 (0.317 \text{ T})^2}{10^4} = 1311.38$$

Calculando la geometría del núcleo (K_g) requerida:

$$K_g = \frac{P_{in} D_{max}}{\alpha K_e} \quad (2.17)$$

$$K_g = \frac{50 W(0.5)}{1 * 1311.38} = 0.019 \text{ cm}^5$$

El factor de geometría del núcleo (K_g) seleccionado debe ser mayor al calculado, para comprobar esto se calcula K_g del transformador seleccionado mediante la siguiente ecuación:

$$K_g = \frac{W_a A_e^2 K_u}{MLT} \quad (2.18)$$

El transformador utilizado en este trabajo es un transformador de modelo EI33 reciclado de una fuente de computadora (ver ANEXO IV).

Tabla 4. Parámetros del Transformador EI33

Especificación	Valor	Unidad
Área efectiva	108	mm ²
Longitud efectiva	66.9	mm
Volumen efectivo	7901	mm ³
Permeabilidad inicial	2100	μ_{iac}
Factor de forma	3600	nH
Material	CF139	-

Las dimensiones del núcleo ayudan a relizar calculos geometricos para determinar si cumple con los requerimientos de diseño.

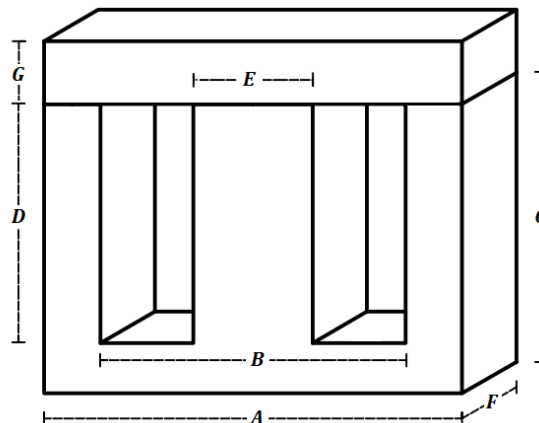


Figura 2.11. Modelo del núcleo de ferrita

Tabla 5. Dimensiones del núcleo de ferrita

Dimensión	Valor	Unidad
A	33	Mm
B	24	Mm
C	23	Mm
D	19	Mm
E	9.4	Mm
F	12.4	Mm
G	5	Mm

Donde W_a es el área de las ventanas del núcleo y MLT es la longitud media por vuelta.

$$W_a = (7.3 \text{ mm})(19 \text{ mm}) = 138.7 \text{ mm}^2 = 1.387 \text{ cm}^2$$

$$MLT = 1.4(9.4 * 2 \text{ mm} + 12.4 * 2 \text{ mm}) = 61.04 \text{ mm} = 6.104 \text{ cm}$$

$$K_g = \frac{1.387 \text{ cm}^2 (1.08 \text{ cm}^2) (0.4)}{6.104 \text{ cm}} = 0.0981 \text{ cm}^5$$

Una vez comprobado que el núcleo seleccionado cumple con los requerimientos, se calcula el número de vueltas del bobinado primario en base al flujo de salutación B_{sat} .

El cálculo de B se lo obtiene a partir de la Ley de Faraday.

$$E = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.19)$$

Dado que $\Phi = BA$, se tiene:

$$\frac{d\Phi}{dt} = A \frac{dB}{dt} \quad (2.20)$$

Combinando las ecuaciones (2.19) y (2.20) se tiene:

$$E = AN \frac{dB}{dt} \quad (2.21)$$

Para el caso del convertidor Forward de dos interruptores, el voltaje que cae en el devanado primario es una forma de onda rectangular de amplitud V_{in} como indica la Figura 1.8. A partir de estas formas de onda y mediante la ley de Faraday se podrá deducir las fórmulas que se utilizan para el diseño de este tipo de transformadores, teniendo como principio de diseño el no sobrepasar la densidad de flujo máxima del núcleo de ferrita conocido como B_{sat} . Expresando la densidad de flujo pico a pico para una onda no necesariamente simétrica se describe por la siguiente ecuación:

$$\Delta B = \frac{V_{in} t_{on}}{A_e N} 10^8 \quad (2.22)$$

Donde:

ΔB es la densidad de flujo pico a pico expresada en Gauss

V_{in} es el voltaje pico a través de la bobina durante el tiempo t

t_{on} es el tiempo de tensión aplicada

N es el numero de vueltas

A es el área efectiva de sección transversal del núcleo

Por facilidad, la densidad de flujo también se puede expresar en tesla ya que por lo general el dato de B_{sat} viene expresado en esas unidades, por lo tanto, siendo 1 tesla = 10000 Gauss, se puede obtener el número de vueltas mínimo para evitar la saturación del núcleo. Despejando N de la ecuación (2.22) y expresando la densidad de flujo en teslas se tiene:

$$N \geq \frac{V_{in} D}{A_e \Delta B f} 10^4 \quad (2.23)$$

Utilizando una densidad de flujo menor a la de saturación, calculada con la ecuación (2.13) de 0.317 teslas, se elige un $\Delta B = 0.2$ teslas. El área efectiva del núcleo A_e se muestra en la Tabla 4. Reemplazando los datos, se tiene el siguiente número de vueltas calculadas:

$$N_p \geq \frac{(18 V)(0.5)}{(1.08 \text{ cm}^2)(0.20 T)(30 \text{ KHz})} 10^4 = 13.88 \text{ vueltas}$$

En este caso, se eligen 14 vueltas para el devanado primario.

Para el número de vueltas del devanado secundario se utilizará la ecuación del voltaje de salida V_o , considerando el voltaje en el diodo de Freewheeling y el factor de eficiencia típica del convertidor Forward de dos interruptores.

$$\frac{n_1}{n_2} = \eta \frac{D V_{in}}{V_o + V_d + V_L} \quad (2.24)$$

Donde:

V_d es el voltaje directo del diodo de Freewheeling D_3

V_L es la caída de voltaje en la inductancia de salida L_o

η es la eficiencia del convertidor

$$n_2 \geq n_1 \frac{V_o + V_d + V_L}{\eta D V_{in}} \quad (2.25)$$

$$n_2 \geq 14 \frac{12 + 0.84 + 0.5}{0.85 * 0.5 * 18} \geq 24.41 \text{ vueltas}$$

Mediante pruebas en el laboratorio se observó que con 24 vueltas el núcleo llega a saturarse alrededor de los tres Amperios, se determinó que aumentando el número de vueltas en el devanado secundario se logra evitar la saturación del núcleo, por lo tanto, se eligen 28 vueltas para el devanado secundario para un funcionamiento óptimo.

2.2.3 MOSFETS

En la topología dual del convertidor Forward de dos interruptores existe un inconveniente con el MOSFET de lado superior (MOSFET Q_1 de la Figura 1.6), el cual está situado antes de la bobina primaria del transformador, teniendo así el voltaje de la fuente en el pin de Source del MOSFET, por lo tanto, se va a necesitar sumar el voltaje de umbral más el voltaje de la fuente para que el MOSFET pueda conducir correctamente. Esto se lo puede lograr con un FET Driver por ejemplo el IR2101 como se indica en la Figura 2.12 que controla un condensador de arranque para tener un punto de referencia flotante.

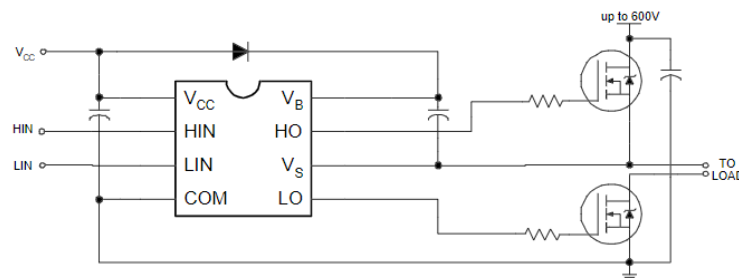


Figura 2.12. Driver para MOSFET de lado alto [16]

Otra solución es colocar un MOSFET de canal P en el lado superior, de tal forma que no se necesite un voltaje mayor al voltaje de la fuente, si no que se requiera un voltaje de cero para activar el MOSFET, por tal motivo, para activar ambos MOSFETs al mismo tiempo se requiere de dos señales PWM complementarias.

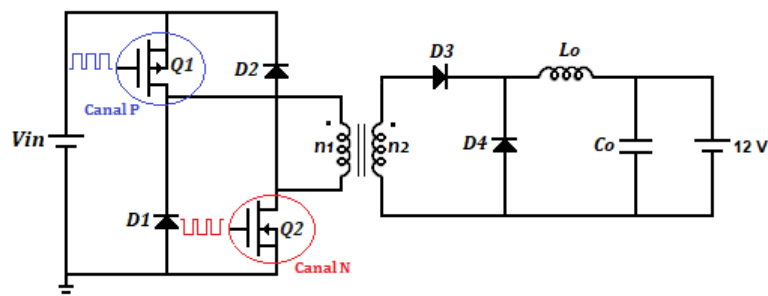


Figura 2.13. Esquema de conmutación para los MOSFETs de canal N y P

Una vez definido el circuito se consideran los parámetros de voltaje, corriente y frecuencia que deberán soportar los MOSFETs. Considerando las ecuaciones obtenidas y las gráficas en un ciclo completo se puede determinar que el voltaje máximo que soportaran ambos MOSFETs es el voltaje de entrada, considerando un factor de seguridad del 50 % del valor nominal.

$$V_{DS} > 18V * fs > 27V \quad (2.26)$$

La corriente media establecida a máxima potencia es de tres Amperios, se establece un factor de seguridad del 100 %.

$$I_D > 3 * fs > 6A \quad (2.27)$$

En base a los parámetros antes mencionados se utiliza el MOSFET IRF4905 para el canal P con una corriente de drenaje de 74 amperios (Revisar ANEXO II), y el IRF3205 para el canal N con corriente de drenaje de 110 amperios (Revisar ANEXO I), ambos cuentan con un VDSS de 55 voltios, resistencia de encendido de 0.02 Ω y 0.008 Ω respectivamente.

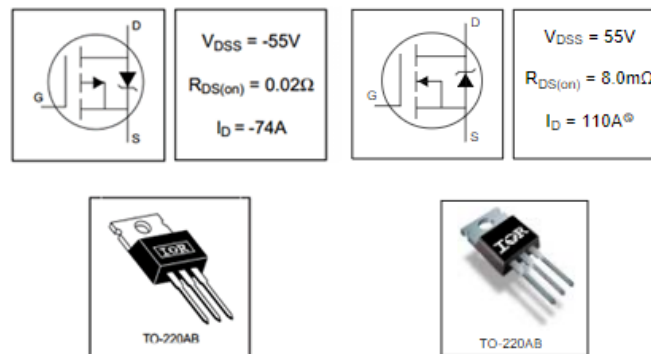


Figura 2.14. Características principales de los MOSFET seleccionados [17] [18]

2.2.3.1 Diseño del circuito de disparo

Con el objetivo de mejorar los tiempos de encendido y apagado de los MOSFETs, se implementó un circuito auxiliar de arreglo de transistores NPN y PNP como se muestra en la Figura 2.15. Cuando la señal PWM este en alto, el transistor Q_1 se activará y encenderá el MOSFET, por otro lado, el transistor Q_2 se activará cuando la señal PWM este en bajo, apagando así el MOSFET.

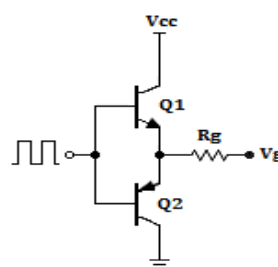


Figura 2.15. Circuito Totem Pole

El uso de una resistencia de compuerta más baja reduce el tiempo de conmutación y puede introducir oscilaciones de la señal en respuesta a una transición (ringing) y ruido electromagnético (EMI). En cambio, el uso de una resistencia de compuerta más grande aumenta el tiempo de conmutación, lo que aumenta la pérdida de conmutación y genera calor. Par el cálculo de esta resistencia de compuerta se sigue el proceso indicado en [19].

El tiempo total de encendido y subida de la puerta t_g y la carga Q_g en nano Coulombs, tienen la siguiente relación con la corriente de compuerta i_g :

$$\frac{Q_g}{t_g} = i_g \quad (2.28)$$

La corriente de puerta que fluye durante este período de conmutación transitoria se calcula como:

$$i_g = \frac{(V_G - V_{GS})}{R_g} \quad (2.29)$$

Para obtener los datos necesarios para realizar el cálculo de la resistencia de gate se consulta la hoja de datos del respectivo MOSFET.

MOSFET TIPO P

Datos:

$$Q_g = 180 \text{ nC}$$

$$t_g = 117 \text{ ns}$$

$$V_{GS(Miller)} = 5.8 \text{ V}$$

$$V_g = 18 \text{ V}$$

MOSFET TIPO N

$$Q_g = 146 \text{ nC}$$

$$t_g = 115 \text{ ns}$$

$$V_{GS(Miller)} = 5.2 \text{ V}$$

$$V_g = 18 \text{ V}$$

Cálculo de R_G :

$$\frac{Q_g}{t_g} = 1.538 \text{ A}$$

$$\frac{Q_g}{t_g} = 1.269 \text{ A}$$

$$R_{g1} = \frac{(18 \text{ V} - 5.8 \text{ V})}{1.538 \text{ A}} = 7.93 \Omega$$

$$R_{g2} = \frac{(18 \text{ V} - 5.2 \text{ V})}{1.269 \text{ A}} = 10.08 \Omega$$

Se selecciona una resistencia $R_{G1} = 8.2 \Omega$ y una $R_{G2} = 10 \Omega$.

2.2.4 CAPACITOR DE ENTRADA

Para el cálculo del capacitor de entrada se determina la corriente que circula por este capacitor, la cual se muestra en la Figura 2.16.

