

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 (FORWARD)**

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

STIVEN ALBERTO GUASUMBA ANCHUNDIA

stiven.guasumba@epn.edu.ec

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

pablo.rivera@epn.edu.ec

DMQ, octubre 2022

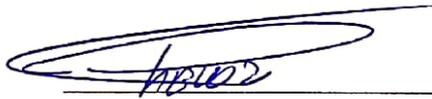
CERTIFICACIONES

Yo, STIVEN ALBERTO GUASUMBA ANCHUNDIA 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.



STIVEN ALBERTO GUASUMBA ANCHUNDIA

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por STIVEN ALBERTO GUASUMBA ANCHUNDIA, 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 producto resultante 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.

STIVEN ALBERTO GUASUMBA ANCHUNDIA

ING. PABLO RIVERA ARGOTI, PhD.

DEDICATORIA

Mi tesis es dedicada a ti mi Padre, mi Dios, mi todo quien me aconsejas, enseñas, corriges, consuela y exhortas por medio de profecías y sueños a ser una persona que tú quieres que sea. Desde mi adolescencia me dijiste, que estudiara, siguiera adelante, no me rinda, que tú estabas conmigo, me llevarías de tu mano, me sacarías adelante, me darías triunfos y victorias en mi vida académica. A pesar de tantos tropiezos que hubo, hoy en día veo tu promesa cumplida.

También, este trabajo es dedicado a mis padres Luis y Rosaura y a mis hermanos Luis y Keneth lo seres que amo mucho y quienes me tuvieron paciencia y tolerancia todo este tiempo hasta culminar mi carrera.

AGRADECIMIENTO

Primero, quiero honrar, agradecer y testificar que esta es una promesa de Dios cumplida. ÉL me dijo que me abriría las puertas en mis estudios y estaría culminando mi carrera académica.

Segundo, agradecer a mis mentores espirituales Lic. Miguel Ángel Arroyave y a la Dr. María Luisa de Moreno quienes con sus consejos y enseñanzas forjaron el ser humano que soy. También, un profundo agradecimiento a la Iglesia de Dios Ministerial de Jesucristo Internacional y sus creyentes quienes día a día enseñan valores, virtudes y morales para tener una sociedad armónica, donde quien guie las vidas de cada ser humano es Dios, quien es justo y recto.

Tercero, agradecer a mi padre, madre, hermanos y familia que siempre fueron ese apoyo emocional y económico para seguir estudiando y culminar mis estudios que con tanto esfuerzo se ve concluido.

Por último, agradecer a esta noble institución, compañeros y todos mis maestros que cada semestre impartieron cátedra académica. También, al Ing. Patricio Chico Msc. quien fue mi profesor en varias materias, un excelente profesor y ser humano, siendo él quien propuso el tema de proyecto y se avanzó gran parte de este. Finalmente, al Dr. Pablo Rivera que con su guía y ayuda se pudo concluir todo este trabajo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
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.....	3
1.4.1 ENERGÍA SOLAR	3
1.4.1.1 Necesidad de micro convertidores u optimizadores DC	3
1.4.2 TOPOLOGÍAS BASADAS EN EL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD PARA APLICACIONES FOTOVOLTAICAS.....	5
1.4.2.1 Convertidor Forward con fijador activo y circuito de doble corriente para conversión de energía fotovoltaica.....	5
1.4.2.2 Convertidor DC-DC Buck-Bost modificado del convertidor forward serie para aplicaciones fotovoltaicas.....	5
1.4.2.3 Topología nueva de un convertidor Forward.....	6
1.4.3 CONVERTIDOR FORWARD DC-DC AISLADO DE TRES DEVANADOS	7
1.4.4 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD [1], [7]	8
2 METODOLOGÍA.....	9
2.1 ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR AISLADO DIRECTO (FORWARD) TRES DEVANADOS.....	9

2.1.1	CONDUCCIÓN DISCONTINUA DEL CONVERTIDOR FORWARD.	16
2.2	DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD	17
2.2.1	TRANSFORMADOR.....	18
2.2.2	INDUCTOR DE SALIDA	25
2.2.3	CAPACITOR DE SALIDA	27
2.2.4	CAPACITOR DE ENTRADA.....	28
2.2.5	SEMICONDUCTOR (MOSFET)	29
2.2.6	DIODOS.....	30
2.2.7	GATE DRIVE DEL MOSFET	31
2.2.8	RED SNUBBER.....	33
2.3	MODELO MATEMÁTICO	34
2.4	DISEÑO SISTEMA DE CONTROL	36
2.4.1	DEAD TIME CONTROL(DTC).....	37
2.4.2	OSCILADOR.....	38
2.4.3	SENSOR DE CORRIENTE.....	38
2.4.4	REFERENCIA DE CORRIENTE.....	38
2.4.5	CONTROLADOR DE CORRIENTE.....	39
2.5	DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE.....	40
2.6	SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR.....	43
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	44
3.1	RESULTADOS	44
3.1.1	PROTOTIPO.....	44
3.1.2	RESULTADO RED SNUBBER RCD	45
3.1.3	FORMAS DE ONDA	46
3.1.4	EFICIENCIAS	49
3.2	CONCLUSIONES.....	51
3.3	RECOMENDACIONES	52

4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	53
5	ANEXOS.....	55
	ANEXO I. Hoja de datos: Panel solar.....	55
	ANEXO II. Hoja de datos: Núcleo del transformador.....	56
	ANEXO III. Hoja de datos: Alambrea AWG.....	59
	ANEXO IV. Hoja de datos: MOSFET IRFB227PbF.....	60
	ANEXO V. Hoja de datos: Diodo HER208.....	63
	ANEXO VI. Hoja de datos: Diodo STPR1620CT	64
	ANEXO VII. Hoja de datos: Integrado TL494.....	66
	ANEXO VIII. Hoja de datos: Sensor de corriente ACS712	69
	ANEXO IX. Placa PCB	71
	ANEXO X. Esquema del circuito.....	72

RESUMEN

El presente trabajo de integración curricular tiene como objetivo el diseño e implementación de un convertidor aislado DC-DC topología directo (Forward) con tres devanados para aplicaciones fotovoltaicas.

El convertidor Forward es diseñado para conseguir su funcionamiento en conducción continua, para poder trabajar con un módulo fotovoltaico de 50 [W], por lo tanto, el convertidor tiene la capacidad de funcionar con un voltaje de entrada de 18 [V], y una corriente de entrada máxima de 3 [A]. A lo largo de las próximas páginas se expondrá la estructura de dicho convertidor, a través de las partes y funcionamiento de cada dispositivo electrónico que lo conforman. El control del convertidor se usa un circuito integrado TL494, que tiene la capacidad de realizar el manejo de la compuerta del MOSFET y el sistema de control de la corriente de entrada del convertidor con su controlador tipo PI, para mantener la corriente al valor de la corriente de referencia.

Los componentes como el transformador y el inductor del convertidor son tomados de fuentes recicladas de computadoras. También, se obtiene el modelo matemático y las simulaciones del convertidor en el Simulink de Matlab para comparar sus resultados. El prototipo es probado con una fuente de voltaje DC para la obtención de las diferentes formas de ondas de voltaje y corriente del convertidor y conocer la eficiencia promedio del convertidor.

PALABRAS CLAVE: Convertidor Forward, TL494, Controlador PI, Transformador, Modelo Matemático.

ABSTRACT

The objective of this curricular integration work is the design and implementation of an isolated converter DC-DC Forward topology with three windings for photovoltaic applications.

The Forward converter works in continuous conduction, to be able to work with a 50 [W] photovoltaic module, therefore, the converter has the capacity to supply with an input voltage of 18 [V] and a maximum input current of 3 [A]. Throughout the following pages, the structure of said converter will be explained, through the parts and operation of each electronic device that makes it up. The converter control uses a TL494 integrated circuit, which has the ability to manage the MOSFET gate and the transformer primary current control system with its PI type controller, to maintain the current at the value of the reference current.

Components of the converter like transformer and inductor are taken from the recycled computer Sources. Also, the mathematical model and simulations of the converter are obtained in the Simulink of Matlab, in order to compare their results. The prototype is tested with a DC voltage to obtain the different voltage and current waveforms of the converter and to know the average efficiency of the converter.

KEYWORDS: Forward converter, TL494, PI controller, Transformer, Mathematical model

1 INTRODUCCIÓN

Los combustibles fósiles son mermados, debido a la extracción que se tiene cada año y estos son limitados. También, estos perjudican al medio ambiente. Por consecuencia, al aumentar la demanda de energía en el mundo y que estos se obtengan de fuentes de energías renovables, la energía fotovoltaica toma mucha importancia, porque depende de una energía inagotable que es el sol [1]. Sin embargo, uno de los principales problemas es que, al tener varios arreglos de paneles solares conectados en paralelo o serie y llegase a existir condiciones de sombra parcial por cualquier circunstancia en uno o varios de los paneles solares, provocará una disminución de potencia en todo el conjunto. Para evitar una disminución de la eficiencia con los sistemas tradicionales por el efecto sombra, en algunas aplicaciones fotovoltaicas se utilizan convertidores DC-DC para rastrear el punto de máxima potencia conectados en conjunto con distintas topologías de inversores en cada uno de los paneles solares conocidos como micro-inversores. Como consecuencia, los paneles solares funcionan cada uno independientemente de manera óptima, logrando obtener un mayor rendimiento del sistema, a pesar de condiciones ambientales adversas [2].

En el presente Trabajo de Integración Curricular se diseña e implementa un convertidor aislado DC-DC topología directo (Forward) con tres devanados para aplicaciones fotovoltaicas. Este convertidor proviene de la modificación del convertidor reductor (buck) con la diferencia que se tiene aislamiento galvánico mediante un transformador, lo cual tiene la ventaja de separar los puntos de tierra o referencias, para que el sistema sea fiable ante cualquier falla en la parte de la carga y la red existente, conjuntamente se puede tener diferentes rangos de voltajes y corrientes a la salida [3].

Existen diferentes topologías que son basados en el convertidor forward para aplicaciones fotovoltaicas, con la diferencia que estos aumentan dispositivos electrónicos para aumentar el rendimiento del convertidor, y aplicar diferentes técnicas para la desmagnetización del núcleo. En el convertidor Forward de tres devanados la desmagnetización del núcleo es por medio del tercer devanado, con lo cual antes de que empiece el siguiente ciclo de disparo del transistor, esta energía es devuelta hacia la fuente. Cuando el núcleo del transformador se satura, produce que la corriente de magnetización aumente descontroladamente, provocando la destrucción de los dispositivos que integran el convertidor [4].

1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un convertidor aislado DC-DC topología directo (Forward) con tres devanados para uso en aplicaciones de energía fotovoltaica.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar la revisión bibliográfica del convertidor DC-DC topología directo (Forward) para uso en aplicaciones de energía fotovoltaica.
- Diseñar e implementar el convertidor aislado DC-DC topología directo (Forward) con tres devanados y su control.
- Obtener el modelo matemático del convertidor DC-DC topología directo (Forward) con tres devanados.
- Realizar pruebas de funcionamiento del convertidor y análisis de resultados.

1.3 ALCANCE

Fase de diseño

- Se realizará el levantamiento bibliográfico referente a la topología del convertidor DC-DC directo.
- Se diseñará el convertidor DC-DC directo de tres devanados con las siguientes características, la potencia será de 50W, voltaje de entrada máximo de 35Vdc, la corriente será dada a través de una fuente de alimentación lo cual tendrá un rango de 0 a 2A.
- Se realizará el modelo matemático del convertidor DC-DC directo de tres devanados.
- El parámetro a controlar es la corriente de entrada.
- Se diseñará el controlador de corriente PI.

Fase de implementación

- Se simulará el circuito diseñado en el software de Matlab.
- Se implementará el convertidor DC-DC directo de tres devanados con las limitaciones expresadas en el apartado anterior.
- El proyecto no incluye la implementación del módulo de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia (MPPT).

- Se construirá un solo circuito de la topología propuesta.
- El proyecto no incluye el diseño ni la implementación de la fuente de alimentación, tampoco se usarán paneles fotovoltaicos durante las pruebas. Se usará una fuente de alimentación DC de laboratorio.

Fase de pruebas y análisis de resultados

- Se realizarán pruebas de funcionamiento de los circuitos implementados.
- Se realizará el análisis de resultados.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 ENERGÍA SOLAR

Una de las energías renovables que está tomando mayor relevancia en el mundo es la energía solar, que se obtiene a través de la radiación del sol por medio de paneles solares. Por consiguiente, la evolución de la potencia fotovoltaica instalada en el mundo era de 6400 MW en el 2006, para el año 2019 se tiene una capacidad de 580 GW, es decir un aumento de casi 100 veces la energía que se tenía en el año 2006. También, se tiene por proyecciones que para el año 2040 la energía solar tendrá un impacto importante en su uso y suministrará gran cantidad de energía eléctrica, sobrepasando a las demás energías renovables convencionales [1]. En muchas regiones del mundo ya existen paneles solares instalados, pero a medida que la tecnología y la investigación avanza se pueden tener mejores rendimientos de energía, como por ejemplo en un arreglo de paneles solares con la ayuda de micro convertidores DC-DC u optimizadores DC se pueden colocar en cada panel solar. Adicionalmente, es de mucha importancia las investigaciones en el campo de materiales para obtener paneles solares con mejor aprovechamiento de la energía solar.

1.4.1.1 Necesidad de micro convertidores u optimizadores DC

Los paneles solares suelen estar conectados en serie con un inversor central como se observa en la Figura 1.1. El panel solar capta la energía del sol de forma continua DC. Para convertir la corriente continua en corriente alterna, se utiliza un convertidor DC-AC conocido como inversor. En esta topología, el seguidor de punto de máxima potencia (MPPT) que entrega el arreglo de paneles solares, cuando se da el efecto sombra aparece en un punto local de MPPT y por tanto la potencia de uno de los paneles afectados se vería reflejada a todo el conjunto, disminuyendo la eficiencia del sistema de manera sustancial.

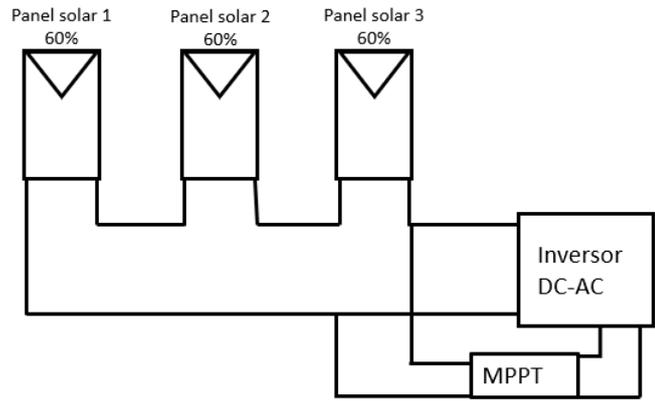


Figura 1.1. Paneles solares conectados en serie con un inversor central.