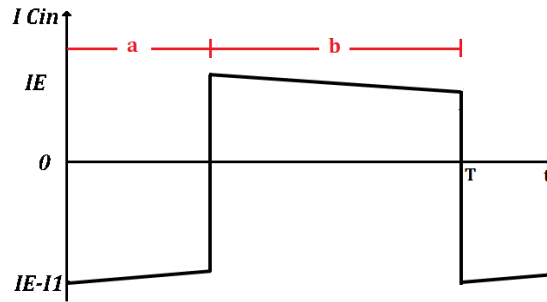


Figura 2.16. Forma de onda de corriente en el capacitor de entrada

Donde a partir de la variación de voltaje ΔV_{Cin} en el tiempo de apagado $(1 - D)T$ es:

$$\Delta V_{Cin} = \frac{1}{C_{in}} \int_0^{(1-D)T} I_E dt \quad (2.30)$$

$$\Delta V_{Cin} = \frac{I_E(1 - D)T}{C_{in}} \quad (2.31)$$

Despejando C_{in} , se puede obtener una expresión para calcular el capacitor de entrada.

$$C_{in} = \frac{I_E(1 - D)}{\Delta V_{Cin} f} \quad (2.32)$$

Para los valores de diseño propuestos resulta:

$$C_{in} \geq \frac{3 \text{ A}(1 - 0.5)}{(0.01 * 18)(30 \text{ kHz})} \geq 277 \text{ uF}$$

Se elige un capacitor de 1000 uF, mucho mayor que el calculador ya que se observó una mejor estabilidad en el control de corriente que con valores menores.

2.2.5 FILTRO DE SALIDA

2.2.5.1 Diseño del inductor de salida

El valor medio de la corriente el inductor de salida es el mismo valor medio de la corriente de salida en la carga ya que la corriente media en un capacitor es cero.

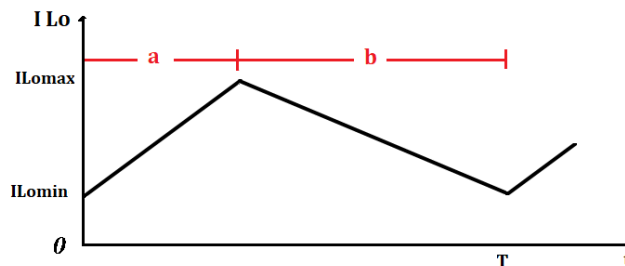


Figura 2.17. Forma de onda de corriente en el inductor de salida

Promediando la corriente en un periodo completo:

$$I_{L_o} = \frac{(I_{L_{o\max}} + I_{L_{o\min}})}{2} = I_o \quad (2.33)$$

Durante el tiempo $0 < t < DT$

$$I_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_{L_o(t)} dt \quad (2.34)$$

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{1}{L_o} \int_0^{DT} \frac{V_{in}}{n} - V_o dt \quad (2.35)$$

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{\frac{V_{in}}{n} - V_o}{L_o} DT \quad (2.36)$$

Sumando las ecuaciones (2.33) y (2.36)

$$2I_{\max} = 2I_o + \frac{\frac{V_{in}}{n} - V_o}{L_o} DT \quad (2.37)$$

Despejando la corriente máxima

$$2I_{\max} = 2I_o + \frac{\frac{V_{in}}{n} - V_o}{L_o} DT \quad (2.38)$$

$$I_{\max} = I_o + \frac{\frac{V_{in}}{n} - V_o}{2L_o} DT \quad (2.39)$$

Reemplazando (2.39) en (2.36) la corriente mínima está dada por:

$$I_{\min} = I_o - \frac{\frac{V_{in}}{n} - V_o}{2L_o} DT \quad (2.40)$$

Las ecuaciones de corriente máxima y mínima serán de utilidad más adelante. Junto con la ecuación (2.7) y despejando L_o de la ecuación (2.36) se puede obtener la siguiente ecuación de diseño para el inductor de salida L_o .

$$L_o = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta I * f} \quad (2.41)$$

Reemplazando los valores de diseño, se obtiene la siguiente inductancia calculada:

$$L_o = \frac{12 V(1 - 0.5)}{(0.05 * 3) * 30kHz} = 1.33 mH$$

Conociendo el número de vueltas de un inductor reciclado, se realizan pruebas experimentales con el mismo circuito mencionado en la Figura 2.9 para determinar su factor de forma A_L y así poder calcular el nuevo número de vueltas requerido para obtener la inductancia calculada.

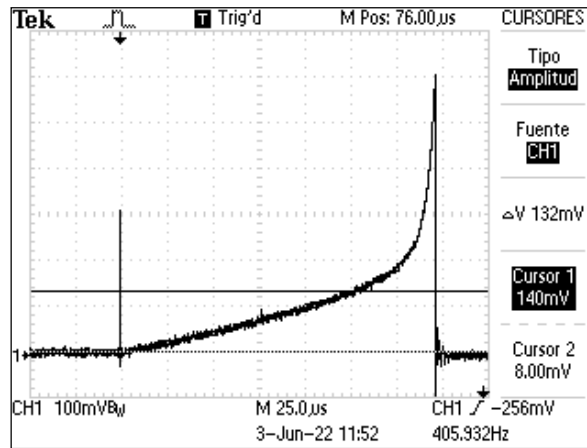


Figura 2.18. Curva de magnetización del inductor de salida L_o

Ya que no se conoce el factor de forma del material, se determina la curva de la Figura 2.18 para un inductor reciclado con 50 vueltas para conocer su inductancia.

$$L = \frac{(12 V)(125 \mu s)}{(1.4 A)} = 1.07 mH \quad (2.42)$$

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{1.07 mH}{50^2} = 428.57 nH/N \quad (2.43)$$

Conociendo el factor de forma de la ferrita toroidal se puede calcular un nuevo número de vueltas para obtener la inductancia calculada en la ecuación (2.44).

$$N^2 = \frac{L}{A_L} = \frac{1.33 mH}{428.57 nH/N} = 55.7 vueltas \quad (2.44)$$

Se redondea a 56 el número de vueltas en el inductor de salida L_o .

2.2.5.2 Diseño del capacitor de salida

La corriente media en un capacitor debe ser cero, por lo que el área positiva es igual al área negativa en la Figura 2.19.

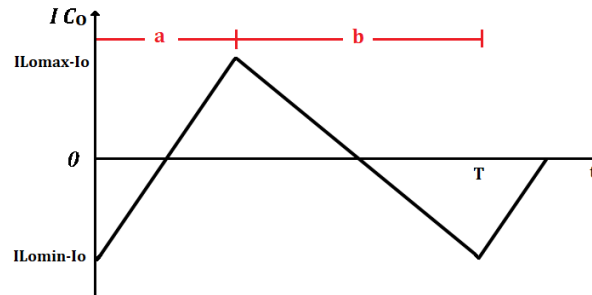


Figura 2.19. Forma de onda de la corriente en el capacitor de salida

Con el voltaje del capacitor V_{C_o} :

$$V_{C_o} = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad (2.45)$$

En el intervalo donde la corriente es positiva:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i_c dt \quad (2.46)$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{1}{C} \left(\frac{T(I_{Lo_{max}} - I_o)}{4} \right) \quad (2.47)$$

$$C_o = \frac{I_{Lo_{max}} - I_o}{4 * \Delta V_C * f} \quad (2.48)$$

Reemplazando la ecuación (2.39) en (2.48) se obtiene:

$$C_o = \frac{V_{in}(1 - D)D}{n * 8 * \Delta V_C * f^2 L_o} \quad (2.49)$$

Reemplazando los valores de diseño, se encuentra la siguiente capacitancia requerida:

$$C_o = \frac{18(1 - 0.5)0.5}{0.5 * 8 * (0.01 * 12) * (30 \text{ KHz})^2 * (1.33 \text{ mH})} = 7.86 \mu F$$

Se selecciona un valor de capacitancia de 100 μF , mayor al calculado para garantizar un bajo rizado y estabilidad en la corriente de salida.

2.2.6 DIODOS

En base a la forma de onda de corriente y voltaje de los diodos D_1 y D_2 (ver Figura 2.6), la corriente puede ser expresada por la siguiente ecuación:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{L_m} \int_{DT}^{t_m} V_{Lm} dt + I_{Lm}(DT) \quad (2.50)$$

Conociendo el voltaje en la inductancia de magnetización L_m en el tiempo $t = DT$:

$$V_{Lu} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = V_{in} \quad (2.51)$$

Dado que el pico máximo de corriente en los diodos se da en el tiempo $t = DT$, se puede expresar como:

$$I_{D1max} = I_{D2max} = I_{Lm}(DT) = \frac{V_{in}D}{fL_m} \quad (2.52)$$

$$I_{D1max} = I_{D2max} = \frac{18 * 0.5}{30 \text{ kHz} * 631.57 \text{ uH}} = 0.475 \text{ A}$$

El voltaje inverso máximo que soportaran los diodos es el mismo de la fuente de alimentación V_{in} por lo tanto se buscara unos diodos que cumplan por lo menos con los siguientes requisitos:

$$I_{D1,D2} > 0.475 \text{ A}$$

$$V_{D1,D2} > 18 \text{ V}$$

Para la descarga del núcleo se utilizaron dos diodos rápidos MUR260 de 2 A y 600 V (Revisar ANEXO VIII).



Figura 2.20. Diodo Schottky MUR260 [20]

En el caso de los diodos Freewheeling D3 y D4 se utilizó un encapsulado TO-220 el cual incorpora dos diodos rápidos con cátodo común. Estos diodos soportan 10 amperios y un voltaje de 45 voltios (Revisar ANEXO IX).

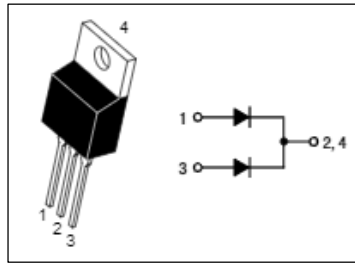


Figura 2.21. Encapsulado de diodos rápidos MBR2045CT [21]

2.3 CONTROLADOR

2.3.1 LÓGICA DE CONTROL

La lógica de control se enfoca en el control de la corriente de entrada I_E la cual va a ser medida mediante un sensor acondicionador que entrega una salida de voltaje proporcional a la corriente medida, este voltaje será comparado con un voltaje de referencia que simula la referencia de corriente que se obtendría desde rastreador del punto máximo de potencia para el caso de aplicaciones fotovoltaicas, del error resultante entre la referencia y la medición de corriente el controlador proporcionará la señal de control necesaria para manejar los interruptores de potencia del convertidor DC-DC, controlando así la corriente I_E que entrega el panel que en este caso es la fuente de laboratorio.

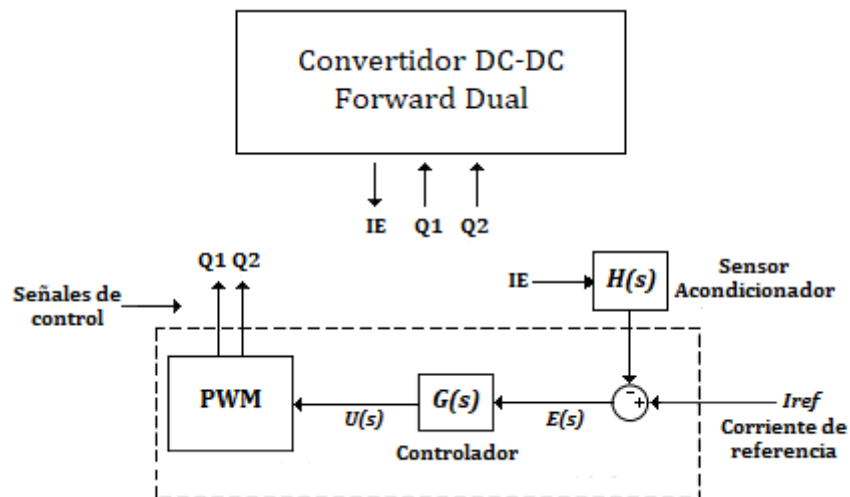


Figura 2.22. Esquema de control de corriente en lazo cerrado

Mediante la ecuación (2.53) proporcionada por el fabricante, se calculará el rango de voltaje en el cual debe estar la referencia para variar la corriente en el rango indicado.

$$V_{out} = I_E * 185mV + 2.5V \quad (2.53)$$

Tabla 6. Rango de referencia

Voltaje (Vout)	Corriente
2.5 V	0 A
3.055 V	3 A

Por lo tanto, se debe proporcionar una referencia en un rango de 2.5 a 3.055 V, para ello se utiliza un divisor de voltaje junto con un potenciómetro de tal forma que entre la resistencia mínima y máxima del potenciómetro se obtenga un voltaje dentro del rango antes mencionado como se muestra en la Figura 2.23.

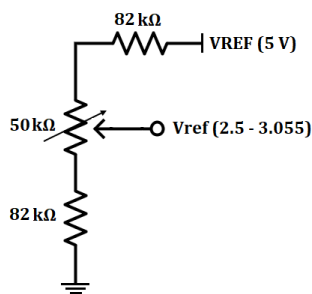


Figura 2.23. Divisor de voltaje de referencia

El flujo de control de corriente en el convertidor se ve reflejado en el diagrama de flujo de la Figura 2.24.

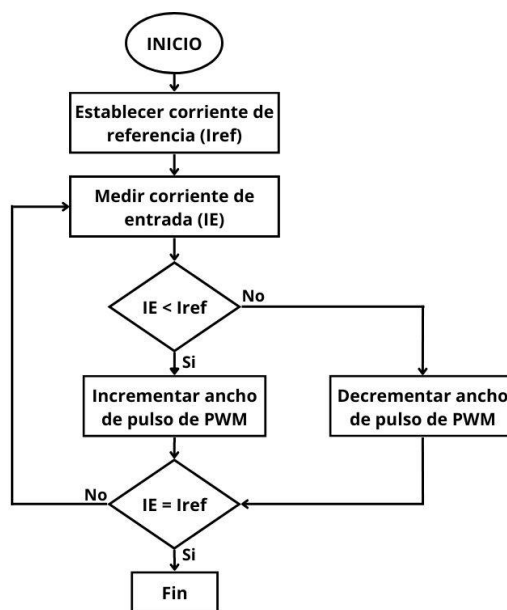


Figura 2.24. Diagrama de flujo de control

2.3.2 CIRCUITO DE CONTROL DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO TL494

Ya que se va a controlar por ancho de pulso la corriente de entrada al convertidor, se necesitará un amplificador de error para poder realizar la comparación con la referencia y en base a ese error obtener la señal PWM de control que activara los interruptores de potencia, es decir se necesitaran dos salidas PWM.

Teniendo en cuenta los requerimientos, el integrado TL494 cumple con todos ellos y proporciona aún más funciones de utilidad. Este integrado es uno de los circuitos de control de modulación PWM que se usa en fuentes de voltaje conmutadas y será el cerebro de

Para una mejor precisión en la frecuencia, se optó por usar un potenciómetro de precisión para ajustar esta frecuencia en el valor exacto de 30 kHz.

2.3.2.3 Amplificadores de error

Contiene dos amplificadores de error, sin embargo, solo se utiliza uno para las señales de referencia y el sensor de corriente. Se utiliza la configuración de amplificador operacional PI que al comparar estos dos voltajes se genere una señal de error en el Feedback (Pin 3) que ajusta el ancho de pulso de la señal PWM para seguir la referencia.

2.3.2.4 Control de salida

Sirve para determinar el modo de operación de los transistores de salida, existen dos posibles opciones. Para un funcionamiento paralelo de los transistores de salida, es decir que ambos transistores tengan la misma señal se debe colocar el pin 13 a tierra, en este modo de operación la frecuencia de oscilación será la misma para ambos transistores. Para el modo de operación Push-Pull el pin 13 debe estar conectado a la referencia de 5 voltios, en este caso los transistores operan de forma alternada y la frecuencia será la mitad de la frecuencia en modo paralelo.

2.3.2.5 Transistores de salida

Para el convertidor Forward de dos interruptores, se requiere de un modo de operación en paralelo ya que los MOSFETs se activan simultáneamente, sin embargo, se utiliza la configuración de emisor común para el MOSFET tipo P ya que se requiere controlar el tiempo en bajo de la PWM, mientras que para el tipo N se utiliza la configuración de emisor seguidor para controlar el tiempo en alta de la señal PWM.

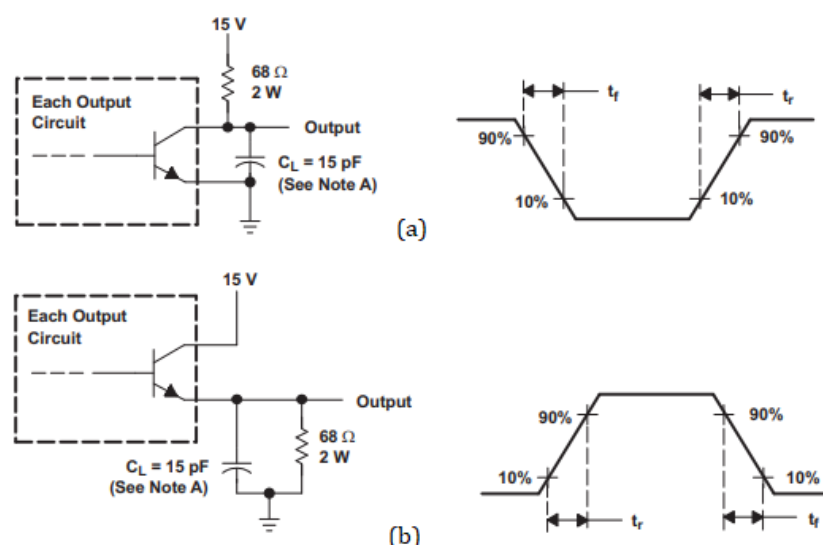


Figura 2.26. Transistores de salida en configuración (a) Emisor común y (b) Emisor seguidor [22]

2.3.2.6 Arranque suave y Tiempo muerto

Este arreglo de resistencias y un capacitor se lo utiliza para reducir el estrés en los transistores de conmutación en el momento de la puesta en marcha.

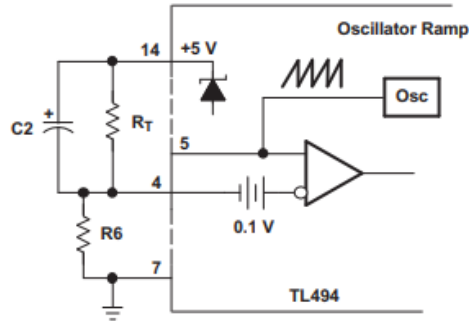


Figura 2.27. Circuito de arranque suave y tiempo muerto [22]

Se calculan las resistencias en base al tiempo muerto requerido, que en este caso es del 50 %. Al aplicar un voltaje entre 0 y 3.3 voltios proporciona un tiempo muerto entre el 3 % y 100 %.

Para calcular el voltaje necesario para un tiempo muerto del 50 %, se obtiene la ecuación lineal del tiempo muerto en relación con el voltaje aplicado en el pin cuatro (DTC).

$$DT\% = 29.3(V_{DTC}) + 3.3 V \quad (2.55)$$

$$50 \% = 29.3(V_{DTC}) + 3.3 V$$

$$V_{DTC} = 1.59 V$$

Aplicando el divisor de voltaje en la resistencia R_6

$$V_{R_6} = (5 V) \frac{R_6}{R_6 + R_T} \quad (2.56)$$

Seleccionando una resistencia R_T de $5.1 K\Omega$ y despejado R_6 se obtiene el valor de resistencia necesario para proporcionar un tiempo muerto del 50 %.

$$1.59 V = (5 V) \frac{R_6}{R_6 + 5100}$$

$$R_6 = 2378 \Omega$$

Se escoge el valor más cercano comercialmente, por lo tanto $R_6 = 2200 \Omega$.

Para dar un arranque inicial suave, el condensador C_2 obliga a la entrada de control de tiempo muerto a seguir al regulador de 5 voltios, lo que desactiva las salidas. (100 % tiempo

muerto). A medida que el capacitor se carga a través de R_6 , el ancho del pulso de salida aumenta lentamente hasta que el bucle de control tome el mando.

El tiempo de arranque suave generalmente está en el rango de 25 a 100 ciclos de reloj. Si se selecciona 50 ciclos de reloj a una frecuencia de conmutación de 30 kHz, se tiene:

$$t = \frac{1}{30kHz} = 33.33 \mu s \quad (2.57)$$

$$C_2 = \frac{33.33 \mu s * 50 \text{ ciclos}}{2200 \text{ ohms}} = 0.75 \mu F \quad (2.58)$$

Se selecciona un capacitor comercial más cercano $C_2 = 0.47 \mu F$.

2.3.3 SENSOR DE CORRIENTE

El sensor de corriente se seleccionó para cumplir con los requerimientos de medición, además el sensor brinda un acoplamiento directo al circuito de control al contar con niveles de voltaje en el mismo rango que el integrado TL494, por lo que evita colocar más etapas de acondicionamiento y así disminuir las posibles fuentes de error.

Su funcionamiento se basa en un sensor de efecto Hall, con un camino de cobre ubicado cerca de la superficie. El flujo de corriente a través de esta ruta de conducción de cobre genera un campo magnético que es detectado por sensor de efecto Hall y convertido en un voltaje proporcional al rango de medición. [23]



Figura 2.28. Sensor de corriente ACS712

Las principales características del sensor ACS712 de 5 amperios se presentan a continuación, más detalles sobre el sensor se pueden encontrar en el ANEXO VI:

- Alimentación: 4,5 a 5,5 VDC
- Rango de medida: 0 a 5 A AC/DC
- Resistencia interna: 1,2 $m\Omega$
- Protecciones: Aislamiento 2,1 $Kv \text{ rms}$
- Salida: Analógica 185 mV/A
- Tiempo de respuesta: 5 μs
- Rango de Error: 1,5 %

2.3.4 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI

Se utilizó uno de los amplificadores de error que incorpora el integrado TL494 y se configuró el arreglo de resistencias y capacitor para obtener un control de tipo proporcional e integral PI. Es importante mencionar que el otro amplificador de error que incorpora el integrado se lo debe inhabilitar ya que puede afectar el funcionamiento al estar sus pines sin conectar.

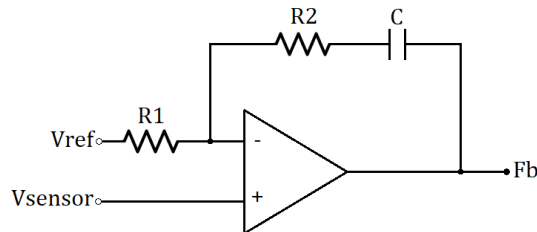


Figura 2.29. Configuración del amplificador de error en modo PI

Relacionando las ecuaciones características de un controlador PI con la configuración del amplificador de error de la Figura 2.29 se obtienen las constantes proporcional (K_p) y la constante integral (K_i) en función de las resistencias R_1 , R_2 y el capacitor C .

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.59)$$

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.60)$$

Donde:

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.61)$$

$$T_i = R_2 C \quad (2.62)$$

$$\frac{Fb(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C s} \right) \quad (2.63)$$

2.3.4.1 Sintonización en lazo abierto

Se obtuvo la respuesta en lazo abierto mostrada en la Figura 2.30 para encontrar un modelo de segundo orden aproximado a la respuesta obtenida del sensor de corriente. Para ello se consideró un tiempo de retardo que se observa entre la respuesta de corriente obtenida mediante una pinza amperimétrica y la respuesta de voltaje que proporciona el sensor de corriente.

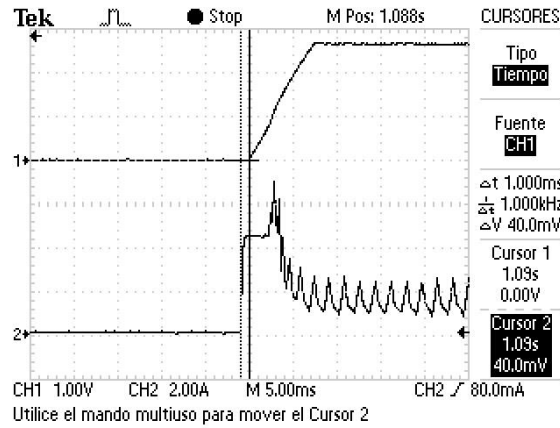


Figura 2.30. Respuesta en lazo abierto

Para tener una mejor apreciación de la curva se importaron los datos de la gráfica a Matlab para obtener los tiempos requeridos mediante el método presentado por Ho y otros [24] el cual es uno de los mejores métodos para la identificación de modelos de polo doble más tiempo muerto según el análisis que se realiza en [24].

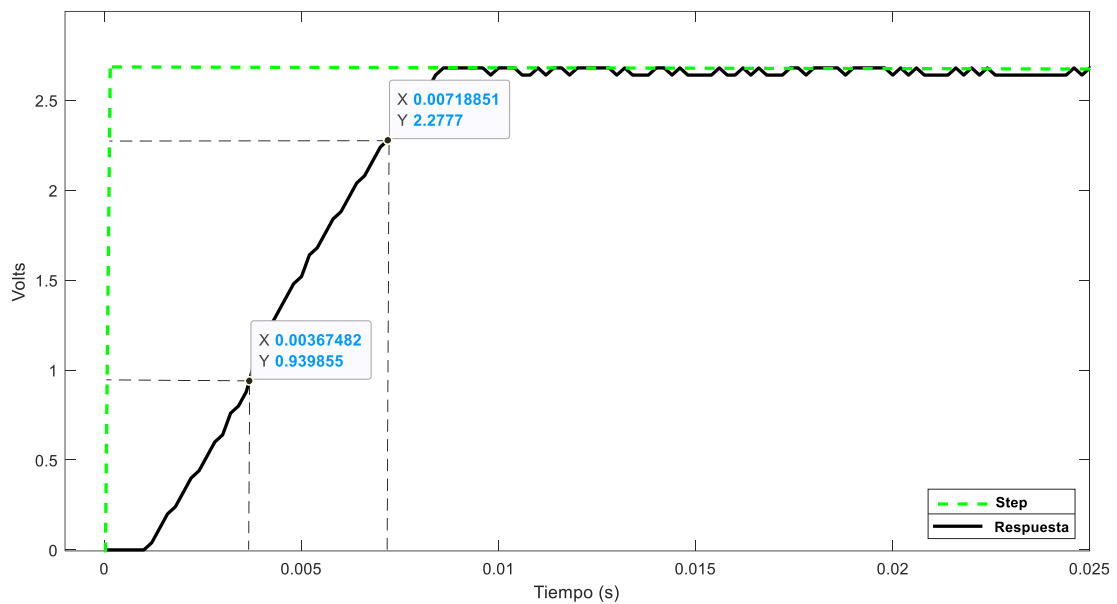


Figura 2.31. Identificación de parámetros de la respuesta en lazo abierto

Para encontrar el modelo de segundo orden se necesita resolver el siguiente sistema de ecuaciones mediante las constantes y tiempos de medición que propone Ho y otros [24].

$$\tau = at_1 + bt_2 \tag{2.64}$$

$$t_m = ct_1 + dt_2 \tag{2.65}$$

Tabla 7. Constantes de identificación por el método de Ho et al

$\%t_1$	$\%t_2$	a	b	c	d
35	85	-0.463	0.463	1.574	-0.574

De la Figura 2.31 se obtiene los siguientes tiempos al 35 % y 85 % de la amplitud de la curva en estado estable.

$$t_1 = 0.00367$$

$$t_2 = 0.00718$$

Resolviendo las ecuaciones (2.64) y (2.65) se encuentra:

$$\tau = 0.001625$$

$$t_m = 0.001655$$

La constante K viene dada por la relación entre la amplitud de referencia (2.68 voltios) y la amplitud de la respuesta (2.68 voltios), por lo tanto $K = 1$. De este modo se puede representar el modelo mediante la siguiente ecuación de segundo orden:

$$G_p(s) = \frac{K e^{-t_m s}}{(\tau s + 1)^2} = \frac{e^{-0.001655s}}{(0.001625s + 1)^2} \quad (2.66)$$

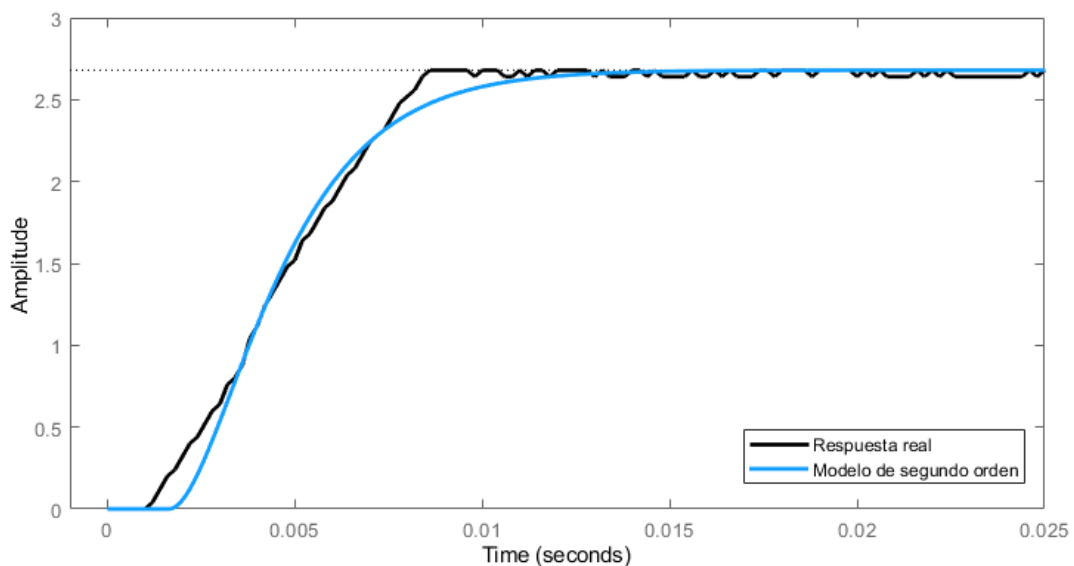


Figura 2.32. Comparación del modelo de segundo orden con la respuesta real

Para la sintonización del controlador se utiliza Ziegler Nichols debido a que cumple con la relación $\frac{t_m}{\tau} \geq 1$, la cual es recomendada en [25] para el uso de este método de sintonización.