Para contrarrestar este problema, los micro convertidores DC-DC encargados de realizar el punto de máxima potencia son colocados en cada uno de los paneles solares. Entonces, al existir el efecto sombra solamente se afecta el rendimiento del panel solar al que le incide el efecto sombra, mientras que los otros trabajan a la máxima potencia que pueden entregar, logrando obtener el mayor rendimiento del sistema [2]. En la Figura 1.2 se muestra un ejemplo de la reducción de potencia por el efecto sombra afectado en el panel solar 1, mientras que, los demás paneles solares funcionan a su máxima potencia.

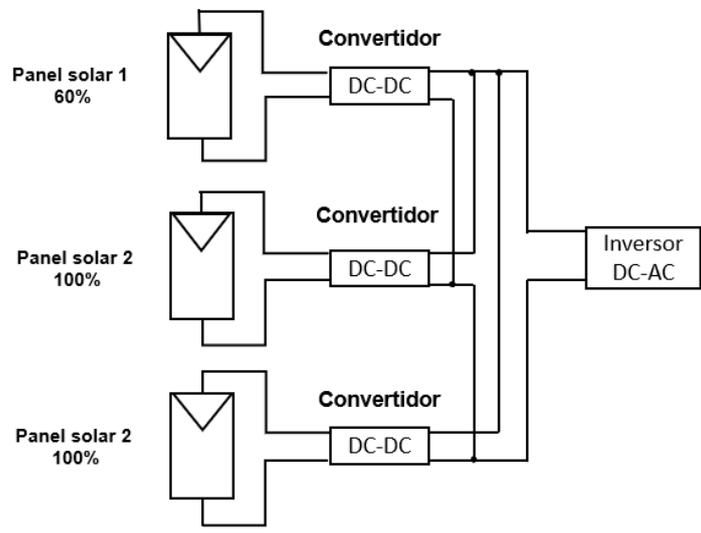


Figura 1.2. Micro convertidor DC-DC conectado en cada panel solar.

1.4.2 TOPOLOGÍAS BASADAS EN EL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD PARA APLICACIONES FOTOVOLTAICAS.

1.4.2.1 Convertidor Forward con fijador activo y circuito de doble corriente para conversión de energía fotovoltaica.

En la actualidad existen diferentes topologías de convertidores DC-DC aislados, que se basan en el convertidor Forward de tres devanados, estos son usados en aplicaciones de sistemas fotovoltaicos para encontrar el punto de máxima potencia (MPPT). Una de ellas es el convertidor directo (Forward) con fijador activo para la conversión fotovoltaica de energía como se muestra en la Figura 1.3 [5].

El convertidor es compuesto por un Inductor (L_r) y un capacitor resonante (C_r), que permiten la desmagnetización del núcleo del transformador cuando el transistor se apaga. De igual forma, tiene una configuración donde se aprovecha la energía de magnetización del núcleo y no se transfiere hacia la fuente, como sucede en la topología del convertidor forward de tres devanados. También, este convertidor utiliza dos transistores y un circuito doble de corriente en su salida, lo cual permite que la eficiencia del convertidor sea alrededor del 91% [5].

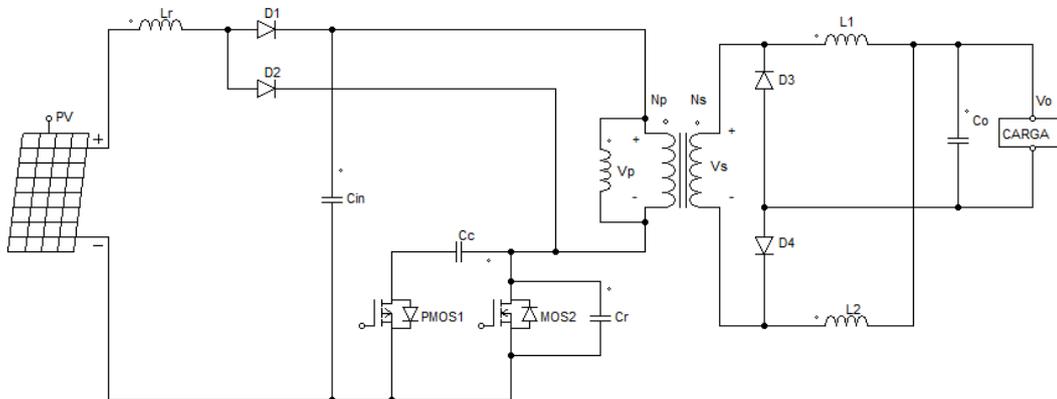


Figura 1.3. Convertidor Forward con fijador activo y circuito de doble corriente para conversión de energía fotovoltaica.

1.4.2.2 Convertidor DC-DC Buck-Bost modificado del convertidor forward serie para aplicaciones fotovoltaicas.

El convertidor cuya topología se indica en la Figura 1.4 tiene la base de un convertidor forward de tres devanados ya que, al estar cerrado el transistor la energía de entrada se transmite directamente hacia la carga, mientras que, cuando el transistor se abre, la

inductancia de magnetización del núcleo se desmagnetiza a través del devanado (n_d) y el diodo (D_d), circulando una corriente que va hacia el capacitor (C_i) y la fuente (V_{in}) [6].

Este convertidor tiene la ventaja de obtener mayor eficiencia cuando el panel solar esta sin sombra alrededor del 97%, mientras que, al existir el efecto sombra es del 91%. Su buen rendimiento es debido a que usa un autotransformador, por ende, no existe las pérdidas que se tiene un transformador convencional y es menor su tamaño. De la misma forma, tiene la ventaja de que en su salida sea aumentada o disminuida su voltaje, con respecto al voltaje de entrada. Una de sus desventajas es el autotransformador, si bien permite tener alta eficiencia no tiene aislamiento galvánico entre sus referencias, por lo que, al existir un fallo en la parte de la carga puede dañar todo el convertidor [6].

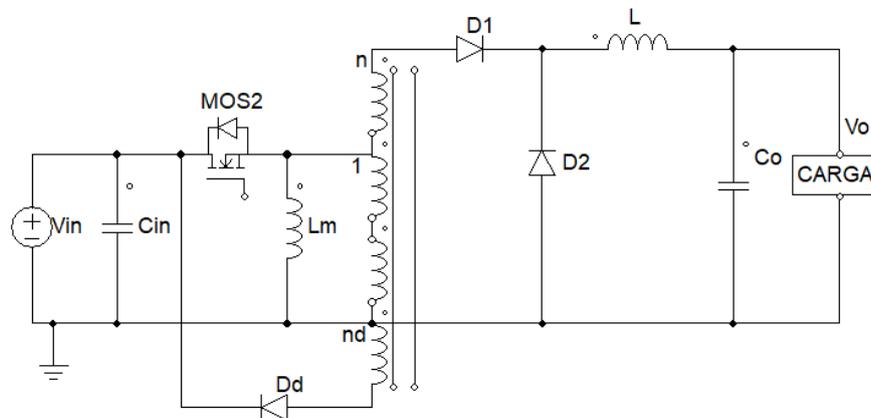


Figura 1.4. Convertidor DC-DC Buck-Boost modificado del convertidor forward serie para aplicaciones fotovoltaicas.

1.4.2.3 Topología nueva de un convertidor Forward.

Tiene el mismo funcionamiento que un convertidor forward de tres devanados, con la diferencia que, se tiene dos fases, donde sus entradas están conectados en paralelo y sus salidas en serie como se indica en la Figura 1.5, la finalidad de esta topología es que la corriente de entrada al transformador sea disminuida, dividiendo así la corriente total entre los dos transformadores. Las conmutaciones de los transistores tienen que estar desfasados el 50%, entregando así en su salida la suma de los dos voltajes que entrega cada convertidor. Tiene la ventaja que el rizado de la corriente a la salida sea disminuido por cada inductor [1].

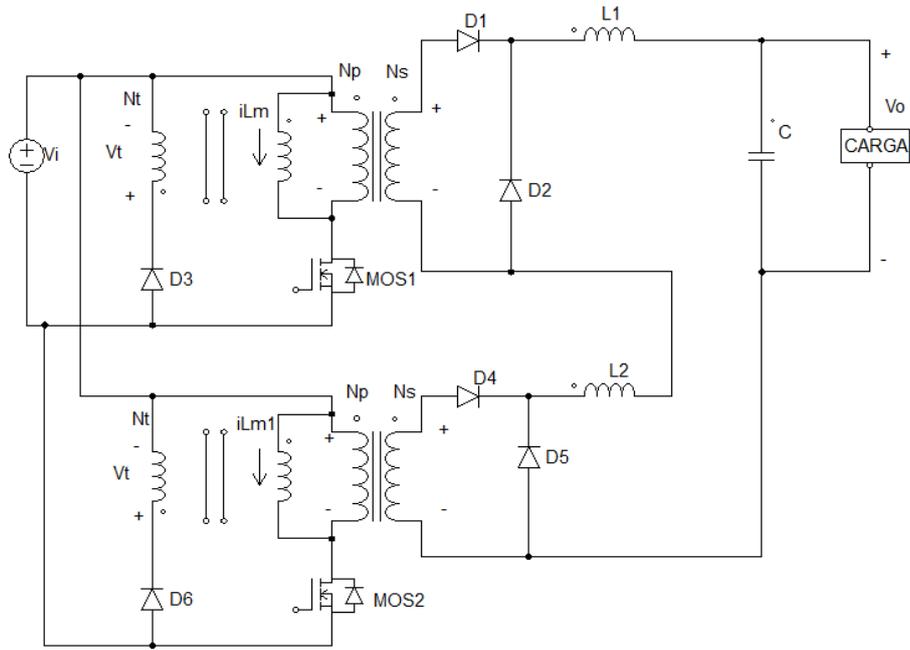


Figura 1.5. Topología nueva de un convertidor Forward.

1.4.3 CONVERTIDOR FORWARD DC-DC AISLADO DE TRES DEVANADOS

El convertidor Forward se basa en la modificación del convertidor reductor(buck) como esta en la Figura 1.6. Con la diferencia que utiliza un transformador como separador de puntos de tierra o referencias, para que el sistema sea fiable ante cualquier falla, ya que si al existir un cortocircuito en la parte de potencia la parte de control no sufra daños. [7].

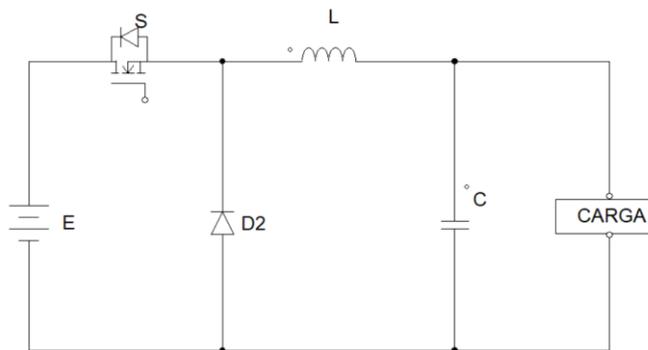


Figura 1.6. Convertidor DC-DC reductor(buck).

La forma más sencilla del convertidor Forward es sin la tercera bobina. Aunque, existe un problema enorme debido a que la corriente en la inductancia del núcleo se almacena en forma de energía, y en el momento de estar abierto el transistor la corriente de magnetización no tiene lugar por donde disiparse, ya que no tiene elementos disipativos. Por lo tanto, dicha energía produce que se sature el núcleo del transformador y podría

causar daños en los dispositivos electrónicos del convertidor. Como solución, en la Figura 1.7 se observa el convertidor aislado DC-DC Forward con 3 bobinados, con el tercer bobinado (N_t) y el diodo (D_3) permite que la corriente en la inductancia del núcleo circule en dirección a la fuente, provocando que el núcleo sea desmagnetizado y el transistor sea disparado nuevamente en el siguiente ciclo.

Teóricamente el rendimiento del convertidor es alrededor del 100% debido a que no tiene fijadores (clamps) que disipen la saturación del núcleo, y sin tomar en cuentas las pérdidas que se tiene en el transformador, las resistencias parasitas, la resistencia interna del MOSFET, el inductor y las inductancias parasitas que afectan el rendimiento del convertidor.

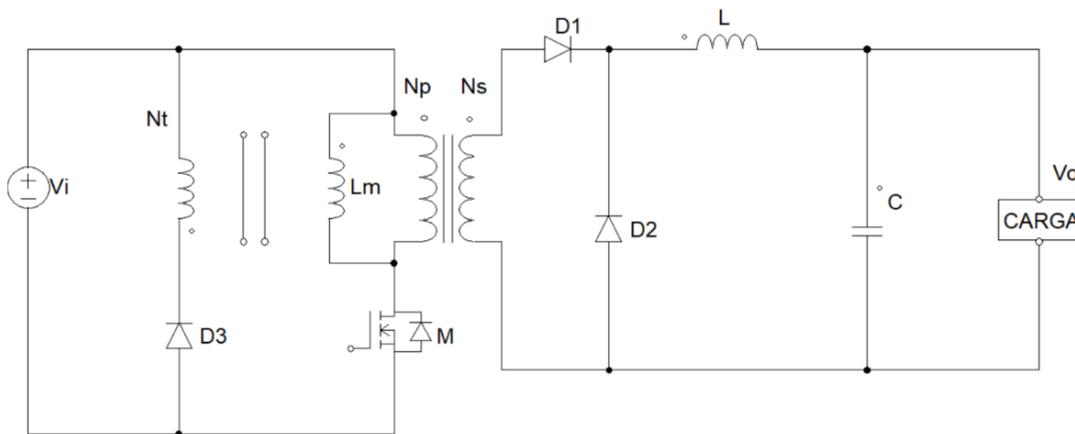


Figura 1.7. Convertidor DC-DC aislado Forward con tres devanados.

Por otro lado, en estudios presentados en [8], el convertidor Forward DC-DC aislado de tres devanados usado en aplicaciones fotovoltaicas, para encontrar el seguimiento de máxima potencia (MPPT), tiene las siguientes eficiencias: cuando no existe condiciones de sombra la eficiencia promedio de los módulos para rastrear el punto de máxima potencia es del 95.34% , mientras que la eficiencia promedio ante condiciones de sombra para un conjunto de módulos es del 71.24%.

1.4.4 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD [1], [7]

A continuación, se detallan las ventajas y desventajas del convertidor DC-DC forward de tres devanados.

Ventajas

El convertidor forward como su nombre lo menciona transfiere de forma directa la energía a través del transformador, y no depende del almacenamiento de energía en el núcleo del transformador.

El núcleo del transformador no necesita de espacio de aire (air gap), porque la inductancia de magnetización tiene que ser alta. Además, este convertidor trabaja a altas frecuencias por lo que el tamaño del transformador, inductor y capacitor son reducidos.

El convertidor forward puede tener múltiples salidas de voltaje, porque se pueden adicionar mayor número de bobinados.

La base conceptual del convertidor forward permite que se puedan crear nuevos tipos de convertidores DC-DC, o a su vez pueden ser mixtos, entre diferentes convertidores aislados y no aislados, con el objetivo de que la eficiencia sea mejorada.

Desventajas

En su salida se necesita de un filtro LC para que la corriente y el voltaje sean filtrados, con lo cual aumenta el volumen y costo del convertidor.

El voltaje que tiene que soportar el MOSFET son elevados, ya que estos dependen del voltaje de entrada y del número de vueltas que se tengan en los devanados.

Debido a que el transformador tiene inductancia de fuga produce picos de voltaje y el efecto oscilatorio en el momento de la conmutación (ringing) en los diodos y MOSFET, por lo que es necesario adaptar redes snubber a estos elementos.

2 METODOLOGÍA

2.1 ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR AISLADO DIRECTO (FORWARD) TRES DEVANADOS

Por lo general el convertidor Forward de tres devanados trabaja en conducción continua, por tanto, el análisis y funcionamiento del convertidor es en conducción continua.

Análisis con MOSFET cerrado.

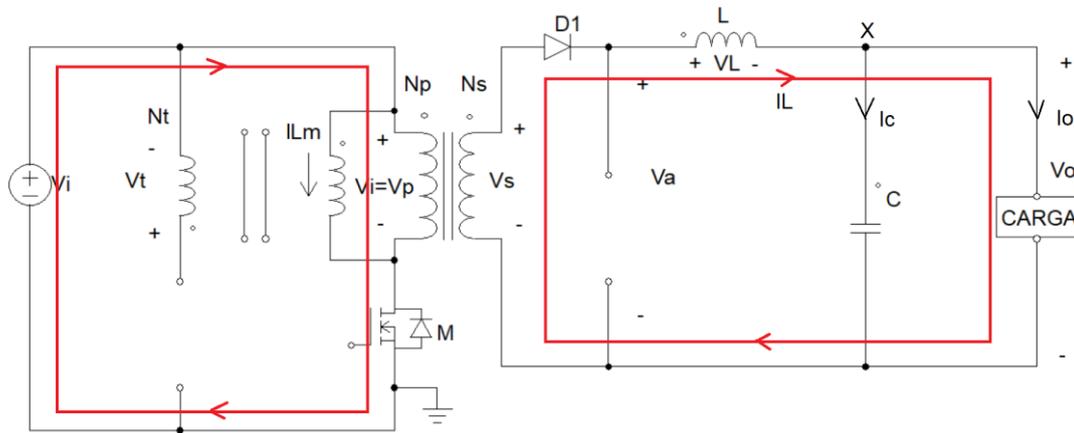


Figura 2.1. Convertidor Forward MOSFET cerrado.

En la Figura 2.1 el MOSFET se cierra en el intervalo de $0 < t < DT$, donde (D) es la relación de trabajo y (T) es el periodo. Entonces, existe un diferencial de potencial en el primario (V_p), que es igual al voltaje de la fuente (V_i); la corriente (I_p) ingresa por el punto del primer bobinado pasando por el MOSFET y hasta tierra, asimismo existe la corriente de magnetización del núcleo (I_{Lm}). La corriente (I_p) no puede pasar por el bobinado terciario, ya que la tensión del primario (V_p) reflejada en la tensión del terciario (V_t), hace que el diodo (D_3) se polarice de forma inversa; el voltaje en el devanado secundario (V_s) es igual al voltaje primario multiplicado por la relación de transformación, que depende del número de vueltas del primario (N_p) sobre el secundario (N_s); el voltaje primario (V_p) reflejado al voltaje secundario (V_s) permite que el diodo (D_1) se polarice de forma directa y el diodo (D_2) se polariza inversamente, provocando que la corriente en el secundario (i_L) fluya por la salida del punto del devanado secundario (N_s), y la corriente se dirige a la carga, por lo que se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$V_i = V_p \quad (2.1)$$

$$V_s = V_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right) = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.2)$$

$$V_t = V_p \left(\frac{N_t}{N_p} \right) = V_i \left(\frac{N_t}{N_p} \right) \quad (2.3)$$

En el lado secundario del transformador se analiza la corriente que pasa a través del inductor. Por consiguiente, el diferencial de potencial en el voltaje del inductor (V_L) depende del voltaje ($V_s = V_a$) y el voltaje en la carga (V_o) por lo que se tiene:

$$V_a = V_s \quad (2.4)$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.5)$$

$$V_L = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \quad (2.6)$$

Al existir voltaje en el inductor (V_L) se tiene que:

$$V_L = L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) \quad (2.7)$$

Reemplazando la ecuación (2.7) en la ecuación (2.6).

$$L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \quad (2.8)$$

Debido a que el MOSFET se enciende y se apaga, produce que en el inductor tenga un rizado de corriente (ΔI_L) que varía de una corriente máxima a una corriente mínima.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{DT} \quad (2.9)$$

Reemplazando la ecuación (2.9) en la ecuación (2.8).

$$L \left(\frac{\Delta I_L}{DT} \right) = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \quad (2.10)$$

$$(\Delta I_L)_{\text{cerrado}} = \frac{DT}{L} \left(V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \right) \quad (2.11)$$

Donde:

$$(\Delta I_L)_{\text{cerrado}} = I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}} \quad (2.12)$$

Análisis con MOSFET abierto

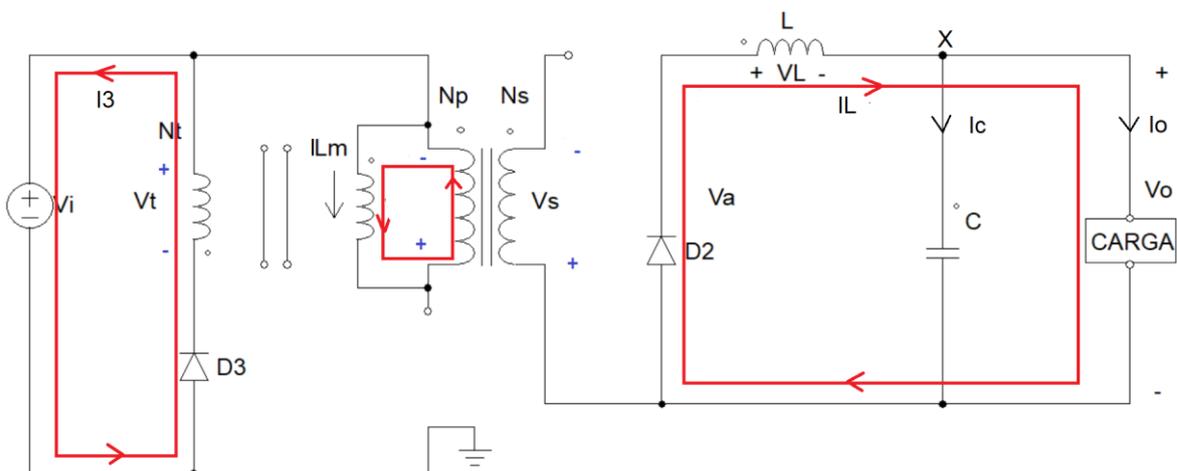


Figura 2.2. Convertidor Forward MOSFET abierto.

En la Figura 2.2 el MOSFET se abre en el intervalo de $(DT < t < T)$. Para que, la corriente del núcleo sea desmagnetizada se tiene el devanado terciario (N_t), la corriente de magnetización del núcleo circula en la salida del punto del devanado del primario, provocando que la diferencia de potencial del devanado primario se invierta. Por lo que, el diodo (D_3) se polariza directamente y se invierte la polaridad en el voltaje del terciario (V_t), que es igual al voltaje de la fuente con signo contrario, entonces, la corriente (I_3) circula hacia la fuente (V_i).

$$V_t = -V_i \quad (2.13)$$

La tensión reflejada desde el devanado terciario (V_t) al devanado primario (V_p) es dada por la relación de transformación del devanado primario y del devanado terciario.

$$V_p = V_t \left(\frac{N_p}{N_t} \right) = -V_i \left(\frac{N_p}{N_t} \right) \quad (2.14)$$

La tensión reflejada desde el devanado terciario (V_t) al devanado secundario (V_s) polariza inversamente al diodo (D_1), provocando que no exista circulación de corriente.

$$V_s = V_t \left(\frac{N_s}{N_t} \right) = -V_i \left(\frac{N_s}{N_t} \right) \quad (2.15)$$

La corriente que almacena el inductor (I_L) circula hacia la carga, produciendo un diferencial de potencia (V_L) que polariza directamente el diodo (D_2), y debido a que es negativo produce que la corriente en el inductor disminuya. Conjuntamente, no se descarga totalmente la corriente (I_L), porque después de un instante se vuelve a encender el MOSFET, provocando que la corriente del inductor (I_L) crezca linealmente de nuevo y permanezca en conducción continua.

$$V_L = V_a - V_o = -V_o \quad (2.16)$$

$$V_L = L \left(\frac{dI_L}{dt} \right) \quad (2.17)$$

Realizando el análisis parecido cuando el MOSFET se mantenía cerrado, se tiene que la variación de la corriente del inductor (ΔI_L) es:

$$L \left(\frac{\Delta I_L}{T(1-D)} \right) = -V_o \quad (2.18)$$

$$(\Delta I_L)_{abierto} = \frac{-V_o(T)(1-D)}{L} \quad (2.19)$$

Donde:

$$(\Delta I_L)_{abierto} = I_{Lmin} - I_{Lmax} \quad (2.20)$$

La variación de la corriente en el inductor cuando el MOSFET se encuentra encendido y apagado es:

$$(\Delta I_L)_{cerrado} + (\Delta I_L)_{abierto} = 0 \quad (2.21)$$

Reemplazando en la ecuación (2.11) y (2.19) en la ecuación (2.21) se obtiene:

$$\frac{DT}{L} \left(V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \right) + \frac{-V_o(T)(1-D)}{L} = 0 \quad (2.22)$$

Despejando $\frac{V_o}{V_i}$ se tiene:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.23)$$

Para hallar $I_{Lmax} - I_{Lmin}$ del rizado del inductor se realiza una sumatoria de corriente en el nodo (X) de la Figura 2.1 por lo que se obtiene:

$$I_L = I_C - I_o \quad (2.24)$$

Por definición, se conoce que en conducción continua el valor medio de la corriente que circula por el capacitor es igual a cero.

$$\frac{1}{T} \int_{DT}^T I_C dt = 0 \quad (2.25)$$

$$I_L = I_o \quad (2.26)$$

La (I_o) es la corriente a la salida, por lo que esta depende de la carga que se use.

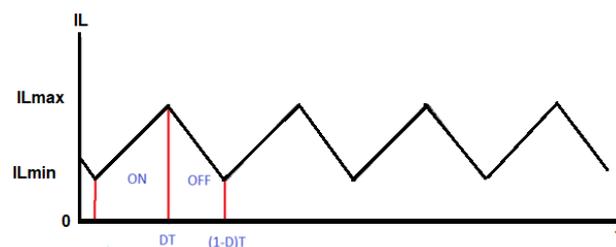


Figura 2.3 Forma de onda de la corriente en el inductor.

La forma de onda de la corriente del inductor se observa en la Figura 2.3. Para calcular la corriente del inductor se resuelve el área bajo la curva de los dos trapecios y se tiene:

$$I_L = \frac{1}{T} \left(\frac{(I_{Lmin} + I_{Lmax})DT}{2} + \frac{(I_{Lmin} + I_{Lmax})(1-D)T}{2} \right) \quad (2.27)$$

Conociendo que $DT + (1-D)T = T$ se obtiene que:

$$I_L = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} \quad (2.28)$$

Igualando la ecuación (2.26) y (2.28) se tiene que:

$$I_{Lmax} + I_{Lmin} = 2(I_o) \quad (2.29)$$

Sumando la ecuación (2.11) y la ecuación (2.29).

$$2(I_{Lmax}) = 2(I_o) + \frac{DT}{L} \left(V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \right) \quad (2.30)$$

Despejando (I_{Lmax}) y se conoce por la ecuación (2.23) que $V_o = V_i(D) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$ y $T = \frac{1}{f}$ se reemplaza en la ecuación (2.30).

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{D}{2(L)f} \left[V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) (1-D) \right] \quad (2.31)$$

Para hallar (I_{Lmin}) de la ecuación (2.19) se reemplaza en la ecuación (2.31) se tiene:

$$I_{Lmin} - \left\{ I_o + \frac{D}{2(L)f} \left[V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) (1-D) \right] \right\} = \frac{V_o - (T)(1-D)}{L} \quad (2.32)$$

Despejando (I_{Lmin}):

$$I_{Lmin} = I_o - \frac{D}{2(L)f} \left[V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) (1-D) \right] \quad (2.33)$$

Al analizar las ecuaciones (2.31) y (2.33) se determina que la corriente en la carga (I_o) es simétrico, y que el rizado en la parte superior y inferior es la misma en magnitud, pero cambia el signo.