Tabla 8. Parámetros de sintonización por Ziegler Nichols

Controlador	K_p	τ_i
PI	$0.9 \frac{\tau}{K t_m}$	$\frac{t_m}{0.3}$

$$K_p = \frac{0.9\tau}{kt_m} = \frac{0.9(1.625 \text{ ms})}{1(1.655 \text{ ms})} = 0.883 \quad (2.67)$$

$$T_i = \frac{t_m}{0.3} = \frac{1.655 \text{ ms}}{0.3} = 0.0055 \quad (2.68)$$

Para el cálculo de la resistencia R_1 se utilizan las ecuaciones (2.61) y (2.62).

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{1}{R_1 C} = 160.06 \quad (2.69)$$

Seleccionando un capacitor de 0.22 uF y despejando R_1 :

$$R_1 = \frac{1}{(160.06)(0.22\mu F)} = 28398.44 \Omega \rightarrow 30 \text{ K}\Omega$$

Despejando la resistencia R_2 de la ecuación (2.61).

$$R_2 = 0.883(R_1) \quad (2.70)$$

$$R_2 = 0.883(30 \text{ K}\Omega) = 26490 \text{ K}\Omega \rightarrow 27 \text{ K}\Omega$$

Quedando como resultado el siguiente controlador PI:

$$C(s) = 0.9 \left(1 + \frac{1}{0.00594s} \right) \quad (2.71)$$

2.3.5 ESQUEMATICO GENERAL DEL CIRCUITO DE CONTROL Y POTENCIA

El esquema de conexión completo tanto de la parte de control como de potencia a implementar se presenta la Figura 2.33, Para comprobar el funcionamiento se realizaron pruebas en Protoboard para tener un fácil acceso a cada elemento del circuito y poder hacer modificaciones en caso de ser necesario. Una vez que se realizaron las pruebas necesarias se trasladó el circuito a un PCB para optimizar el espacio y reducir el ruido generado en el Protoboard y los cables por la alta frecuencia de trabajo.

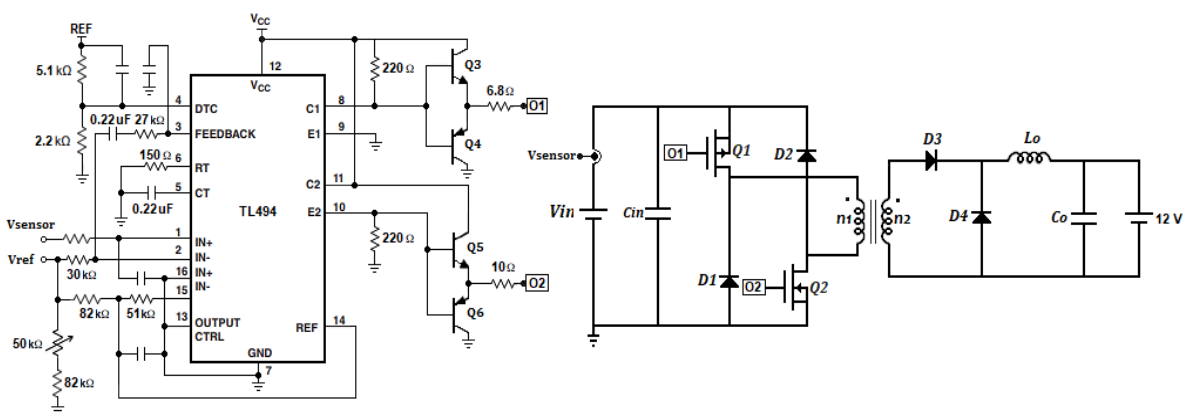


Figura 2.33. Esquema general de control y potencia del convertidor Forward Dual

2.4 MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR PUENTE HÍBRIDO

Con motivo de estudio del convertidor Puente Híbrido (Forward de dos interruptores) a continuación se presenta el análisis de sus ecuaciones en función del estado de los interruptores de potencia (ON y OFF).

2.4.1 ECUACIONES EN ESTADO ON

Al analizar el circuito equivalente en la Figura 2.4 se pueden determinar las siguientes ecuaciones de estado para el inductor L_o y el capacitor C_o .

$$L_o \frac{di_o}{dt} = V_2 - V_o \quad (2.72)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{L_o} - \frac{V_o}{R} \quad (2.73)$$

2.4.2 ECUACIONES EN ESTADO OFF

De igual forma se obtienen las ecuaciones de estado del circuito equivalente mostrado en la Figura 2.5.

$$L_o \frac{di_o}{dt} = -V_o \quad (2.74)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{L_o} - \frac{V_o}{R} \quad (2.75)$$

Al combinar las ecuaciones en estado de conducción ON, donde el ciclo de trabajo es (D) y en estado de conducción OFF es (1 – D) resulta:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{V_2 D - V_o}{L_o} \quad (2.76)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_{L_o} R - V_o}{RC_o} \quad (2.77)$$

Al tener la misma potencia de entrada y salida, la corriente de entrada I_E se la puede expresar de la siguiente forma:

$$V_{in} I_E = V_o I_o \quad (2.78)$$

$$I_E = \frac{V_o I_o}{V_{in}} \quad (2.79)$$

$$I_E = \frac{V_o D}{nR} \quad (2.80)$$

2.4.3 MATRIZ DE ESTADOS

A partir de las ecuaciones (2.76), (2.77) y (2.80) obtenidas anteriormente, se puede representar el modelo promediado del convertidor puente híbrido mediante un modelo de estados el cual tendrá como entrada el voltaje V_{in} y como salida la corriente I_E , las variables de estado corresponderán a los dos elementos almacenadores de energía como lo son L_o y C_o .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_o \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{nL_o} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (2.81)$$

$$[I_E] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{nR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ v_o \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$H(s) = C(sI - A)^{-1} \cdot B \quad (2.83)$$

$$H(s) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{nR} \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{D}{nL_o} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Realizando las operaciones matriciales se obtiene función de transferencia de la corriente de entrada I_E .

$$H_{I_E}(s) = \frac{\left(\frac{D}{n}\right)^2}{L_o C_o R s^2 + L_o s + R} \quad (2.85)$$

Esta función de transferencia va a depender de la relación de trabajo D que es la que se controla para regular la corriente I_E y los demás parámetros como la carga R , y el filtro de salida $L_o C_o$. Debido a que la carga utilizada en este trabajo es una batería, el diseño de controlador se lo llevo a cabo mediante un modelo aproximado de la respuesta real como se mostró en la Sintonización en lazo abierto.

La validación del modelo promediado se presenta en la Figura 2.34 donde se observa el color verde el modelo promediado de la corriente de entrada y en color azul la corriente de entrada que se obtiene en el convertidor DC-DC sin el filtro de entrada.

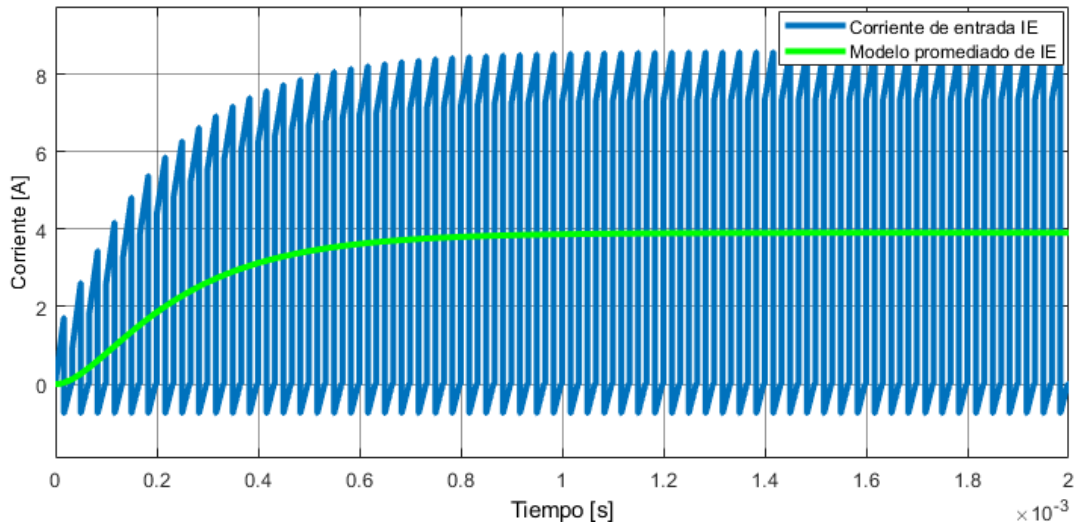


Figura 2.34. Validación del modelo promediado de la corriente de entrada

2.5 SIMULACIÓN

En la Figura 2.35 se presenta el circuito implementado en Simulink para realizar la simulación del convertidor Forward de dos interruptores. Se implementó el controlador PI a partir de la medida de la corriente de entrada y una referencia de corriente.

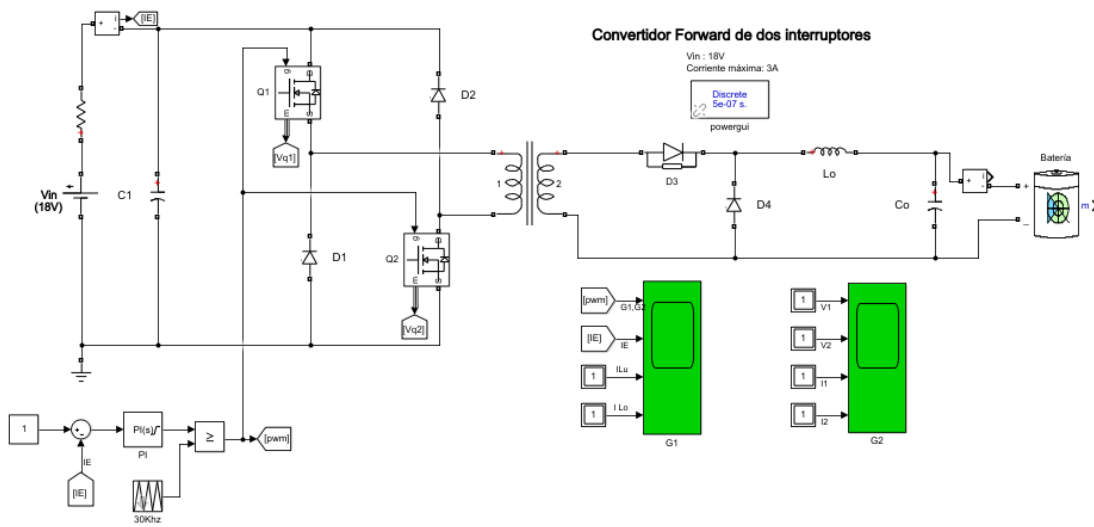


Figura 2.35. Circuito implementado en Simulink

En la Figura 2.36 se muestra el control de corriente para diferentes referencias en el rango indicado entre uno y tres amperios, observando que el control se está realizando correctamente mediante el controlador PI implementado.

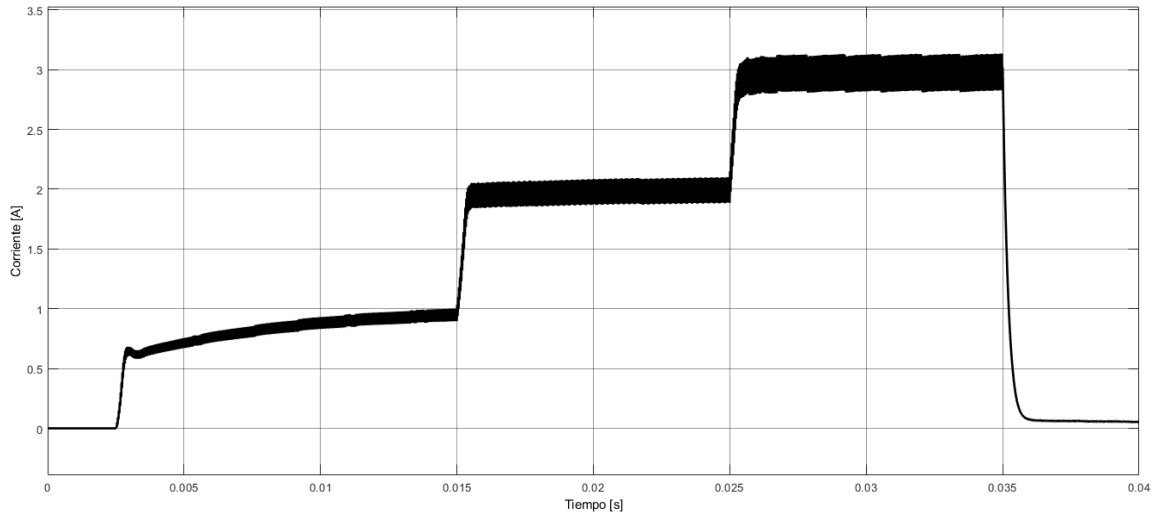


Figura 2.36. Control de corriente

En el Capítulo 3 se presentan con más detalle las formas de onda obtenidas en la simulación para realizar una comparación con las formas de onda obtenidas con el prototipo construido.