Análisis para el ciclo de trabajo máximo

Cierta literatura recomienda que el ciclo de trabajo máximo debe ser igual a ($D_{max} = 0.5$) [9], sin embargo, si se realiza un análisis en el voltaje del inductor de magnetización (V_{Lm}) se puede lograr que ($D_{max} > 0.5$), permitiendo que el núcleo del transformador no se

sature, es decir la corriente de magnetización se elimine antes de empezar el sucesivo ciclo de conducción.

$$V_{Lm} = V_p \quad (2.34)$$

En a la Figura (2.4) está la gráfica del voltaje primario (V_p)

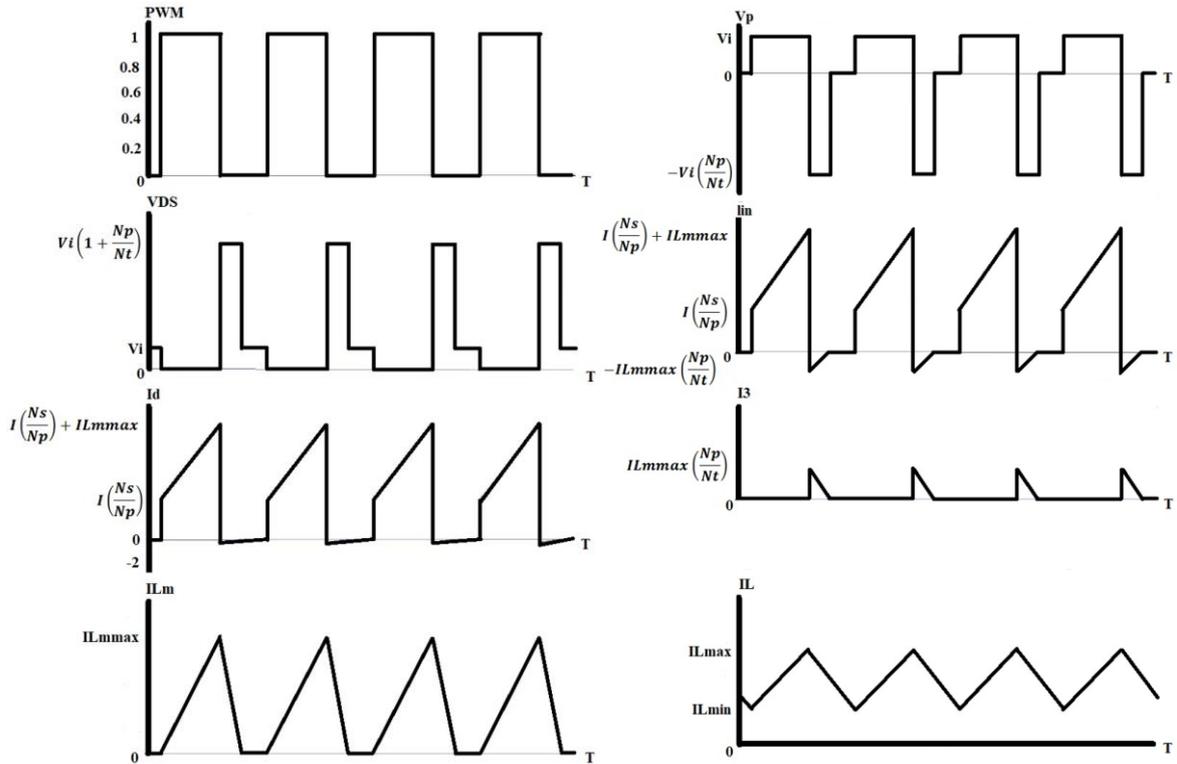


Figura 2.4. Formas de onda del convertidor aislado DC-DC Forward con tres devanados conducción continua.

Aplicando la ecuación del voltaje medio en la inductancia (L_u) y esta tiene que ser cero, se tiene:

$$V_{Lm} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} V_i dt + \int_0^{T(1-D)} -V_i \left(\frac{N_p}{N_t} \right) dt \right) = 0 \quad (2.35)$$

$$\frac{1}{T} \left(V_i (D)(T) - V_i \left(\frac{N_p}{N_t} \right) (T)(1-D) \right) = 0 \quad (2.36)$$

$$V_i (D) - V_i \left(\frac{N_p}{N_t} \right) (1-D) = 0 \quad (2.13)$$

Despejando (D):

$$D_{max} = \frac{N_p}{N_t + N_p} = \frac{1}{1 + \left(\frac{N_t}{N_p} \right)} \quad (2.38)$$

Por lo tanto, lo que determina el (D_{max}) es (N_t), (N_p) ya que si el número de vueltas del devanado terciario (N_t) es menor al número de vueltas del devanado primario (N_p) la relación de trabajo ($D_{max} > 0.5$). Si, el número de vueltas del devanado terciario (N_t) y el número de vueltas de devanado primario (N_p) son iguales ($D_{max} = 0.5$), y finalmente si (N_t) es mayor a (N_p) la relación de trabajo ($D < 0.5$).

Además, si $-V_i \left(\frac{N_p}{N_t}\right)$ de la parte negativa del voltaje en la inductancia (V_{Lm}) es más grande la corriente de magnetización del núcleo se descarga en un tiempo más corto. Aunque, esto es limitado por el voltaje Drain-Source (V_{ds}) que soporta el MOSFET. [10]

El voltaje que debe soportar el MOSFET está determinado por:

$$V_{ds} = V_i - V_p \quad (2.39)$$

$$V_{ds} = V_i - \left(-V_i \left(\frac{N_p}{N_t}\right)\right) = V_i \left(1 + \left(\frac{N_p}{N_t}\right)\right) \quad (2.40)$$

En la Figura 2.4 se aprecia la forma de onda de la corriente de la inductancia de magnetización (I_{Lm}) donde permanece en conducción discontinua.

En el caso que se supera el ciclo de trabajo máximo (D_{max}) se satura el núcleo, y el valor de la corriente (I_{Lm}) crece desmedidamente como se observa en la Figura 2.5., causando que destruya los dispositivos electrónicos del convertidor como el semiconductor (MOSFET). En conclusión, no se debe superar la relación máxima de trabajo.

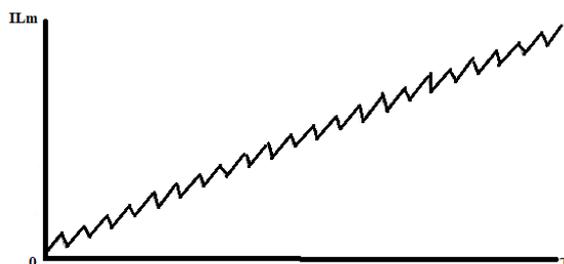


Figura 2.5. Forma de onda de la corriente de magnetización cuando el núcleo se satura.

2.1.1 CONDUCCIÓN DISCONTINUA DEL CONVERTIDOR FORWARD

No es usual que el convertidor forward trabaje en conducción discontinua, por la baja potencia con la cual trabaja. Además, ya que se necesita que el voltaje a la salida (V_o) se mantenga constante, el voltaje medio (V_a) es menor al voltaje de la carga (V_o) provocando que la corriente (I_L) se mantenga en conducción discontinua como se ve en la Figura 2.6.

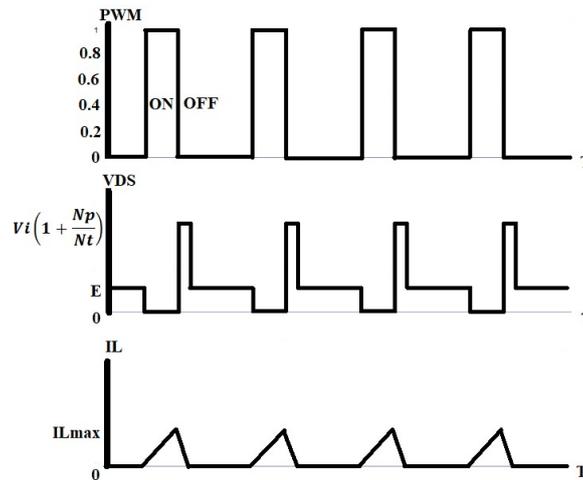


Figura 2.6. Formas de onda del convertidor aislado DC-DC Forward con tres devanados conducción discontinua.

Por lo tanto, partiendo de la ecuación (2.23) se despeja el voltaje a la salida.

$$V_o > V_i (D) \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.41)$$

Si se conoce el voltaje a la salida (V_o) y el voltaje a la entrada (V_i) y el número de devanados primario (N_s) y secundario (N_p), se puede encontrar el ciclo de trabajo crítico.

$$D = \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \quad (2.42)$$

El ciclo de trabajo (D) para que sea continuo.

$$D > \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \quad (2.43)$$

El ciclo de trabajo (D) discontinuo.

$$D < \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \quad (2.44)$$

2.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC-DC FORWARD

Para el diseño del conversor DC-DC Forward se toma las características del panel solar GP-050P-36 como se indica en la tabla 2.1.

Tabla 2.1. Características del panel solar GP-050P-36 [11].

Propiedad	Símbolo	unidad	valor
Pico de potencia	P_{in}	W	50
Voltaje al máximo punto de potencia	V_i	V	18.4
Corriente al máximo punto de potencia	I_i	A	2.73

2.2.1 TRANSFORMADOR

El transformador es reciclado de una fuente de alimentación de una computadora. Por lo tanto, es necesario conocer la inductancia de magnetización del núcleo, por consiguiente, en la Figura 2.7 se observa el circuito probador de inductancia, donde (L) es el valor del inductor que se desea conocer, la resistencia $R = 0.1 \Omega$ es de valor pequeño en serie al inductor para medir la corriente. [12] Para el manejo de la compuerta del MOSFET se debe obtener un pulso muy corto, donde el tiempo cuando el MOSFET permanece cerrado sea muy pequeño en orden de decenas o cientos de microsegundos, mientras que cuando el MOSFET permanece abierto sea grande en orden de varios milisegundos.

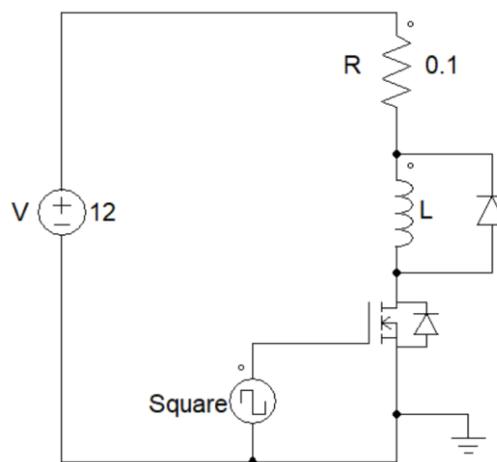


Figura 2.7. Circuito probador de inductancia.

Se le puede dar cualquier valor de número de vueltas al núcleo del transformador, en este caso se dan 13 vueltas, con lo cual, se obtiene la curva de la corriente del inductor con respecto al tiempo como se muestra en la Figura 2.8. La curva inicialmente tiene una forma aproximadamente lineal, pero al pasar el tiempo existe un incremento descontrolado de la corriente y la gráfica tiende a ser de forma curva, esto quiere decir que el núcleo se satura.

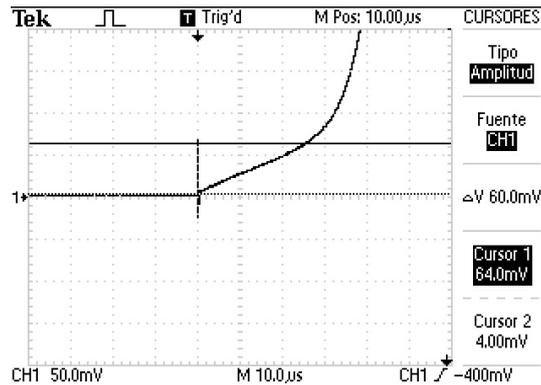


Figura 2.8. Curva de la corriente del inductor con respecto al tiempo.

Para encontrar la inductancia de magnetización el núcleo del transformador se parte de la fórmula de la corriente del inductor es igual a $i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V(t) dt$, como el voltaje $V(t)$ es el voltaje de alimentación constante del circuito cuyo valor es 12 Voltios, despejando la inductancia (L) se obtiene la ecuación (2.45), (Δt) es la variación del tiempo y (Δi) variación de la corriente, estos valores son tomados de la Figura 2.8.

$$Lm = V \frac{\Delta t}{\Delta i} = (12 V) \frac{(26 \mu s)}{(0.6 A)} \quad (2.45)$$

$$Lm = 0.52 mH$$

El factor de inductancia (A_L) es dada por la ecuación (2.46) que depende de la inductancia del núcleo sobre el número de vueltas N al cuadrado.

$$A_L = \frac{Lm}{N^2} = \frac{(0.52 mH)}{13^2} \quad (2.46)$$

$$A_L = 3076 \frac{nH}{N^2}$$

En la Figura 2.9. se indica una foto del transformador desarmado utilizado en este proyecto con sus respectivas medidas.

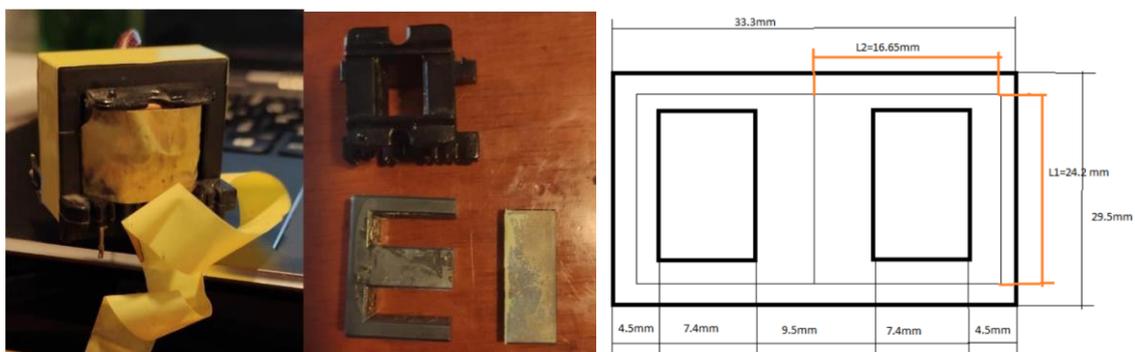


Figura 2.9. Transformador de alta frecuencia con las medidas de su núcleo.

Con el factor de forma (A_L), y las medidas del núcleo, se buscó información sobre fabricantes de transformadores para comparar los valores de (A_L) calculados con el núcleo reciclado. El factor de inductancia encontrado en la hoja de datos es $A_L = 3700 \frac{nH}{N^2} \pm 25\%$ y el calculado es $A_L = 3076 \frac{nH}{N^2}$, por consiguiente, este valor calculado está en el rango de variación del factor de inductancia encontrado en la hoja de datos. En el ANEXO II se encuentra la hoja de datos del núcleo del transformador, a continuación, en la tabla 2.2 se detallan las características más importantes del transformador EI 3329 / MSB7C, para realizar el diseño del convertidor Forward.

Tabla 2.2 Características del transformador EI 3329 / MSB7C [13].

Propiedad	Símbolo	unidad	valor
Densidad de flujo	B	T	0.39
Permeabilidad	U	No tiene unidad	2400
Factor de inductancia	A_L	nh/N ²	3700±25%
Longitud efectiva	L_e	mm	67.5
Área efectiva	A_e	mm ²	119
Área de ventana	A_w	mm ²	127

Para la elección del conductor, se toma en cuenta el efecto skin que se produce en los conductores de cobre. Entonces, la profundidad de la película (δ) es igual a 1 sobre la raíz de pi (π) multiplicado por la frecuencia (f), la permeabilidad del cobre (μ) y la conductividad del cobre (ϑ) como se indica en la ecuación (2.47) [9], [14].

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \vartheta}} \quad (2.47)$$

La permeabilidad del cobre ($\mu = 1$) y en el vacío es de $4\pi e^{-7} \left(\frac{H}{m}\right)$ y la conductividad es $\vartheta = 5.8e^7 \left(\frac{S}{m}\right)$, por lo que sustituyendo los valores en la ecuación (2.47) se obtiene (δ).

$$\delta = \frac{6.608}{\sqrt{f}} = \frac{6.608}{\sqrt{30\,000\,Hz}}$$

$$\delta = 0.0381 \text{ (cm)}$$

Para evitar el problema del efecto skin se utilizan conductores con el radio menor a la profundidad de la película.

$$d = 2\delta \quad (2.48)$$

$$d = 2 * 0.0381 = 0.0762 \text{ cm}$$

La densidad de la corriente (J_{rms}) se expresa como la corriente que pasa a través del conductor de cobre (I_{rms}) dividido para la sección del conductor del cobre (A), tanto la corriente como la densidad están dados en valores rms.

$$J_{rms} = \frac{I_{rms}}{A} \quad (2.49)$$

El conductor del cobre es un cilindro por lo que el área de ésta viene dada por:

$$A_1 = \frac{\pi d^2}{4} \quad (2.50)$$

Donde (d) es el diámetro del cable, al realizar la sustitución de la ecuación (2.50) en la ecuación (2.49) se tiene:

$$J_{rms} = \frac{I_{rms}}{\frac{\pi d^2}{4}} \quad (2.51)$$

Despejando (d):

$$d = \sqrt{\frac{4 I_{rms}}{\pi J_{rms}}} \quad (2.52)$$

Para obtener la (J_{rms}) su ecuación es dada por:

$$J_{rms} = \frac{2 P_{in} \sqrt{D_{max}} (10^4)}{f A_e \Delta B A_w K_u} \quad (2.53)$$

Donde (P_{in}) es el pico de potencia del panel solar, (D_{max}) es la relación máxima de trabajo del convertidor, (A_e) es el área efectiva del núcleo del transformador, (ΔB) es la densidad de flujo, (A_w) es el área de ventana del núcleo y (K_u) es un factor de utilización y su valor recomendado es $K_u = 0.31$ [9], los demás valores son tomados de las tablas 2.1, 2.2 y 2.3.

$$J_{rms} = \frac{2 * 50 \text{ W} * \sqrt{0.7} * 1x10^4}{30 \text{ Khz} * 1.19 \text{ cm}^2 * 0.39 \text{ T} * 1.27 \text{ cm}^2 * 0.31}$$

$$J_{rms} = 152.63 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

El valor de la corriente máxima I_{rms} que pasa a través del conductor primario se calcula por medio de la ecuación (2.54).

$$I_{rms} = \frac{P_{in}}{V_{i(min)} * \sqrt{D_{max}}} \quad (2.54)$$

$$I_{rms} = \frac{50 W}{17 V * \sqrt{0.7}} = 3.51 A$$

Utilizando la ecuación (2.52) el diámetro del conductor es:

$$d = \sqrt{\frac{4 * 3.51 A}{\pi * 152.63 \frac{A}{cm^2}}} = 0.1711 cm$$

Si $d \leq 2\delta$ se elige el diámetro (d), caso contrario si $d > 2\delta$ se elige 2δ .

Entonces, el valor del calibre del cable es $2\delta = 0.0762 cm$.

En la tabla AWG el calibre para el transformador esta entre #21 y #22, se toma el #22, dicha tabla se puede ver en el ANEXO III. El diámetro del calibre #22 es de $d = 0.0701 cm$ con la ecuación (2.50) el área del conductor es:

$$A_1 = \frac{\pi * (0.0701 cm)^2}{4} = 3.85e^{-3} cm^2$$

Para obtener el número de cables en paralelo para el bobinado primario (N_{pp}), se tiene que si $d \leq 2\delta$ el número de conductores en paralelo es 1, mientras que si $d > 2\delta$ se tiene lo siguiente:

$$N_{pp} = \frac{d}{2\delta} \quad (2.55)$$

$$N_{pp} = \frac{0.1711 cm}{0.0762 cm} = 2.24$$

El número de cables en paralelo para el bobinado primario debe ser aproximado a un número entero por lo que $N_{pp} = 2$.

En la tabla 2.3 se dan los valores característicos del convertidor forward que fueron establecidos en el alcance de este trabajo y los valores de la tabla 2.1 que establece los valores de potencia, voltaje y corriente del panel solar.

Tabla 2.3. Parámetros del convertidor aislado forward de tres devanados.

Parámetros	Símbolo	unidad	Valor
Potencia máxima del convertidor	P_{in}	W	50
Corriente máxima del convertidor	I_i	A	3

Voltaje de entrada del convertidor	V_i	V	$17 < V_i < 25$
Frecuencia	f	Khz	30
Relación de trabajo máxima	D_{max}	No tiene unidad	0.7
Voltaje a la salida	V_o	V	12

Para conocer el número de vueltas mínimo en el bobinado primario y poder garantizar que el núcleo no se sature se calcula con la ecuación (2.56) [15] y depende de los parámetros de la tabla 2.2 y la tabla 2.3.

$$N_p > \frac{V_{i(max)} * D_{max} * \frac{1}{f}}{B * A_e} \quad (2.56)$$

$$N_p > \frac{25 V * 0.7 * \frac{1}{30 KHz}}{0.39 T * 11.9 \times 10^{-5} m}$$

$$N_p > 12.56 \text{ vueltas}$$

Se toma el valor inmediato superior de $N_p = 13$ vueltas, además no es conveniente tomar demasiadas vueltas, debido a que las pérdidas en el transformador serán mayores y esto reduce la eficiencia del convertidor.

En el segundo devanado del transformador tendrá las mismas características de corriente que el primario, por lo que:

La sección del cable en el devanado secundario es:

$$A_2 = 3.85e^{-3} \text{ cm}^2$$

El número de cables de cobre en paralelo en el bobinado secundario (N_{ss}) es:

$$N_{ss} = 2.24 = 2$$

De la ecuación (2.23) se determina el número vueltas en el secundario. Por lo tanto, despejando $\frac{N_p}{N_s}$:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{i(min)}}{V_o} (D_{max}) = \frac{17 V}{12 V} * 0.7$$

$$\frac{N_p}{N_s} \leq 0.991$$

El número de vueltas del secundario (N_s) tiene que ser mayor o igual al número de vueltas del primario; puesto que se desea obtener mayor cantidad de corriente, el número de

vueltas en el secundario es mayor al primario. El número de vueltas del secundario se halla realizando pruebas en el transformador, es decir, dando diferentes números de vueltas hasta obtener que la corriente que entrega el convertidor es de 3 amperios, obteniendo como resultado:

$$N_s = 20 \text{ vueltas}$$

En el tercer devanado del transformador la corriente que circula es menor a los del primer y segundo devanado, debido a que el convertidor Forward utiliza una circulación de corriente de desmagnetización pequeña en el núcleo. La ecuación de la corriente del terciario (I_{d3}) de acuerdo a la referencia [16] es:

$$I_{d3} = \frac{V_{i(min)}(D_{max})}{L_m(f)} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (2.57)$$

$$I_{d3} = \frac{17 \text{ V}(0.7)}{0.52 \text{ mH}(30 \text{ Khz})} \sqrt{\frac{0.7}{3}} = 0.368 \text{ A}$$

El diámetro del conductor se halla con la ecuación (2.52).

$$d = \sqrt{\frac{4 * 0.368 \text{ A}}{\pi * 152.63 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}}} = 0.0554 \text{ cm}$$

Como $d \leq 2\delta$ es elegido el diámetro (d).

En la tabla AWG la superficie del cable es #24, con su $d = 0.0607 \text{ (cm)}$, con la ecuación (2.50) se halla su área (A_3).

$$A_3 = 2.893 \text{ e}^{-3} \text{ cm}^2$$

Para encontrar el número de vueltas en el devanado terciario (N_t), se toma la ecuación (2.38) y se despeja el número de vueltas en el devanado terciario (N_t).

$$N_t \leq N_p \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} = 13 \frac{(1 - 0.7)}{0.7}$$

$$N_t \leq 5.57 \text{ vueltas}$$

Se toma el número de vueltas del devanado terciario $N_t = 3$ vueltas. Se debe tomar en cuenta que no se puede tomar muy pocas vueltas, ya que los voltajes Drain-Source (V_{ds}) del MOSFET serán elevados.

Para la obtención del número de cables en paralelo N_{tt} se tiene que $d \leq 2\delta$ por lo tanto el número de conductores en paralelo es 1.

$$N_{tt} = 1$$

Para garantizar que el $D_{max} = 0.7$ establecido en los parámetros del convertidor cumpla con el (D_{max}) teórico, se calcula la relación de trabajo máximo de la ecuación (2.38).

$$D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{3}{13}} = 0.8125$$

Por lo tanto, el valor establecido en los parámetros del convertidor de $D_{max} = 0.7$ es adecuado, ya que no supera el valor teórico.

Para conocer la ocupación que tiene el alambre de cobre alrededor del núcleo con el carrete, se calcula el área requerida (A_{req}) que ocupa el conductor de cobre de la siguiente con la ecuación 2.58 [14].

$$A_{req} = A_1 N_p N_{pp} + A_2 N_s N_{ss} + A_3 N_t N_{tt} \quad (2.58)$$

$$A_{req} = 3.85e^{-3} * 13 * 3 + 3.85e^{-3} * 20 * 3 + 2.893 e^{-3} * 3 * 1$$

$$A_{req} = 0.389 \text{ cm}^2$$

Al valor del área de ventana (A_w) es multiplicada por un factor de llenado (A_f), debido a que al momento de enrollar el cable quedan superficies sin llenar, por lo que no se utiliza el 100% del área del núcleo, un valor recomendado de (A_f) es del 60% [14].

$$A_{req} < A_w * A_f \quad (2.59)$$

$$0.389 \text{ cm}^2 < 1.27 * 0.6 \text{ cm}^2$$

$$0.389 \text{ cm}^2 < 0.762 \text{ cm}^2$$

EL área requerida (A_{req}) es menor al área de la ventana multiplicado por el factor de llenado ($A_w * A_f$). Por lo que, el núcleo EI 3329 / MSB7C escogido es adecuado ya que cumple las especificaciones del diseño.

2.2.2 INDUCTOR DE SALIDA

En el diseño del inductor de salida se puede tomar la variación de la corriente del inductor dada por la ecuación (2.11). También, conociendo la ecuación (2.23) se despeja la relación de trabajo (D).

$$D = \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \quad (2.60)$$

De modo que al reemplazar la ecuación (2.60) en la ecuación (2.11), se obtiene la variación de la corriente del inductor (ΔI_L).

$$(\Delta I_L) = \left(1 - \frac{1}{V_i} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) V_o \right) \frac{1}{L} (V_o) \frac{1}{f} \quad (2.61)$$

Por los parámetros de diseño, se requiere obtener una corriente máxima de $I_i = 3 A$. Asimismo, el porcentaje de rizado es del 5% y el valor de la variación de la corriente en el inductor (ΔI_L) tiene que ser menor al doble de la corriente de inductancia (I_L) [15].

$$I_L = I_i * 5\% = 0.15 A \quad (2.62)$$

$$\Delta iL < I_L * 2 = 0.15 A * 2 = 0.3 A$$

De la ecuación 2.61 se despeja el inductor (L).

$$L > \left(1 - \frac{1}{V_{i(max)}} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) V_o \right) \frac{1}{\Delta I_L} (V_o) \frac{1}{f} \quad (2.63)$$

$$L > \left(1 - \frac{1}{25 V} * \frac{13}{20} * 12 V \right) * \frac{1}{0.3 A} * 12 V * \frac{1}{30 KHz}$$

$$L > 0.917 mH$$

Se escoge una inductancia de $L = 1 mH$.

Para la obtención del inductor, se toma un núcleo toroidal reciclado y es sometido a las mismas pruebas que el núcleo del transformador. Por tanto, la curva de la corriente del inductor con respecto al tiempo se indica en la Figura 2.10.

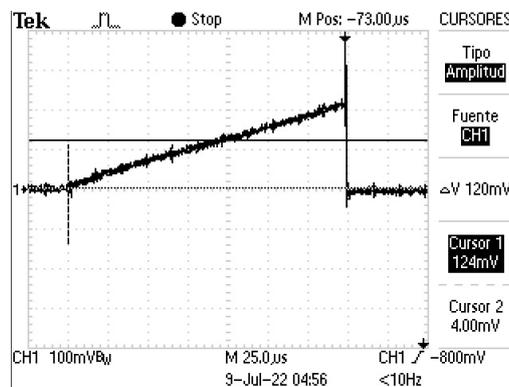


Figura 2.10. Curva de la corriente del inductor de salida con respecto al tiempo.

Al realizar diferentes pruebas con diferentes valores de números de vueltas en el toroide del inductor se obtiene que con 100 vueltas se consigue la inductancia de 1mH, entonces con la ecuación (2.45) y obtenido los valores de Δt y Δi de la Figura 2.10 se encuentra el valor de la inductancia (L).

$$L = V \frac{\Delta t}{\Delta i} = 12 \left(\frac{100e^{-6}}{1.2} \right)$$

$$L = 1 \text{ mH}$$

Para la selección del calibre del cable es igual a la del devanado secundario del transformador AWG#22.

2.2.3 CAPACITOR DE SALIDA

La ecuación de voltaje de un condensador es:

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^T I_c \, dt \quad (2.64)$$

Cuando, el MOSFET se cierra la pendiente de la corriente es positiva, existiendo un voltaje en el condensador y caso contrario, cuando el MOSFET se apaga existe un decremento en la corriente, disminuyendo el voltaje, por este motivo existe un rizado de voltaje. La corriente media en un capacitor es cero, y el área en la parte negativa es similar al área en la parte positiva como se muestra en la Figura 2.11.

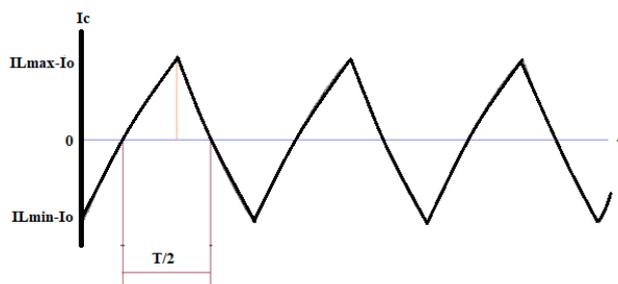


Figura 2.11. Forma de onda de la corriente del condensador de salida.

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^T I_c \, dt \quad (2.65)$$

Entonces, para facilitar la integral se resuelve el área del triángulo.