2.6 DISEÑO DE LA PCB

El diseño del circuito de control y potencia del convertidor DC-DC se ha implementado en Software de diseño electrónico Proteus, por su facilidad de manejo y su fácil creación de componentes, herramienta necesaria ya que los principales componentes a utilizar en el circuito como el transformador e inductor no se los puede encontrar en las librerías de los programas de diseño de PCBs.

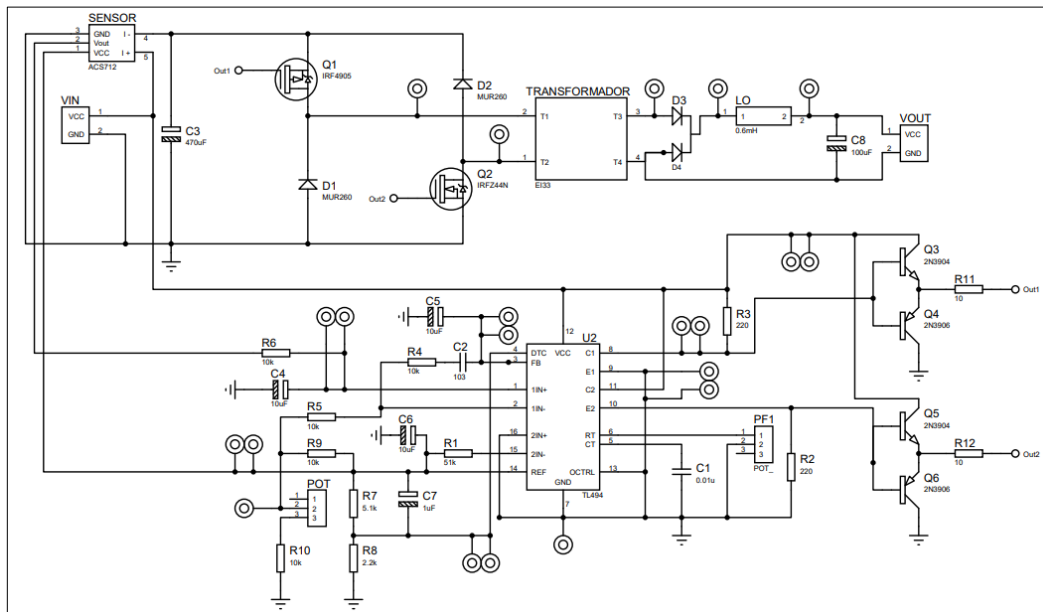


Figura 2.37. Circuito esquemático de control y potencia en Proteus

La distribución de los componentes de la placa se dividió entre la parte de control y potencia teniendo en cuenta recomendaciones de la hoja de datos del integrado TL494 sobre las cortas distancias al colocar sus componentes, y el uso de algunos capacitores auxiliares para mejorar la estabilidad de control.

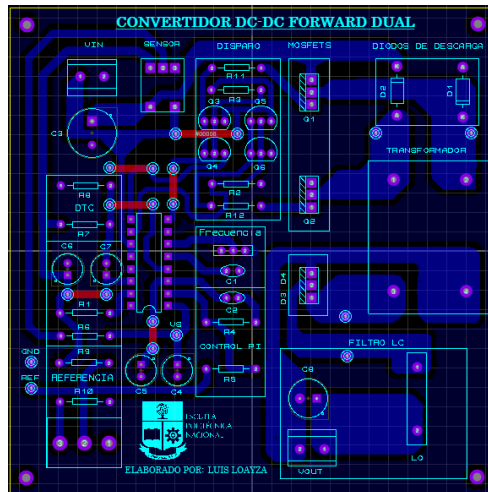


Figura 2.38. Enrutamiento de la PCB

La PCB se fabricó mediante una empresa especializada en la fabricación de circuitos impresos de buena calidad, esto debido a que en comparación al método de serigrafía casera el resultado tendría menos tiempo de vida útil ya que las pistas de cobre tienden a oxidarse si no tienen la debida protección que brinda la máscara anisodonte, además se puede imprimir la máscara de componentes que facilita la identificación de elementos para una fácil comprensión del circuito. (ver ANEXO XI)



Figura 2.39. Vista 3D del circuito impreso

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 RESULTADOS

3.1.1 PROTOTIPO FINAL

Para presentar las tres topologías que comprende el trabajo de integración curricular se diseñó una caja para facilitar la manipulación y conexión de los tres circuitos. En el ANEXO XI se puede observar con más detalle el prototipo de PCB individual del convertidor Forward de dos interruptores.

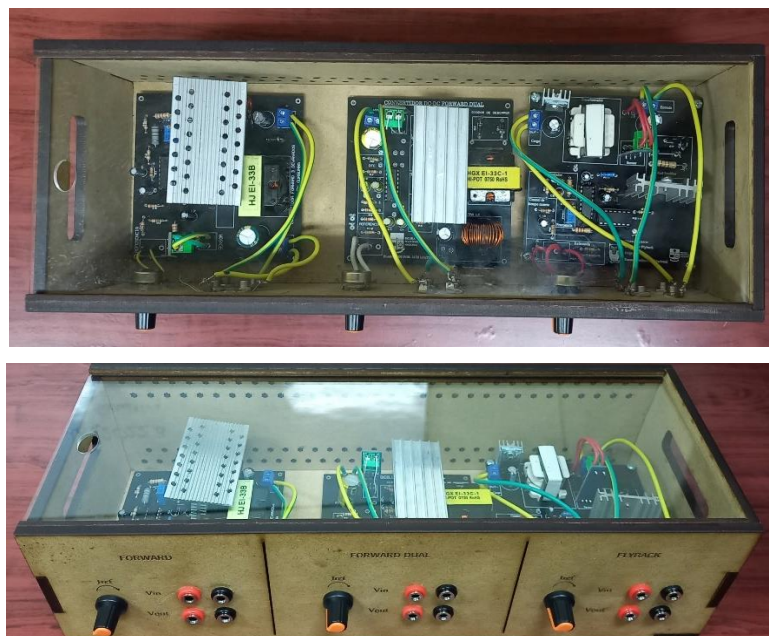


Figura 3.1. Prototipo final del convertidor Forward Dual

3.1.2 FORMAS DE ONDA

Primeramente, se realizaron pruebas del controlador de corriente. Comparando la Figura 3.2 y Figura 3.3 se puede evidenciar un gran cambio en la respuesta del sensor de voltaje para una referencia de corriente de 1.44 amperios. En lazo abierto se observan pronunciados picos de voltaje en todo el estado estable, sin embargo, cuenta con un rápido tiempo de establecimiento de 8 milisegundos. En cambio, la respuesta en lazo cerrado muestra una notable mejora en el rizado de voltaje manteniendo un buen tiempo de establecimiento de 25 milisegundos y un sobre pico inicial del 8.69 %.

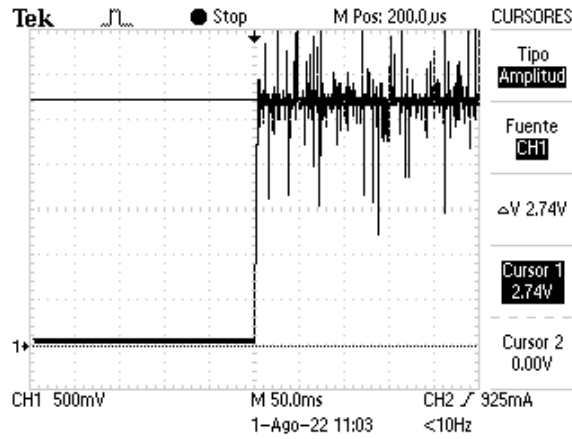


Figura 3.2. Respuesta de corriente en lazo abierto

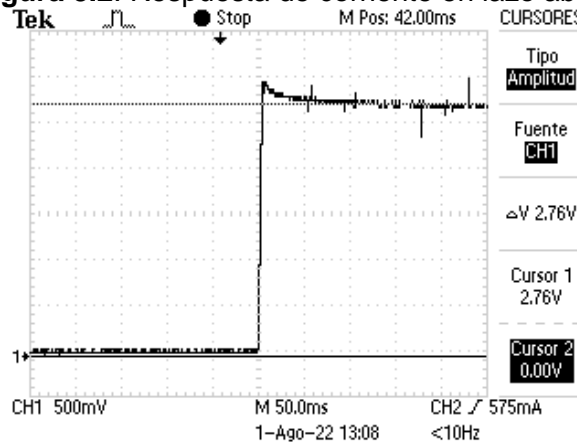


Figura 3.3. Respuesta de corriente en lazo cerrado

Para verificar el correcto funcionamiento del Convertidor DC-DC Forward de dos interruptores se presentan las formas de onda de algunos de sus componentes. En la Figura 3.4 se muestra el voltaje en el devanado primario del transformador, observando bajos picos de tensión, el tiempo muerto entre los escalones positivos y negativos indica que el restablecimiento magnético en el transformador se está dando correctamente.

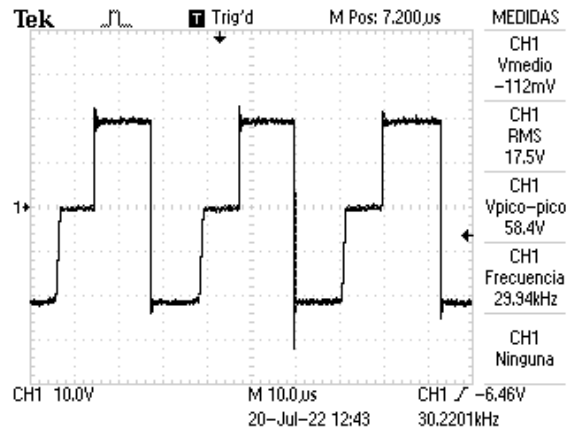


Figura 3.4. Voltaje en el bobinado primario del transformador

En la Figura 3.5 se indica la conmutación de los MOSFETs, los cuales están trabajando a una frecuencia de 30 kHz, de forma ideal las formas de onda deberían ser similares, sin embargo, al utilizar MOSFETs de canal P y N las características de estos difieren un poco.

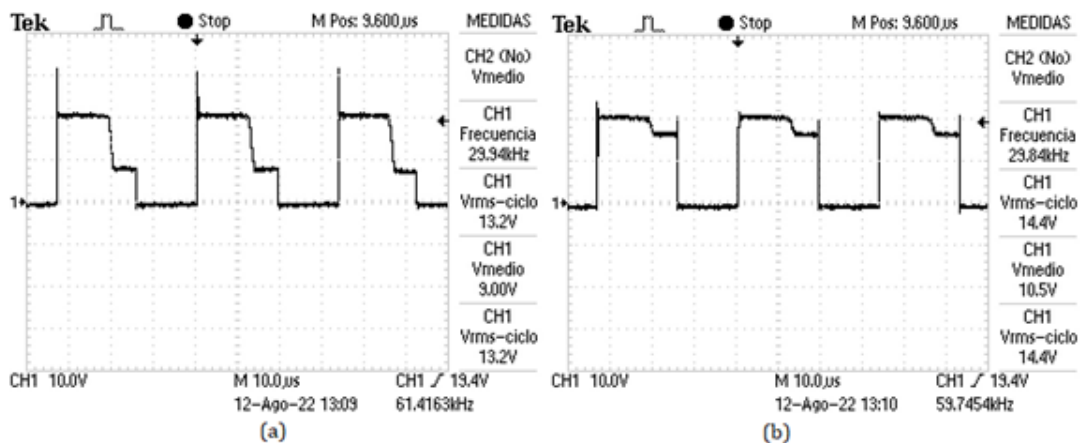


Figura 3.5. Voltaje Drain-Source del MOSFET (a) canal P y (b) canal N

En la Figura 3.6 se indica la respuesta de la corriente de entrada en estado transitorio y estable, como se observa la respuesta de corriente se establece en un valor medio de 1.44 amperios que es el valor de referencia que se estableció en un principio, además se puede notar el rizado característico de la corriente producido por la conmutación de los interruptores de potencia, dicha corriente ha sido filtrada mediante el capacitor de entrada C_{in} para reducir el rizado pronunciado.

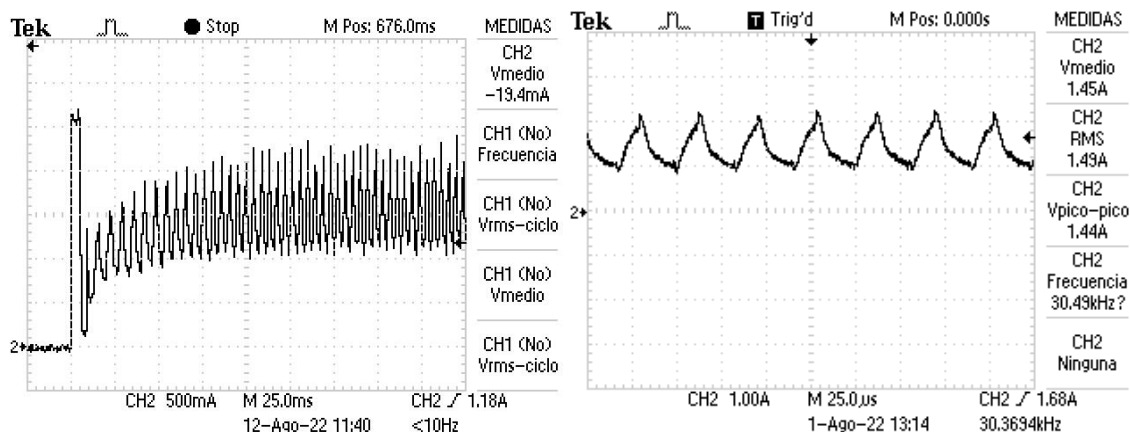


Figura 3.6. Corriente de entrada

En la Figura 3.7 se muestra la corriente de salida en la carga la cual es tratada mediante el filtro LC, mediante la medición del valor medio de esta corriente se determinó la eficiencia del prototipo.