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \left(\frac{\frac{T}{2} (I_{Lmax} - I_o)}{2} \right) \quad (2.66)$$

Se conoce la corriente (I_{Lmax}) de la ecuación (2.31) y se reemplaza en la ecuación (2.66).

$$\Delta V_C = \frac{T}{4(C)} \left\{ I_o + \frac{D}{2(L)f} \left[V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) (1 - D) \right] - I_o \right\} \quad (2.67)$$

Despejando el capacitor (C):

$$C = \frac{V_i(D)(1-D) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)}{\Delta V_C(8)(f)^2 L \left(\frac{N_p}{N_s} \right)} \quad (2.68)$$

Donde (ΔV_C) es el rizado de voltaje por el voltaje a la salida (V_o), teniendo un rizado de voltaje del 2%.

$$\Delta V_C = 0.02(V_o) \quad (2.69)$$

Reemplazando la ecuación 2.69 en la ecuación 2.68 y para un $D_{max} = 0.7$, $V_{i(max)} = 25 V$ y $V_o = 12 V$.

$$C = \frac{25 V(0.7)(1 - 0.7)}{0.02(12 V)(8)(30 KHz)^2(1 mH)} \left(\frac{20}{13} \right)$$

$$C_o > 4.67 \mu F$$

El voltaje nominal que debe soportar es mayor o igual al voltaje a la salida del convertidor multiplicado por un factor de seguridad del 50%.

$$V_C \geq 12 V * (1.5)$$

$$V_C \geq 18 V$$

Se selecciona un capacitor de 220 μF que soporte 35 Voltios, este capacitor es mayor al calculado para asegurar un bajo rizado.

2.2.4 CAPACITOR DE ENTRADA

La señal de entrada tiene que ser filtrada, por lo que se coloca un condensador en paralelo a la fuente, de igual forma que en el capacitor de salida se tiene la ecuación de la variación del voltaje en la entrada (ΔV_{Ci}).

$$\Delta V_{Ci} = \frac{1}{C_i} \int_0^T I_i dt \quad (2.70)$$

El capacitor se carga cuando el MOSFET se encuentra abierto, por lo tanto, el tiempo en el apagado es $t_{off} = T(1 - D)$, la corriente de entrada es la corriente máxima que entrega la fuente (I_i).

$$\Delta V_{ci} = \frac{I_i}{C_i} T(1 - D) \quad (2.71)$$

Donde (ΔV_{ci}) es el rizado de voltaje multiplicado por el voltaje a la entrada (V_i), teniendo un rizado de voltaje de 2%.

$$\Delta V_{ci} = 0.02(V_i) \quad (2.72)$$

Reemplazando la ecuación (2.72) en la ecuación (2.71) y despejando (C_i), para un $D_{max} = 0.7$, $V_i = 18 V$ y $I_i = 3 A$.

$$C_i = \frac{I_i}{\Delta V_{ci}(f)} (1 - D) = \frac{3}{0.02(18 V)(30 Khz)} (1 - 0.7)$$

$$C_i > 83.33 \mu F$$

El voltaje nominal que debe soportar es mayor o igual al voltaje a la entrada del convertidor multiplicado por un factor de seguridad del 50%.

$$V_{ci} \geq 18 V * (1.5)$$

$$V_{ci} \geq 27 V$$

Se coloca un capacitor comercial 1000 μF que soporta 35 V, este capacitor es mayor al calculado para asegurar un bajo rizado.

2.2.5 SEMICONDUCTOR (MOSFET)

Para la selección del Mosfet se toma en consideración las características más importantes que debe tener este semiconductor y son el voltaje Drain y Source (V_{ds}), la corriente del Drain (I_d), la frecuencia (f) y la resistencia interna del MOSFET (R_{ds}), que debe ser pequeña para tener menor pérdida de potencia estática.

De la ecuación (2.40), se encuentra el valor que debe tener el voltaje (V_{ds}), y se multiplica por un valor de seguridad del 30%, debido a la inductancia de fuga del transformador y el efecto oscilatorio en el momento de la conmutación.

$$V_{ds} = V_i \left(1 + \left(\frac{N_p}{N_t} \right) \right) * 1.3 = 25 V \left(1 + \left(\frac{13}{3} \right) \right) * 1.3 = 173.33 V$$

La corriente que circula por el Drain (I_d) es igual a la corriente máxima que circula por el devanado primario, encontrada en la ecuación (2.54) que es de $I_d = 3.51 A$, y se multiplica por un factor de seguridad del 50%.

$$I_d = 3.51 A * 1.5 = 6.75 A$$

Con los valores calculados de (V_{ds}, I_d) el semiconductor MOSFET IRFB4227PbF es ideal, para el correcto funcionamiento del convertidor, y las características más importantes se muestra en la tabla 2.4.

Tabla 2.4. Parámetros del semiconductor MOSFET IRFB4227PbF [17].

Parámetros	Símbolo	unidad	valor
Voltaje Drain-Source	V_{ds}	V	200
Corriente Drain	I_d	A	65
Resistencia óhmica	R_{ds}	mΩ	19.7

2.2.6 DIODOS

Las características más importantes en la elección de los diodos son la corriente que circula cuando se polariza directamente, el voltaje de polarización reverso y el tiempo de recuperación inversa.

Para el diodo (D_3), la corriente (I_{d3}) que circula está en la ecuación (2.57).

$$I_{d3} = 0.346 A$$

El voltaje de polarización inversa se multiplica por un factor de seguridad del 30%.

$$V_{d3} = \left(1 + \frac{n_t}{n_p} \right) (V_i)(1.3) = \left(1 + \frac{3}{13} \right) (25 V)(1.3) = 40 V$$

El tiempo de recuperación inversa es un valor mucho menor al tiempo cuando el diodo se polariza de forma inversa.

$$t_{rr} \ll \frac{(1 - D)}{f} \quad (2.73)$$

$$t_{rr} \ll \frac{(1 - 0.7)}{30000} = 10 \mu s$$

En base a los valores calculados de (I_{d3}, V_{ds}, t_{rr}) , el diodo HER 208 cumple con los requerimientos, y las características más importantes se muestra en la tabla 2.5.

Tabla 2.5. Parámetros del diodo HER 208 [18].

Parámetros	Símbolo	unidad	valor
Voltaje de polarización inversa	V_{d3}	V	700
Corriente	I_{d3}	A	65
Tiempo de recuperación inversa	t_{rr}	ns	75

Para los diodos (D_1, D_2) tienen los mismos cálculos, para lo tanto su corriente es:

$$I_{d1} = I_{d2} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{50 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 4.16 \text{ A}$$

Los voltajes de polarización inversa (V_{d1}, V_{d2}) se multiplica por un factor de seguridad del 20%.

$$V_{d1} = V_{d2} = V_i \left(\frac{Ns}{Nt} \right) (1.2) = 25 \text{ V} \left(\frac{20}{3} \right) (1.2) = 200 \text{ V}$$

El tiempo de recuperación inversa es igual al anterior.

En base a los valores calculados de (I_{d1}, V_{d1}, t_{rr}) , se usa los diodos rápidos STPR1620CT, con lo cual satisface todos los requerimientos, y las características más importantes se muestra en la tabla 2.6.

Tabla 2.6. Parámetros de los diodos rápidos STPR1620CT [19].

Parámetros	Símbolo	unidad	valor
Voltaje de polarización inversa	V_{d1}	V	200
Corriente	I_{d1}	A	8
Tiempo de recuperación inversa	t_{rr}	ns	30

2.2.7 GATE DRIVE DEL MOSFET

Para el manejo de la compuerta del MOSFET se realiza con el Bipolar Totem-pole driver observado en la Figura 2.12. El funcionamiento de este Gate Drive es, cuando el semiconductor se cierra la corriente y voltaje con la cual se activa el MOSFET pasa a través del transistor npn, y cuando el semiconductor se abre la corriente en el apagado pasa por

el transistor pnp, ayudando que los tiempos en el encendido y apagado del MOSFET sean más pequeños, por lo que, existe menor pérdidas de potencia en el semiconductor [20].

Para el cálculo de la resistencia en la compuerta del MOSFET (R_g) se basa en la siguiente fuente [21]. Donde el voltaje de Miller es igual al voltaje mínimo con el cual funciona el MOSFET (V_{th}) más la corriente máxima que circula por el Drain (I_d) del MOSFET sobre la transconductancia (g_{fs}). Los valores del voltaje (V_{th}) y la transconductancia (g_{fs}) se encuentra en la hoja de datos del MOSFET IRFB4227PbF (ANEXO IV).

$$V_{gs_{miller}} = V_{th} + \frac{I_d}{g_{fs}} \quad (2.74)$$

$$V_{gs_{miller}} = 5 V + \frac{3 A}{49 S} = 5.06 V$$

La corriente (I_g) de la compuerta del MOSFET, depende de la carga de la capacitancia total (Q_g) que se obtiene de la gráfica (V_{gs} vs Q_g) dividido para el tiempo de encendido (T_{on}) del MOSFET, estos valores se encuentran en el ANEXO IV.

$$I_g = \frac{Q_g}{T_{on}} \quad (2.75)$$

$$I_g = \frac{120 nC}{53 nS} = 2.26 A$$

Entonces (R_g):

$$R_g = \frac{V_{gs_{max}} - V_{gs_{miller}}}{I_g} \quad (2.76)$$

$$R_g = \frac{25 V - 5.06 V}{2.26 A} = 8.82 \Omega$$

Se toma una resistencia comercial de 10Ω

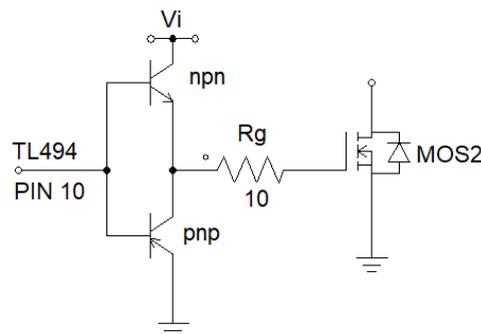


Figura 2.12. Bipolar Totem-pole driver.

2.2.8 RED SNUBBER

Debido que existen picos de voltaje en la conmutación del MOSFET, la red subber RCD de voltaje permite tener un control en la pendiente de subida de la tensión, cuando el semiconductor se encuentra en la transición de apagado, además, disminuye los picos de voltaje que existe en el semiconductor. La red snubber RCD se usa en aplicaciones de convertidores DC-DC Buck, Boost, Flyback y Forward como se indica en la Figura 2.13 [22].

Su funcionamiento, cuando el MOSFET permanece abierto la corriente parasita pasa por el diodo (D_s) y el capacitor (C_s) se carga con el voltaje (V_{ds}), mientras que, cuando el MOSFET permanece cerrado el capacitor se descarga por la resistencia (R_s).

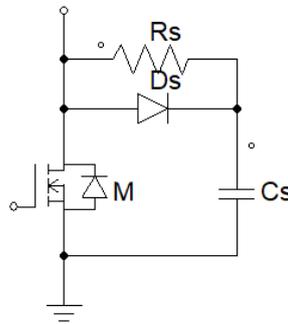


Figura 2.13. Red Snubber RCD.

Para el cálculo del capacitor (C_s) es igual a la corriente máxima que circula por el bobinado primario dado por la ecuación (2.54) ($I = 3.51 A$) multiplicado por tiempo de encendido del MOSFET ($\Delta t = 53 ns$) y dividido para la tensión con la que se carga el capacitor (ΔV) que es igual al voltaje (V_{ds}) y se describe en la ecuación (2.77).

Para hallar el voltaje (ΔV) se realiza mediante la ecuación (2.40).

$$V_{ds} = \Delta V = V_i \left(1 + \left(\frac{N_p}{N_t} \right) \right) = 18 \left(1 + \left(\frac{13}{20} \right) \right) = 96 V$$

Por lo tanto, el valor del capacitor (C_s) es:

$$C_s = \frac{I \Delta t}{\Delta V} \tag{2.77}$$

$$C_s = \frac{I \Delta t}{\Delta V} = \frac{3.51 A(53 ns)}{96 V} = 0.00193 \mu F$$

Para encontrar el valor de la resistencia (R_s) se encuentra con la ecuación (2.78).

$$R_s = \frac{1}{C_s(20)(f)} \quad (2.78)$$

$$R_s = \frac{1}{0.00193 \mu F(20)(30 \text{ Khz})} = 863.55 \Omega$$

La potencia de la resistencia (R_s) es igual a la energía almacenada por el capacitor (C_s), por lo tanto:

$$P_s = \frac{1}{2} C(\Delta V)^2(f) \quad (2.79)$$

$$P_s = \frac{1}{2} 0.00193 \mu F (96 V)^2(30 \text{ Khz}) = 0.266 W$$

El valor de capacitancia comercial usado es $C_s = 0.0022 \mu F$ que soporta un voltaje de 100 V, la resistencia $R_s = 1 K\Omega$ con una potencia de medio vatio.

2.3 MODELO MATEMÁTICO

Para encontrar el modelo matemático se analiza el esquema de convertidor forward, por ende, cuando el MOSFET se cierra se observa la Figura 2.14(a), mientras que, cuando el MOSFET se abre se observa la Figura 2.14(b). Por consiguiente, el circuito se reduce a un convertidor reductor (Buck), con la diferencia en el voltaje (V_a) es igual al voltaje de entrada (V_i) multiplicado por la relación de transformación, entonces $V_a = V_i \frac{(N_s)}{(N_p)}$. Las ecuaciones del modelo matemático son basadas en la referencia [23].

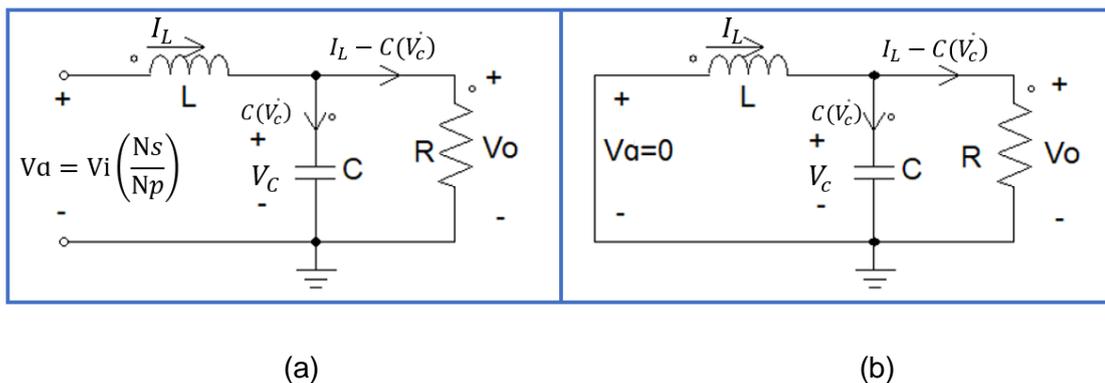


Figura 2.14. Convertidor Forward: (a) MOSFET cerrado; (b) MOSFET abierto.

El modelo del convertidor es ideal por lo que el capacitor (C) y el inductor (L) no tiene resistencias parasitas.

En la Figura 2.14 (a) resolviendo el circuito se obtiene (\dot{I}_L)

$$-V_a + L \frac{dI_L}{dt} + R \left(I_L - C \frac{dV_c}{dt} \right) = 0 \quad (2.80)$$

$$-V_a + L(I_L) + R(I_L - C(\dot{V}_c)) = 0 \quad (2.81)$$

$$-V_a + L(I_L) + (V_c) = 0 \quad (2.82)$$

$$\dot{I}_L = -\frac{1}{L}V_c + \frac{1}{L}V_a \quad (2.83)$$

En la Figura 2.14 (b) resolviendo el circuito se obtiene (\dot{V}_c).

$$-V_c + R \left(I_L - C \frac{dV_c}{dt} \right) = 0 \quad (2.84)$$

$$-V_c + R(I_L - C(\dot{V}_c)) = 0 \quad (2.85)$$

$$\dot{V}_c = -\frac{1}{RC}(V_c) + \frac{1}{C}(I_L) \quad (2.86)$$

Al pasar a variables de estado se tiene:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.87)$$

$$y = Cx + Du \quad (2.88)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_L \\ V_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_a \quad (2.89)$$

Donde las matrices A y B son:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} \quad (2.90)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.91)$$

Se tiene que el voltaje a la salida es igual al voltaje en el capacitor.

$$V_o = V_c \quad (2.92)$$

Al pasar a la matriz C se tiene que:

$$C = (0 \ 1) \quad (2.93)$$

De la ecuación 2.23 es conocido el voltaje (V_o) a la salida con respecto a la entrada (V_a), por facilidad matemática no se toma la relación del número de vueltas, ya que al final de encontrar la función de transferencia se reemplaza por la relación de número de vueltas.

$$\frac{V_o}{V_a} = D \quad (2.94)$$

Para hallar la función de transferencia del voltaje a la salida V_o con respecto a la relación de trabajo (D), se realiza a partir de las matrices de espacios de estados.

$$F_s(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = C[s(I) - A]^{-1}[(B)V_a] \quad (2.95)$$

Resolviendo las matrices se tiene lo siguiente:

$$C[sI - A] = [0 \quad 1] \begin{pmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} \quad (2.96)$$

$$C[sI - A]^{-1} = [0 \quad 1] \begin{pmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{CR} \end{pmatrix}^{-1} \quad (2.97)$$

$$C[sI - A]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{LR}{R(LCs^2 + 1) + Ls} & \frac{LCRs}{R(LCs^2 + 1) + Ls} \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

$$F_s(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \begin{bmatrix} \frac{LR}{R(LCs^2 + 1) + Ls} & \frac{LCRs}{R(LCs^2 + 1) + Ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} V_a \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.99)$$

$$F_s(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = V_a \frac{R}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (2.100)$$

Reemplazando $V_a = V_i \frac{N_2}{N_1}$:

$$F_s(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = V_i \frac{N_2}{N_1} \frac{R}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (2.101)$$

Para conocer la función de transferencia de la corriente de salida con respecto a la relación de trabajo se tiene que:

$$F_{s1}(s) = \frac{I_o(s)}{D(s)} = V_i \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (2.102)$$

2.4 DISEÑO SISTEMA DE CONTROL

Para la generación de la modulación de ancho de pulso, y realizar el controlador de corriente tipo PI se usa el circuito integrado TL494, el cual tiene en sus componentes internos los elementos ideales y necesarios para el control del convertidor DC-DC, el diagrama de bloques interno se muestra en la Figura 2.15.

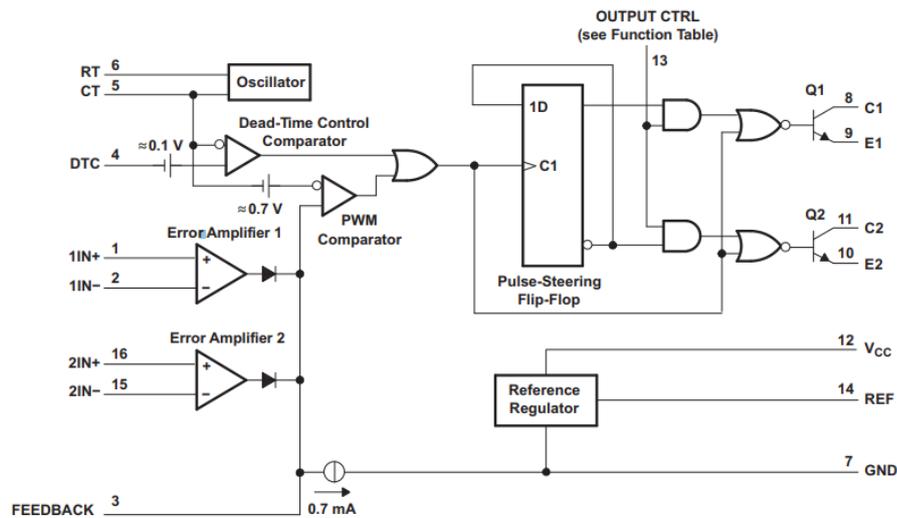


Figura 2.15. Diagrama de bloques interno del circuito integrado TL494 [24].

A continuación, se profundiza el funcionamiento del diagrama de bloques interno del integrado TL494.

2.4.1 DEAD TIME CONTROL(DTC)

Permite limitar el rango máximo de la relación de trabajo del convertidor. El control DTC es por medio de la variación de voltaje en el pin 4 y este varía entre (0.11-3.3) Voltios, siendo su rango entre el 3% al 100% respectivamente. De la ecuación (2.38) el convertidor tiene una relación máxima del 81.25%, por lo que el tiempo muerto (DTC) es de:

$$DTC = 100\% - 81.25\% = 18.75\%$$

La ecuación (2.103) determina el voltaje a la entrada y es:

$$V_{out} = \frac{3.3 - 0.11}{100 - 3}(DTC) + 0.011 \quad (2.103)$$

$$V_{out} = \frac{319}{9700}(18.75) + 0.011 = 0.627 V$$

Con un divisor de voltaje se puede obtener un valor aproximado al voltaje de 0.627 Voltios, se asume una resistencia de $R = 91 k\Omega$ y se calcula el valor de la resistencia R_5

$$V_{out} = \frac{R_5}{91k\Omega + R_5} * 5v = 0.627 V$$

$$R_5 = 13 K$$

Se usa una resistencia estándar de $R_5 = 12 k\Omega$

2.4.2 OSCILADOR

Permite obtener la frecuencia con la cual funciona el convertidor y su valor es de $f = 30 \text{ KHz}$, para obtener esta frecuencia se coloca un capacitor (C_T) en el pin 5 y una resistencia (R_T) en el pin 6. El fabricante recomienda tomar valores de capacitancia de 1uf, 0.1uf, 0.01uF y 0.001uF se toma un $C_T = 0.001 \text{ uf}$ y para la resistencia (R_T) se calcula con la ecuación (105) dada en la hoja de datos del fabricante [24] , por lo que:

$$R_T = \frac{1}{f_{osc} * C_T} \quad (2.104)$$
$$R_T = \frac{1}{30 \text{ KHz} (0.001 \text{ uF})} = 33.33 \text{ K}\Omega$$

El valor de resistencia tiene decimales, por tanto, se usa un potenciómetro de precisión de $50 \text{ K}\Omega$ para la obtención aproximada de la frecuencia.

2.4.3 SENSOR DE CORRIENTE

Para la elección del sensor de corriente debe tener la capacidad de medir la corriente de entrada del convertidor entre (0-3) Amperios y se conecte con el circuito integrado TL494. El módulo del sensor de corriente ACS712 ELECTR-05B-T tiene la capacidad de medir corriente de 0 a 5 amperios en corriente continua o alterna, se basa en el efecto hall, donde detecta el campo magnético cuando circula corriente a través de un alambre de cobre, y este lo convierte en un voltaje variable a la salida de forma lineal, ya que a medida que la corriente aumenta, el voltaje también aumenta en su salida [25]. Las demás características del sensor de corriente se encuentran en el Anexo VIII.

2.4.4 REFERENCIA DE CORRIENTE

La referencia de corriente se obtiene con un potenciómetro, donde tiene dos resistencias en sus extremos que están conectados en la mitad del potenciómetro y en un extremo del potenciómetro como se observa en la Figura 2.16.

Para encontrar el valor de las resistencias en el potenciómetro se debe conocer el rango de voltajes que varía el potenciómetro. Este rango de voltajes se calcula con la ecuación (2.105) [25], y esta ecuación representa el voltaje a la salida sensor (V_{os}) que depende de la corriente que ingresa por el sensor (I_i) y la sensibilidad del sensor $s = 0.185 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$, este valor se encuentra en la hoja de datos del sensor ACS712-05B-T en el ANEXO VIII.

$$V_{os} = s(I_i) + 2.5 \quad (2.105)$$

Si la corriente $I_i = 0 A$, el voltaje $V_{os} = 2.5 V$ y si la corriente $I_i = 3 A$, el voltaje $V_{os} = 3.055 V$. Sin embargo, por efecto de que el sensor tiene un error de exactitud de 1.5% y las resistencias tienen una tolerancia alrededor del 3%, los valores del voltaje (V_{os}) son nuevamente calculados tomando un valor de tolerancia del 4%, por tanto, los nuevos valores de voltajes son $V_{os} = 2.4 V$ y $3.17 V$.

Se asume un valor del potenciómetro $P_{ot} = 5 K\Omega$, con lo cual, con un divisor de voltaje se halla los valores de las resistencias (R_3) y (R_4).

$$V_{os} = V_{ref} \frac{(R_4 + P_{ot})}{(R_4 + P_{ot}) + R_3} \quad (2.106)$$

Si $V_{os} = 2.4 V$ y $POT = 0 K\Omega$ y reemplazando en la ecuación (2.106) se tiene:

$$2.4 V = 5 V \frac{(R_4)}{(R_4) + R_3} \quad (2.107)$$

Si $V_{os} = 3.17 V$ y $POT = 5 K\Omega$ y reemplazando en la ecuación (2.106) se tiene:

$$3.17 V = 5 V \frac{(R_4 + 5 K\Omega)}{(R_4 + 5 K\Omega) + R_3} \quad (2.108)$$

Resolviendo el sistema de dos ecuaciones (2.108) y (2.109) y dos incógnitas (R_3 y R_4) se encuentra que ($R_3 = 6.17 K\Omega$ y $R_4 = 5.7 K\Omega$), por lo tanto, con valores comerciales de resistencias se coloca ($R_3 = 5.6 K\Omega$ y $R_4 = 5.1 K\Omega$).

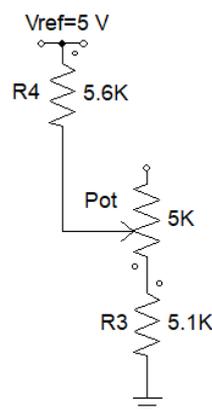


Figura 2.16. Conexión del potenciómetro.

2.4.5 CONTROLADOR DE CORRIENTE

El controlador de corriente es de tipo PI, porque el modelo matemático que describe al convertidor solo tiene polos. Conjuntamente, el tiempo de respuesta de corriente es muy rápido.

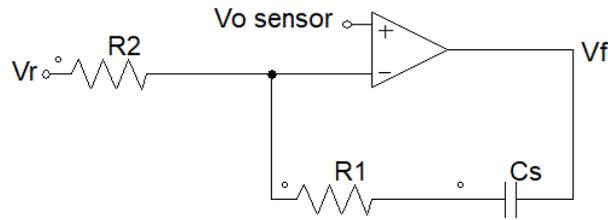


Figura 2.17. Controlador de corriente tipo PI.

Para el controlador tipo PI se usa un amplificador de error que está integrado en el circuito integrado TL494, por lo que la impedancia (Z_1) del circuito controlador de corriente de la Figura 2.17 es:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{C_s} = \frac{R_1 C_s + 1}{C_s} \quad (2.109)$$

El cálculo del voltaje en la salida (V_f) es:

$$V_f = \frac{\frac{R_1 C_s + 1}{C_s}}{R_2} V_r = \frac{R_1}{R_2} V_r + \frac{1}{R_2 C_s} V_r \quad (2.110)$$

Al pasar la ecuación (2.110) en el dominio del tiempo:

$$V_f = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) V_r + \left(\frac{1}{R_2 C_s}\right) \int V_r dt \quad (2.111)$$

Entonces, de la ecuación (2.111) el valor proporcional viene dado por:

$$K_p = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.112)$$

Además, de la misma ecuación (2.111) el valor integral es:

$$K_i = \left(\frac{1}{R_2 C_s}\right) \quad (2.113)$$

Los valores de (K_p) y (K_i) son encontrados en el del diseño del controlador de corriente.

2.5 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE

Para el diseño del controlador de corriente con el osciloscopio se toma la respuesta de corriente en lazo abierto con la pinza amperimétrica, y se toma la respuesta de corriente en el sensor de corriente debido a que esta señal es filtrada. Estas dos graficas se muestra en la Figura 2.18.

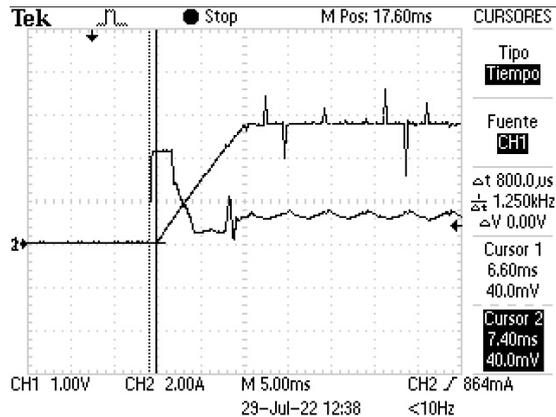


Figura 2.18. Respuesta de corriente en lazo abierto.

La respuesta de corriente en el sensor se aproxima a un sistema de segundo orden sobre amortiguado, por lo que, si el modelo es de segundo orden más tiempo muerto se puede usar el método de Vitecková [26], el cual se resuelve mediante el método de dos puntos general.

Este método de dos puntos general se soluciona tomando dos puntos de la gráfica que son $p_1 = 33\%$ y $p_2 = 70\%$ y sus variables de $a = -0.749$, $b = 0.749$, $c = 1.937$ y $d = -0.937$. El tiempo muerto ($t_m = 800 \mu s$), es el periodo de tiempo durante el cual, al existir un cambio en la corriente, no produce ningún efecto en la variable de la corriente; este valor de (t_m) se toma entre la variación del tiempo de la respuesta de corriente de la pinza amperimétrica y la respuesta del sensor como se observa en la Figura 2.18.