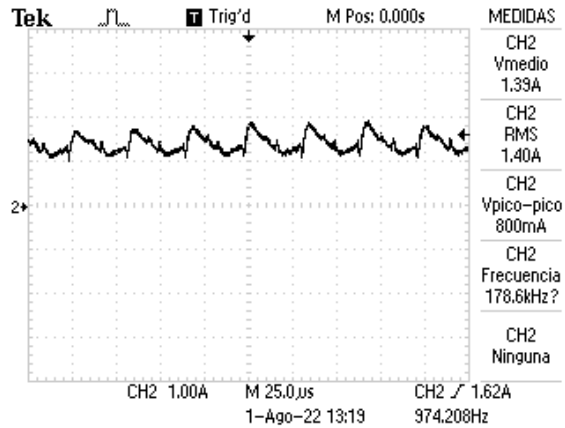


Figura 3.7. Corriente de salida

En la Figura 3.8 se presenta el seguimiento de la referencia de la corriente de entrada, los resultados se presentaron a partir del sensor de corriente el cual proporciona una salida de voltaje, ya que, para comparar la referencia y respuesta de corriente se necesita trabajar en los mismos rangos de voltaje, sin embargo este rango se ve limitado debido a que el sensor de corriente entrega un voltaje entre 2.5 y 3.055 voltios proporcionalmente a la corriente entre cero y tres amperios, por lo cual se dificulta la visualización de el seguimiento de referencia, sin embargo se logra apreciar que el control está funcionando adecuadamente ante cambios de referencia bruscos en todo el rango diseñado.

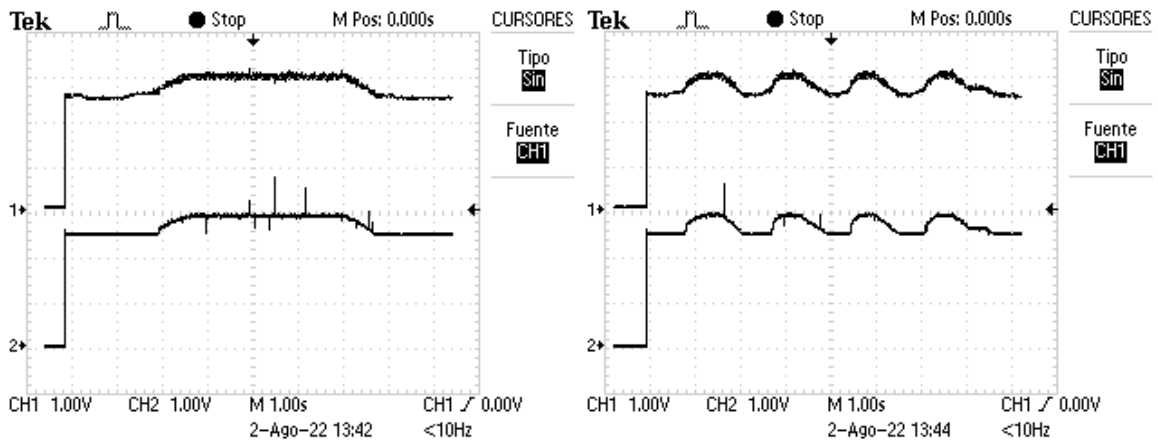


Figura 3.8. Seguimiento de referencia

A continuación, se presentan las formas de onda obtenidas en la simulación del circuito presentado en la Figura 2.35, con el objetivo de comparar formas de onda con el circuito implementado.

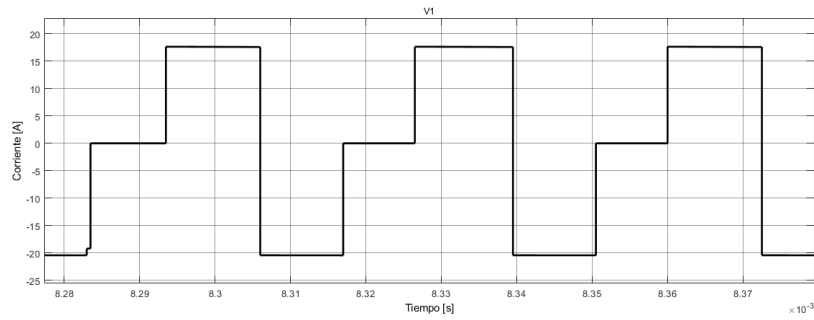


Figura 3.9. Voltaje en el bobinado primario del transformador

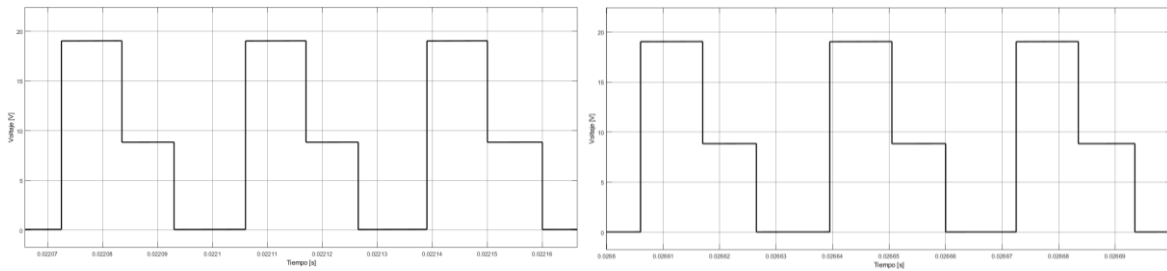


Figura 3.10. Voltaje Drain-Source del MOSFET de canal P y N

Las formas de onda mostradas por simulación presentan un rizado menor en comparación a las formas de onda reales, y como era de esperar no existen picos de voltajes en la conmutación de los interruptores, sin embargo, se puede corroborar que el prototipo está funcionando de la forma esperada al ver la similitud entre las formas de onda.

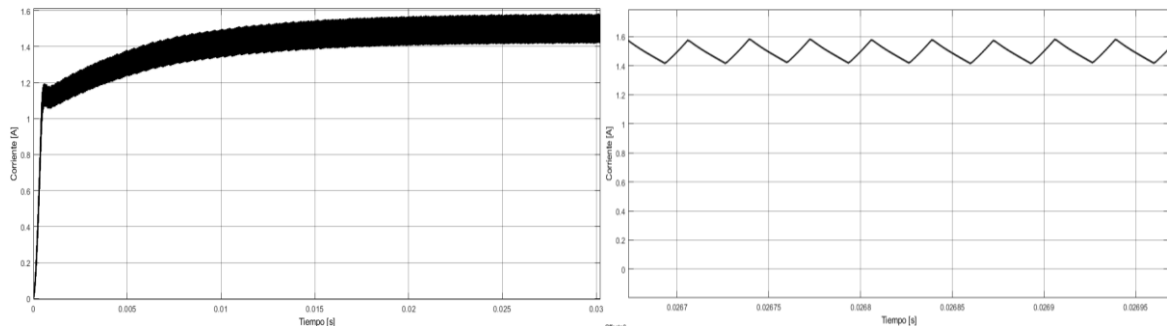


Figura 3.11. Corriente de entrada

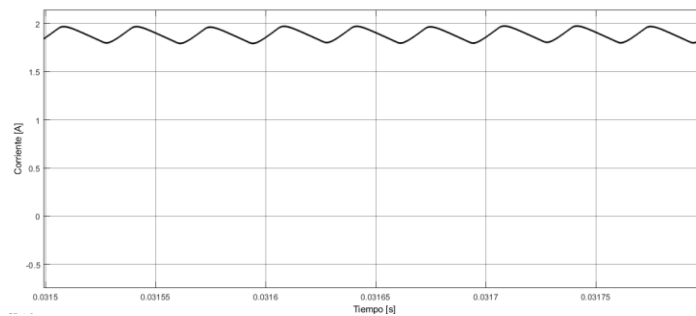


Figura 3.12. Corriente de salida

3.1.3 PRUEBAS DE OPERACIÓN

Las pruebas de operación se realizaron para un voltaje de 18 voltios tomando como base los datos de placa del panel solar seleccionado en condiciones nominales (ver ANEXO V). A medida que se aumentaba la referencia de corriente en pasos de 0.25 amperios en el rango de cero a tres amperios se realizaron medidas de voltaje y corriente tanto en la entrada como en la salida del convertidor DC-DC para determinar una eficiencia promedio de operación.

Tabla 9. Pruebas de operación en diferentes puntos de potencia

V_{in} [V]	I_{in} [A]	V_{out} [V]	I_{out} [A]	Eficiencia η [%]
18	0.25	12.41	0.279	76.94
	0.50	12.50	0.624	86.67
	0.75	12.56	0.945	87.92
	1.00	12.80	1.240	88.17
	1.25	12.91	1.520	87.21
	1.50	13.04	1.770	85.48
	1.75	13.15	2.000	83.49
	2.00	13.25	2.210	81.34
	2.25	13.33	2.420	79.65
	2.50	13.45	2.590	77.41
	2.73	13.56	2.760	76.16
3.00	13.67	2.930	74.17	
				$\bar{\eta} = 82.05$

Se puede representar la eficiencia en función de la potencia desde los 4.5 vatios hasta los 54 vatios, teniendo un pico de eficiencia máxima de 88.17 % y como eficiencia promedio de un 82.05 %. Este resultado es esperado por las pérdidas en el transformador y por conmutación en los dos interruptores de potencia por los tiempos de encendido y apagado que se ven reflejados en calor.

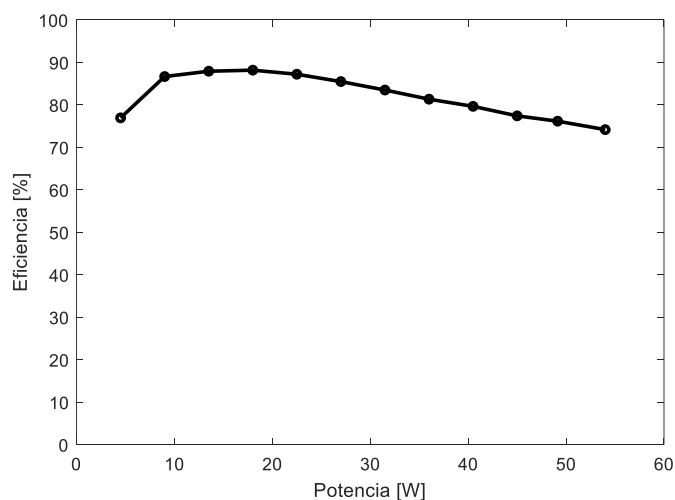


Figura 3.13. Grafica de Eficiencia vs Potencia

3.2 CONCLUSIONES

- Se verificó que el Convertidor DC-DC Forward de dos interruptores mejora la forma de eliminar la energía almacenada en el transformador comparado con el convertidor Forward tradicional con tercer devanado, ya que no requiere de circuitos amortiguadores para eliminar picos de tensión en el devanado primario del transformador, esta ventaja permite descartar el diseño de Snubbers que en otros convertidores DC-DC a menudo requieren, estos beneficios justificarían la complicación que añade el agregar un segundo interruptor de potencia.
- Se verificó que el seguimiento de la referencia sea adecuado ante cambios bruscos, aunque el tiempo de establecimiento del control en lazo cerrado aumentara con respecto al tiempo en lazo abierto, se observa que el control de corriente es efectivo, puesto que reduce drásticamente picos de corriente no deseados en estado estable que perjudicarían el rendimiento del circuito.
- Tras el análisis del circuito integrado TL494 se determinó que sus funcionalidades se adaptan perfectamente para el control por ancho de pulso de convertidores DC-DC, ya que simplifica el uso de componentes externos como amplificadores de error, gate drivers, etc. Además, su poco consumo de energía y bajo costo lo hace ideal para aplicaciones de baja potencia.
- Tras realizar diferentes pruebas de operación del convertidor DC-DC Forward de dos interruptores se obtuvo una eficiencia promedio del 82% en todo el rango de potencia de operación, aunque está por debajo de la eficiencia teórica se puede justificar este valor por las pérdidas que existen principalmente en elementos como el transformador por sus pérdidas en el núcleo y cobre que crecen al ser un transformador bobinado manualmente y con cable esmaltado común, así como los interruptores de potencia por sus pérdidas en la resistencia de encendido R_{dson} que en el caso de esta topología implementada como su nombre lo indica utiliza dos interruptores.

3.3 RECOMENDACIONES

- Si se requiere minimizar las pérdidas por el cobre en el transformador, puede resultar útil utilizar el calibre de cable esmaltado más grueso que se pueda utilizar teniendo en cuenta el efecto piel. Otra opción es unir varios cables más finos que el calibre calculado (conexión paralela) ya que, se constató que realizando esta práctica se obtuvieron mejores resultados.
- Para maximizar el acoplamiento entre los devanados del transformador y por ende minimizar inductancias de fuga, se recomienda bobinar de forma concéntrica los devanados, una buena técnica es dividir el devanado primario y colocar la primera capa en la zona más interna y la segunda capa en el exterior. Construir de forma correcta el transformador evitará o reducirá los picos de voltaje que se generan por la inductancia de fuga del devanado primario.
- El modulador por ancho de pulso TL494, requiere de algunos capacitores que recomienda el fabricante, el primer capacitor auxiliar fue colocado en el pin de realimentación (feedback), recomendado para mejorar la estabilidad y el tiempo de respuesta. En el pin de voltaje de referencia interna (REF) se colocó otro capacitor auxiliar para mantener esta referencia estable.
- Componentes como R_T , C_T que determinan la frecuencia de operación, resistencias y capacitores del controlador PI, deben ser colocados lo más cerca posible al circuito integrado y lejos de fuentes de ruido como inductores, ya que afectan el funcionamiento notablemente.
- Verificar que los tiempos de encendido y apagado de los MOSFETs estén dentro del rango especificado por el fabricante del modulador TL494 tomando en cuenta los tiempos de retardo de los demás dispositivos como el sensor de corriente, caso contrario hacer uso de circuitos auxiliares como Totem Pole que fue de utilidad para mejorar estos tiempos.
- Para verificar el seguimiento de la referencia de corriente fue necesario observar la respuesta de voltaje del sensor acondicionador de corriente, y la referencia de voltaje entregada desde el divisor de voltaje, de esta forma se pudo comparar y verificar el seguimiento de la referencia.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Agency Interantaional Energy, "Renewable electricity Market Update Outlook 2021 and 2022," [En línea]. Available: <https://iea.blob.core.windows.net/assets/18a6041d-bf13-4667-a4c2-8fc008974008/RenewableEnergyMarketUpdate-Outlookfor2021and2022.pdf>.
- [2] R. M. F. K. L. S. John F. Geisz, "Six-junction III–V solar cells with 47.1% conversion efficiency under 143 Suns concentration," *Nature Energy*, 2017.
- [3] M. Reyes, "Análisis y Diseño de Microconvertidores DC-DC tipo Flyback para una Central Fotovoltaica conectada a la Red," Octubre 2014. [En línea]. Available: http://repositorio.udec.cl/bitstream/11594/1970/3/Tesis_Analisis_y_Diseño_de_Microconvertidores.pdf.
- [4] R. Stull, "Isolated vs Non-Isolated Power Converters," 2019. [En línea]. Available: <https://www.cui.com/blog/isolated-vs-non-isolated-power-converters>.
- [5] F. D. Tan, "The forward converter: from the classic to the contemporary," *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, nº DOI: 10.1109/APEC.2002.989344., 2002.
- [6] Á. Gimenez, "DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR FLYBACK PARA UN SISTEMA FOTOVOLTAICO," Valencia, 2016.
- [7] B. B. Youhao Xi, "EETimes Understand two-switchforward/flyback forward/flyback conconvertersverter," 2008. [En línea]. Available: <https://www.eetimes.com/two-switch-topology-boosts-forward-flyback-designs/>.
- [8] VISHAY, "Two-Switch Forward Converter:Operation, FOM, and MOSFET Selection Guide," Enero 2014. [En línea]. Available: <https://www.vishay.com/docs/91616/twoswitch.pdf>.
- [9] WCMAGNETICS, "Switchmode power supply transformer design," [En línea]. Available: <https://www.wcmagnetics.com/wp-content/uploads/2015/02/appnote11.28.10.pdf>.
- [10] Khagarapur, "Module 3 DC to DC Converters Basic Electrical Technology Version 2 EE IIT," India, 2008.
- [11] M. Robert W. Erickson, "Converter Circuits," de *Fundamental of Power Electronics Second Edition*, DOI:10.1007/978-3-030-43881-4_6, 2020, 2020.
- [12] K. H. S. R. J. S. Perumal S, "Dual Switch Forward & Flyback Converter: A Comparison," 2015. [En línea]. Available: http://ijiset.com/vol2/v2s4/IJISSET_V2_I4_27.pdf.
- [13] SMARTEK SOLUTIONS, "PANEL SOLAR FOTOVOLTAICO MONOCRISTALINO 50W," [En línea]. Available: <http://electrosistemas.com.ar/datasheets/smartek/FP-P50-18-Smartek.pdf>.
- [14] R. Dekker, "A simple flyback converter high voltage power supply for NIXIE tubes," [En línea]. Available: <https://www.dos4ever.com/flyback/flyback.html#ind2>.

- [15] C. W. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook Third Edition," 2004. [En línea]. Available: <https://doi.org/10.1201/9780203913598>.
- [16] International Rectifier , "HIGH AND LOW SIDE DRIVER DATASHEET," [En línea]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/68056/IRF/IR2101.html>.
- [17] International Rectifier , "IRF3205 Power MOSFET Datasheet," [En línea]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/68131/IRF/IRF3205.html>.
- [18] International Rectifier , "IRF4905 Power MOSFET Datasheet," [En línea]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/68156/IRF/IRF4905.html>.
- [19] TOSHIBA, "MOSFET Gate Drive Circuit," 2018. [En línea]. Available: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=59460>.
- [20] ON Semiconductor, "MUR260 Power Rectifier Datasheet," [En línea]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/83867/ONSEMI/MUR260.html>.
- [21] ON Semiconductor, "MBR2045CT Power Rectifier Datasheet," [En línea]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/62089/GE/MBR2045CT.html>.
- [22] Texas Instruments, "TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits," [En línea]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf?ts=1652629558810>.
- [23] Allegro MicroSystems, "Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor ACS712," [En línea]. Available: <https://www.sparkfun.com/datasheets/BreakoutBoards/0712.pdf>.
- [24] V. M. Alfaro, "IDENTIFICACIÓN DE PROCESOS SOBREAMORTIGUADOS UTILIZANDO TÉCNICAS DE LAZO ABIERTO," 2011. [En línea]. Available: <https://revistas.ucr.ac.cr/index.php/ingenieria/article/view/604/665>.
- [25] A. B. Novoa, "Análisis de métodos de sintonización para controladores PI industriales," 2007. [En línea]. Available: <https://biblioteca.utb.edu.co/notas/tesis/0039457.pdf>.

5 ANEXOS

ANEXO I. HOJA DE DATOS MOSFET 3205

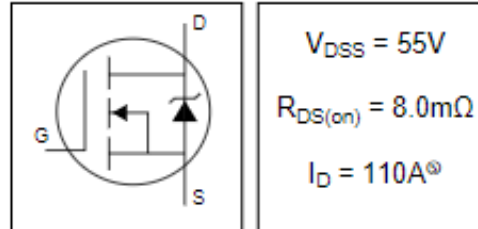
International
IRF Rectifier

PD-91279E

IRF3205

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	110 ①	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	80	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	390	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	62	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ①	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	


Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

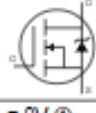
www.irf.com

1

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.057	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	8.0	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 62A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	44	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 62A$ ②
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	148	nC	$I_D = 62A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	35		$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	54		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	101	—		$I_D = 62A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	50	—		$R_G = 4.5\Omega$
t_f	Fall Time	—	65	—		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3247	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	781	—		$V_{DS} = 25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	211	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ④	—	1050 ⑤	264 ⑥	mJ	$I_{AS} = 62A, L = 138\mu H$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	110	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	390		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 62A, V_{GS} = 0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	69	104	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 62A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	143	215	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_D + L_S$)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 138\mu H$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 62A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 62A, di/dt \leq 207A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

- ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.
- ⑥ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑦ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

ANEXO II. Hoja de datos MOSFET IRF9540

International
IR Rectifier

PD - 9.1280C

IRF4905

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

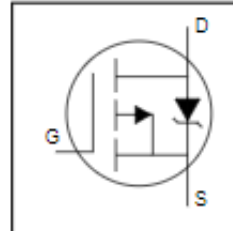
The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

Absolute Maximum Ratings

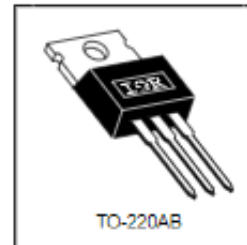
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10\text{V}$	-74	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10\text{V}$	-52	
I_{DM}	Pulsed Drain Current \emptyset	-260	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy \emptyset	930	mJ
I_{AS}	Avalanche Current \emptyset	-38	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy \emptyset	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt \emptyset	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance


	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	




$V_{DSS} = -55\text{V}$
$R_{DS(on)} = 0.02\Omega$
$I_D = -74\text{A}$



Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{DS(BR)}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-65	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{DS(BR)}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.05	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.02	Ω	$V_{GS} = -10V, I_D = -38A$ Ⓞ
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = -25V, I_D = -38A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	μA	$V_{DS} = -55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	-250		$V_{DS} = -44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	180	nC	$I_D = -38A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	32		$V_{DS} = -44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	86		$V_{GS} = -10V$, See Fig. 6 and 13 Ⓞ
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—		$V_{DS} = -28V$
t_r	Rise Time	—	99	—	ns	$I_D = -38A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	81	—		$R_G = 2.5\Omega$
t_f	Fall Time	—	98	—		$R_G = 0.72\Omega$, See Fig. 10 Ⓞ
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3400	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	1400	—		$V_{DS} = -25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	640	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-74	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) Ⓞ	—	—	-260		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	-1.6	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -38A, V_{GS} = 0V$ Ⓞ
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	89	130	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -38A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	230	350	μC	$di/dt = -100A/\mu s$ Ⓞ
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_D+L_S)				

ANEXO III. Calibres alambre de cobre esmaltado AWG

Calibre (AWG)	DIÁMETRO COBRE			Diámetro con Esmalte Máximo	Incremento de Esmalte Mínimo	Elongación Mínimo	Rigidez Dieléctrica Mínimo	Ángulo de Retorno Máximo	Resistencia a la Abrasión Mínimo	Temperatura Mínimo	Continuidad Máximo
	Mínimo	Nominal	Máximo								
4	5,138	5,189	5,227	5,329	0,094	38	3700	5°	NA	300°	NA
5	4,575	4,620	4,656	4,757	0,094	37	3700	5°	NA	300°	NA
6	4,074	4,115	4,148	4,247	0,091	37	3600	5°	NA	300°	NA
7	3,630	3,665	3,693	3,790	0,089	36	3500	5°	NA	300°	NA
8	3,231	3,264	3,287	3,383	0,089	36	3500	5°	NA	300°	NA
9	2,878	2,906	2,929	3,023	0,086	36	3400	5°	NA	300°	NA
10	2,563	2,588	2,609	2,703	0,086	35	6800	5°	1270	300°	NA
11	2,281	2,304	2,327	2,418	0,084	35	6600	5°	1270	300°	NA
12	2,032	2,052	2,073	2,162	0,081	34	6400	5°	1270	300°	NA
13	1,811	1,829	1,847	1,935	0,081	34	6400	5°	1270	300°	NA
14	1,613	1,628	1,643	1,732	0,081	33	6330	42	1270	300°	5
15	1,435	1,450	1,466	1,549	0,076	33	6160	46	1190	300°	5
16	1,278	1,290	1,303	1,384	0,074	33	6000	50	115	300°	5
17	1,138	1,151	1,163	1,240	0,071	32	5850	54	1045	300°	5
18	1,013	1,024	1,034	1,110	0,066	32	5700	58	980	300°	5
19	0,902	0,912	0,922	0,993	0,064	31	5550	62	910	300°	5
20	0,805	0,813	0,820	0,892	0,061	30	5410	66	850	300°	5
21	0,716	0,724	0,732	0,800	0,056	30	5270	53	800	300°	5
22	0,635	0,643	0,650	0,714	0,053	29	5130	58	750	300°	5
23	0,569	0,574	0,579	0,643	0,051	29	5000	62	700	300°	5
24	0,505	0,511	0,516	0,577	0,048	28	4870	67	655	300°	5
25	0,450	0,455	0,460	0,516	0,046	28	4740	72	615	300°	5
26	0,399	0,404	0,409	0,462	0,043	27	4620	76	575	300°	5
27	0,358	0,361	0,363	0,419	0,041	27	4500	50	540	300°	5
28	0,318	0,320	0,323	0,373	0,041	26	4380	55	510	300°	5
29	0,284	0,287	0,290	0,338	0,038	26	4270	61	480	300°	5
30	0,251	0,254	0,257	0,307	0,033	25	4220	66	450	300°	5
31	0,224	0,226	0,229	0,274	0,030	24	3900	NA	NA	300°	5
32	0,201	0,203	0,206	0,246	0,028	24	3570	NA	NA	300°	5
33	0,178	0,180	0,183	0,221	0,025	23	3250	NA	NA	300°	5
34	0,157	0,160	0,163	0,198	0,023	22	2920	NA	NA	300°	5
35	0,140	0,142	0,145	0,178	0,023	21	2920	NA	NA	300°	5
36	0,124	0,127	0,130	0,160	0,020	20	2600	NA	NA	300°	5
37	0,110	0,112	0,117	0,145	0,018	20	2270	NA	NA	300°	5
38	0,099	0,102	0,104	0,130	0,016	19	950	NA	NA	300°	5

ANEXO IV. Hoja de datos núcleo de ferrita



PRODUCT DATA SHEET

CORE – EI3313

Appearance & Shape: To be free from any defect such as flow, burrs, unevenness etc; as per IEC standards

Effective parameters irrespective of material grade (per set)

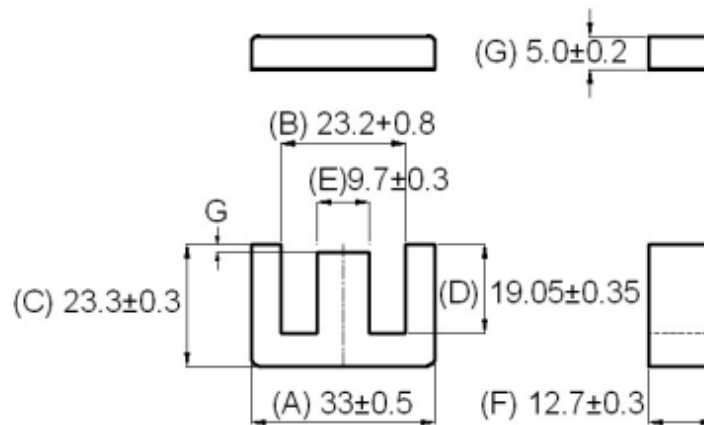
Parameter	Value	Unit
Effective Length (L_e)	66.9	mm
Effective Area (A_e)	118.1	mm ²
Effective Area (A_{Min})	108.0	mm ²
Effective Volume (V_e)	7901	mm ³
Approx. Weight (without gap)	39.5	g/set



EI3313 Un-gapped (OL)

Test Conditions: 1kHz/1mT/CFR COIL,N=100/25°C

Material Grade	Initial Permeability (μ_{iac})	AL Value (nH)/Set	P_v (W/set)	Ordering code
CF139	2100 \pm 20%	3600 +30%/-20%	\leq 0.79 (100mT,100kHz,100°C)	CF139 EI3313 OL



ANEXO V. Hoja de datos panel fotovoltaico



Vorsprung durch Technik.

PANEL SOLAR FOTOVOLTAICO MONOCRISTALINO 50W



674mm

532mm

Especificaciones técnicas:

Potencia Máxima	50 Watts
Voltaje	18 V
Amperaje	2.77A
Voltaje a circuito abierto (VOC)	22.7V
Corriente a corto circuito (ISC)	2.9A
Voltaje máximo de operación (VMP)	18.3V
Corriente máxima de operación (IMP)	2.73A
Dimensiones	532x674x30mm
Peso	5kg
Dimensiones de celda	156x156mm
Temperatura ambiente	-40 a 90°C
Máximo voltaje sistema	600V
Diodos	NO

Nota: Las especificaciones eléctricas se indican bajo una irradiación de 1000 W/m² y temperatura de 25 °C.



Aplicaciones:

- Estaciones repetidoras de radiocomunicación.
- Electrificación en zonas rurales.
- Sistemas de comunicación en emergencias.
- Alimentación de equipos médicos.
- Sistemas de bombeo de agua.
- Luces de obstrucción para tráfico aéreo.
- Sistemas de protección catódica.
- Señalización de vías ferroviarias.

Celdas de alta calidad:

Encapsuladas en EVA transparente y vidrio templado de 4 mm. La parte posterior del módulo está protegida con una hoja de TEOLAR resistente a los rayos UV. Los laminados están montados en un marco de aluminio anodizado, asegurando una máxima protección.

Garantía:

2 años de garantía contra defectos de fabricación y 20 años de vida útil.

Renovables – Solar FV – Paneles

1



ANEXO VI. Hoja de datos sensor de corriente ACS712



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kV_{RMS} Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

The Allegro[®] ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

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

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

Continued on the next page...

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5 \times overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

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

Selection Guide

Part Number	Packing*	T_A ($^\circ\text{C}$)	Optimized Range, I_p (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	± 5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	± 20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	± 30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V_{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V_{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V_{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V_{RIOUT}		-0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V_{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, $T_A=25^\circ\text{C}$	2100	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	184	V_{peak}
Basic Isolation Voltage	$V_{ISO(bsc)}$	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, $T_A=25^\circ\text{C}$	1500	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	354	V_{peak}
Output Current Source	$I_{IOUT(Source)}$		3	mA
Output Current Sink	$I_{IOUT(Sink)}$		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I_p	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T_A	Range E	-40 to 85	$^\circ\text{C}$
Maximum Junction Temperature	$T_J(max)$		165	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{slg}		-65 to 170	$^\circ\text{C}$

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	-	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	V _{IOUT} to GND	-	-	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	V _{IOUT} to GND	4.7	-	-	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	1.2	-	m Ω
Rise Time	t_r	$I_p = I_p(max)$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = open$	-	5	-	μs
Frequency Bandwidth	f	-3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_p is 10 A peak-to-peak	-	80	-	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_p	-	1.5	-	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_p	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{IOUT(Q)}$	Bidirectional; $I_p = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	$\frac{V_{CC}}{0.5}$	-	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on leadframe	-	35	-	μs
Magnetic Coupling ²			-	12	-	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(INT)}$			1.7		k Ω

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(max)$, is not exceeded.

²1G = 0.1 mT.

³ $R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_p		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_p , $T_A = 25^\circ\text{C}$	180	185	190	mV/A
Noise	$V_{NOISE(PP)}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47$ nF, $C_{OUT} = open$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{OUT(Q)}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/ $^\circ\text{C}$
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/ $^\circ\text{C}$
Sensitivity Slope	$\Delta Sens$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/ $^\circ\text{C}$
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/ $^\circ\text{C}$
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_p = \pm 5$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(max)$, is not exceeded.

²Percentage of I_p , with $I_p = 5$ A. Output filtered.

ANEXO VII. Hoja de datos modulador TL494

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.

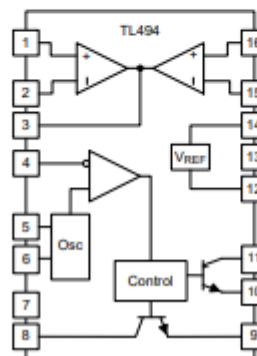
The TL494C device is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I device is characterized for operation from -40°C to 85°C .

Device Information⁽¹⁾

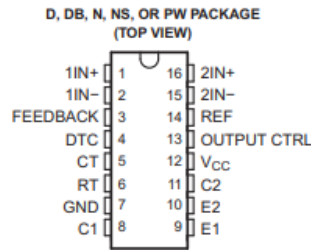
PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE
TL494	SOIC (16)	9.90 mm × 3.91 mm
	PDIP (16)	19.30 mm × 6.35 mm
	SOP (16)	10.30 mm × 5.30 mm
	TSSOP (16)	5.00 mm × 4.40 mm

(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

7.1 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.

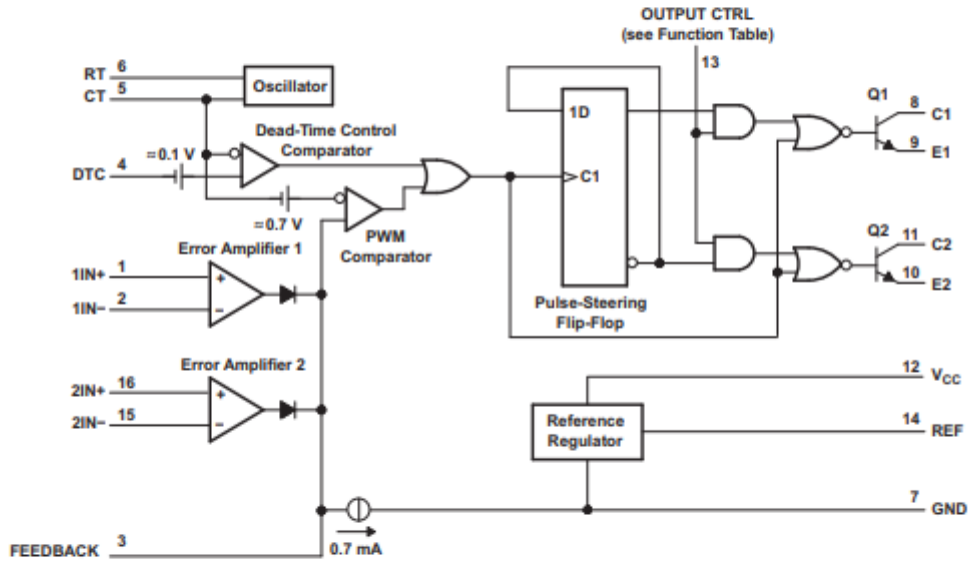
(2) The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

9 Detailed Description

9.1 Overview

The design of the TL494 not only incorporates the primary building blocks required to control a switching power supply, but also addresses many basic problems and reduces the amount of additional circuitry required in the total design. The TL494 is a fixed-frequency pulse-width-modulation (PWM) control circuit. Modulation of output pulses is accomplished by comparing the sawtooth waveform created by the internal oscillator on the timing capacitor (CT) to either of two control signals. The output stage is enabled during the time when the sawtooth voltage is greater than the voltage control signals. As the control signal increases, the time during which the sawtooth input is greater decreases; therefore, the output pulse duration decreases. A pulse-steering flip-flop alternately directs the modulated pulse to each of the two output transistors. For more information on the operation of the TL494, see the application notes located on ti.com.

9.2 Functional Block Diagram



9.3 Feature Description

9.3.1 5-V Reference Regulator

The TL494 internal 5-V reference regulator output is the REF pin. In addition to providing a stable reference, it acts as a preregulator and establishes a stable supply from which the output-control logic, pulse-steering flip-flop, oscillator, dead-time control comparator, and PWM comparator are powered. The regulator employs a band-gap circuit as its primary reference to maintain thermal stability of less than 100-mV variation over the operating free-air temperature range of 0°C to 70°C. Short-circuit protection is provided to protect the internal reference and preregulator; 10 mA of load current is available for additional bias circuits. The reference is internally programmed to an initial accuracy of $\pm 5\%$ and maintains a stability of less than 25-mV variation over an input voltage range of 7 V to 40 V. For input voltages less than 7 V, the regulator saturates within 1 V of the input and tracks it.

ANEXO VIII. Hoja de datos diodos de descarga D1 y D2

MUR260

Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifier

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 50 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: MUR260

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	600 —	Volts
Average Rectified Forward Current (Note 1.) (Square Wave Mounting Method #3 Per Note 3.)	$I_{F(AV)}$	2.0 @ $T_A = 80^\circ\text{C}$	Amps
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	35	Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175	°C

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 2.) ($I_F = 2.0$ Amp, $T_J = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 2.0$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	1.15 1.35	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 2.) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	150 5.0	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $I_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ A)	t_{rr}	75 50	ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ μs , I_{REC} to 1.0 V)	t_{fr}	50	ns



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

ULTRAFAST
RECTIFIER
2 AMPERES
600 VOLTS



AXIAL LEAD
CASE 059-10
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



MUR260 = Device Code

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR260	Axial Lead	1000 Units/Bag
MUR260RL	Axial Lead	5000/Tape & Reel

ANEXO IX. Hoja de datos diodos freewheeling D3 y D4

MBR2045CT

SWITCHMODE™ Power Rectifier

Features and Benefits

- Low Forward Voltage
- Low Power Loss / High Efficiency
- High Surge Capacity
- 175°C Operating Junction Temperature
- 20 A Total (10 A Per Diode Leg)
- Pb-Free Package is Available*

Applications

- Power Supply – Output Rectification
- Power Management
- Instrumentation

Mechanical Characteristics

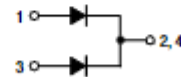
- Case: Epoxy, Molded
- Epoxy Meets UL 94, V-0 @ 0.125 in
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- ESD Rating: Human Body Model = 3B
Machine Model = C



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

**SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIER
20 AMPERES, 45 VOLTS**



TO-220AB
CASE 221A
STYLE 6

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
MBR2045CT = Device Code
G = Pb-Free Package
AKA = Diode Polarity

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MBR2045CT	TO-220	50 Units / Rail
MBR2045CTG	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	45	V
Average Rectified Forward Current Per Device Per Diode ($T_C = 185^\circ\text{C}$)	$I_{F(AV)}$	20 10	A
Peak Repetitive Forward Current per Diode Leg (Square Wave, 20 kHz, $T_C = 163^\circ\text{C}$)	I_{FRM}	20	A
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge Applied at Rated Load Conditions Halfwave, Single Phase, 60 Hz)	I_{FSM}	150	A
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs , 1.0 kHz) See Figure 11	I_{RRM}	1.0	A
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature (Note 1)	T_J	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Voltage Rate of Change (Rated V_R)	dv/dt	10,000	V/ μs

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

- The heat generated must be less than the thermal conductivity from Junction-to-Ambient: $dP_D/dT_J < 1/R_{\theta JA}$.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case (Min. Pad)	$R_{\theta JC}$	2.0	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (Min. Pad)	$R_{\theta JA}$	60	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

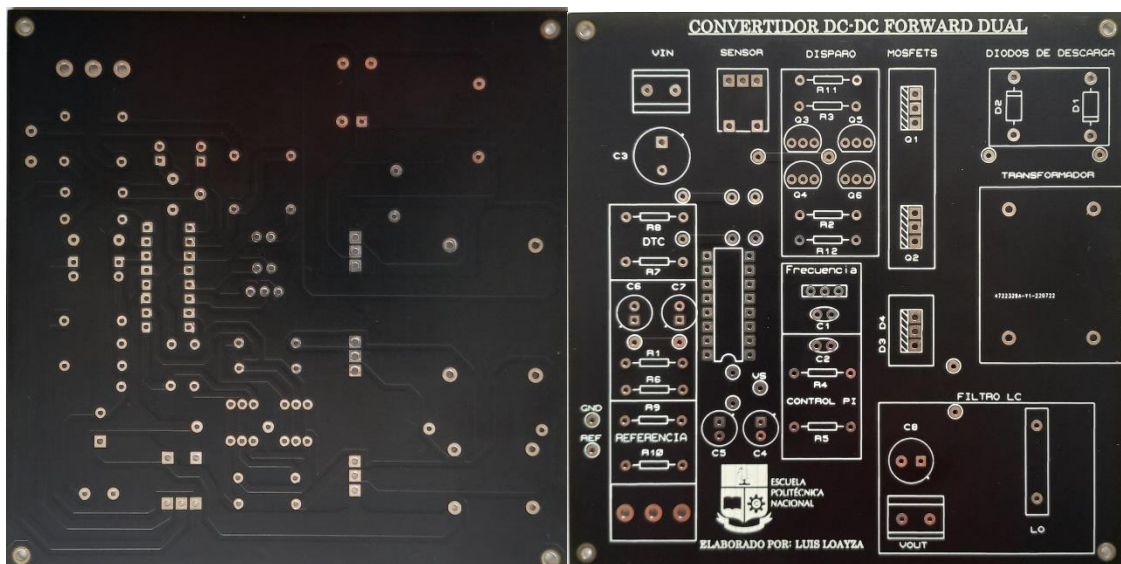
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Instantaneous Forward Voltage (Note 2) ($i_F = 10$ Amps, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($i_F = 20$ Amps, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($i_F = 20$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	v_F	-	0.50 0.67 0.71	0.57 0.72 0.84	V
Instantaneous Reverse Current (Note 2) (Rated do Voltage, $T_J = 125^\circ\text{C}$) (Rated do Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	i_R	-	10.4 0.02	15 0.1	mA

- Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

ANEXO X. Fuente de laboratorio reciclada



ANEXO XI. Placa de circuito impreso (PCB)



ANEXO XII. Pruebas de operación