La grafica de la respuesta de corriente tomada con el osciloscopio se traslada al programa de Matlab para encontrar los valores del tiempo en los puntos (p_1 y p_2) y se muestra en la Figura 2.19.

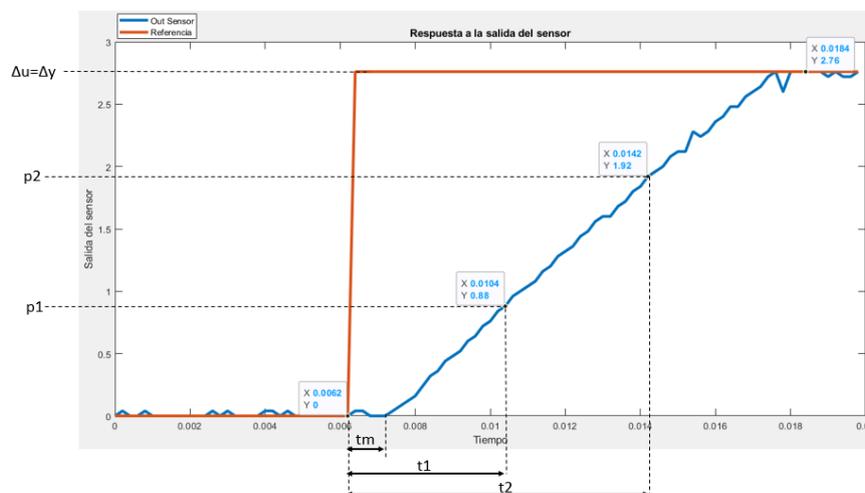


Figura 2.19. Respuesta de corriente en lazo abierto graficado en Matlab.

Resolviendo por el método de Vitecková se halla (τ) y (t_0).

$$\tau = a(t_1) + b(t_2) \quad (2.114)$$

$$t_0 = c(t_1) + d(t_2) \quad (2.115)$$

$$t_1 = 0.0104 - 0.0062 = 0.0042 \text{ s}$$

$$t_2 = 0.0142 - 0.0062 = 0.008 \text{ s}$$

De las ecuaciones (2.114) y (2.115) se reemplaza los tiempos t_1 y t_2 y sus constantes (a, b, c, d).

$$\tau = (-0.749)(0.0042) + (0.749)(0.008) = 0.00284$$

$$t_0 = (1.937)(0.0042) - (0.937)(0.008) = 0.000639$$

Validación del controlador de corriente lazo abierto

Para conocer que el método de Vitecková es apropiado para el controlador de corriente, se realiza la validación de la gráfica de la respuesta de la señal de corriente; con la función de transferencia de segundo orden descrita en la ecuación 2.116 [26], se obtiene la gráfica de su respuesta aproximada de corriente en lazo abierto, como se indica en la Figura 2.20.

$$Gp = \frac{K(e^{-t_m s})}{(\tau s + 1)^2} \quad (2.116)$$

$$Gp = \frac{(e^{-0.0008s})}{(0.00284s + 1)^2}$$

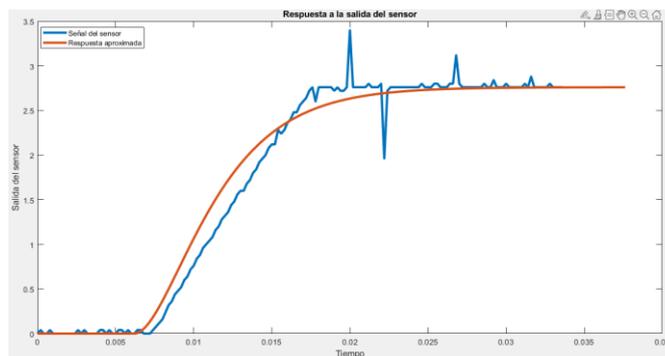


Figura 2.20. Respuesta aproximada de corriente en lazo abierto.

Las respuestas de las gráficas de corriente expuestas en la Figura 2.20 siguen las mismas trayectorias, con este resultado el método de Vitecková utilizado es idóneo.

Para hallar los valores K_p y K_i , Ziegler y Nichols sugieren un conjunto de fórmulas llamada sintonización por 1 cuatro de década de radio para establecer valores de K_p y T_i [27].

$$k = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{Out\ sensor}{Referencia} = 1$$

$$K_p = \frac{0.9(\tau)}{k(t_o)} = 4$$

$$T_i = 3.33 * t_o = 3.33(0.000639) = 0.00212$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = 1886.79$$

De las ecuaciones (2.112) y (2.113) se obtiene valores comerciales de resistencias para R_1 y R_2 y el valor comercial de capacitancia C_s para obtener las constantes aproximadas de K_p y K_i .

$$K_p = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{47\ K\Omega}{12\ K\Omega} = 3.916$$

$$K_i = \left(\frac{1}{R_2 C_s}\right) = \frac{1}{12\ K\Omega * 0.047\ \mu F} = 1773$$

Entonces, los valores de las resistencias son $R_1 = 47\ K\Omega$ y $R_2 = 12\ K\Omega$ y el valor del capacitor es $C_s = 0.047\ \mu F$.

2.6 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR

En la Figura 2.21 se indica el esquema del convertidor Forward de 3 devanados del modelo real, simulado en el Simulink de Matlab, para lo cual, se toma todos los parámetros cálculos que tiene el diseño el convertidor.

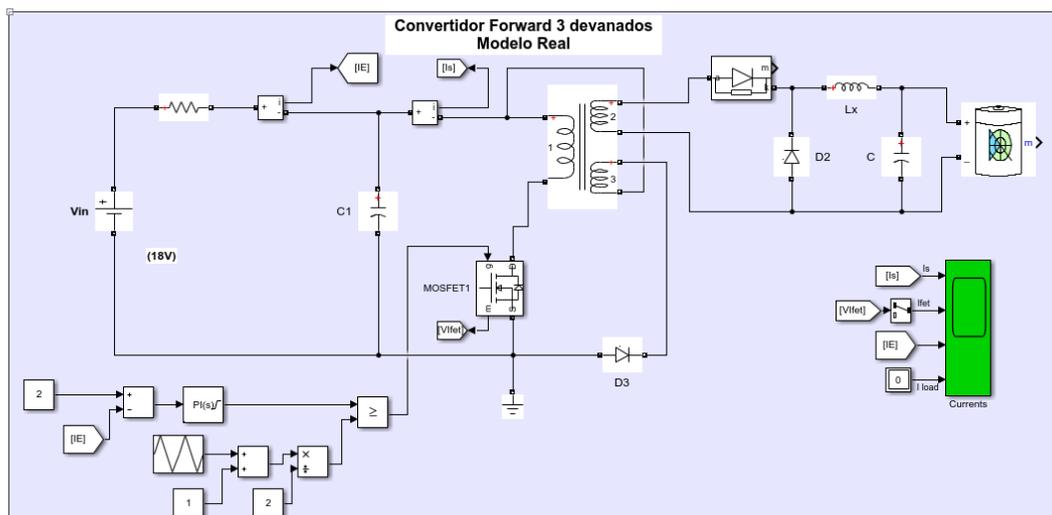


Figura 2.21. Esquema del convertidor Forward de 3 devanados modelo real.

En la Figura 2.22 se indica el modelo matemático del convertidor Forward de 3 devanados.

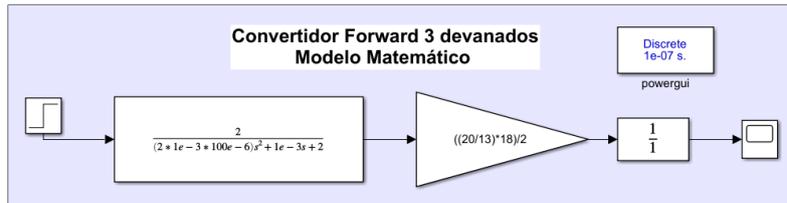


Figura 2.22. Modelo matemático del convertidor Forward de 3 devanados.

Validación del modelo matemático y el modelo real

En la validación del modelo matemático y real se lo realiza en la corriente de entrada del convertidor, por tanto, se obtiene como resultado la Figura 2.23, donde la curva de color azul es la corriente de entrada $I_i = 2.7 A$ del modelo matemático, mientras que, en la figura de color rojo es la corriente de entrada del modelo real. En el modelo real no tiene la capacitancia de entrada, por lo que, su corriente es igual a la forma de onda de la corriente del devanado primario, dando como resultado que el valor de la corriente media de entrada del modelo real sea parecido al valor de la corriente de entrada del modelo matemático.

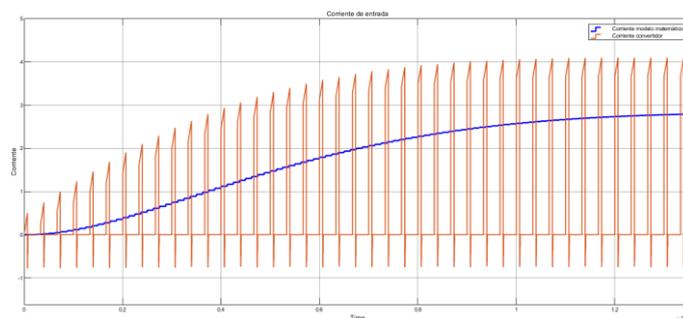


Figura 2.23. Forma de onda de la corriente de entrada en Matlab del modelo matemático y el modelo real.

Las formas de onda del convertidor del modelo real se comparan con las formas de onda del prototipo en el capítulo 3.

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 RESULTADOS

3.1.1 PROTOTIPO

En la Figura 3.1 se muestra las fotografías del prototipo final del convertidor DC-DC aislado Forward de tres devanados, el cual se ubica dentro de una caja y en la parte posterior de

la caja tiene los terminales de conexión para el voltaje de entrada y salida, asimismo, tiene el potenciómetro que da el valor de la referencia de la corriente.

La placa PCB se encuentra en el ANEXO IX y el esquema del circuito completo se encuentra en el ANEXO X.

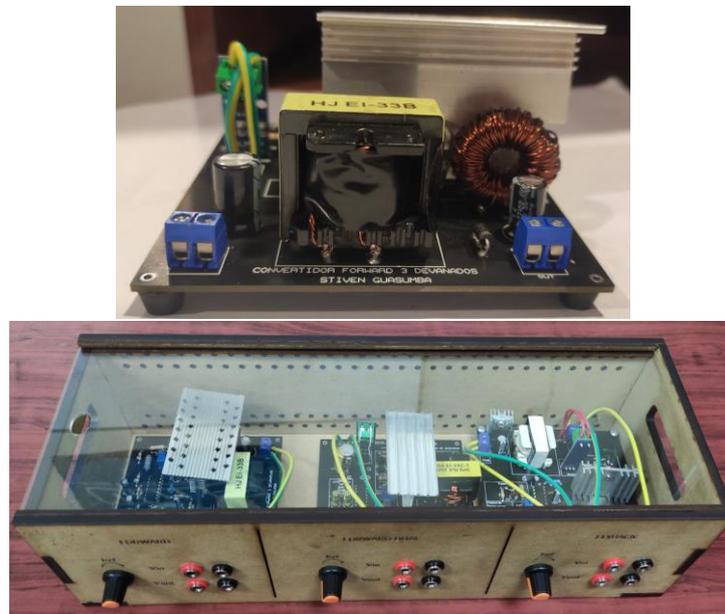


Figura 3.1. Prototipo del convertidor DC-DC aislado Forward de tres devanados.

3.1.2 RESULTADO RED SNUBBER RCD

Se toma la forma de onda del voltaje Drain-Source (V_{ds}) del MOSFET con y sin red snubber como se muestra en la Figura 3.2. En la Figura 3.2 (a) se indica el voltaje pico ($V_{ds} = 180 V$) y en la Figura 3.2 (b) se indica el voltaje pico ($V_{ds} = 144 V$), dando como resultado que la red snubber implementada RCD reduce el pico de voltaje.

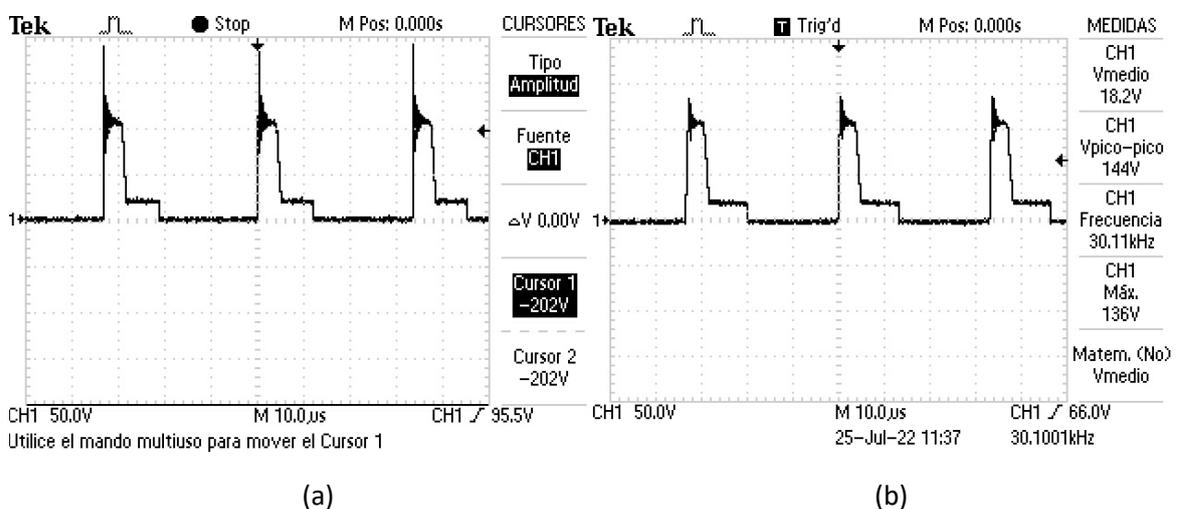


Figura 3.2. Formas de ondas de voltaje (V_{ds}): a) sin red snubber; b) con red snubber.

3.1.3 FORMAS DE ONDA

Forma de onda en la entrada de la corriente

Se obtiene las respuestas de la corriente de entrada, por lo que en la Figura 3.3 (a) el cursor 1 es la respuesta de la corriente de entrada tomada del sensor y su señal es filtrada, y el cursor 2 es la respuesta con la pinza de corriente de entrada; el valor de la corriente es 2 Amperios. La Figura 3.3 (b) muestra la señal ampliada de corriente con su rizado.

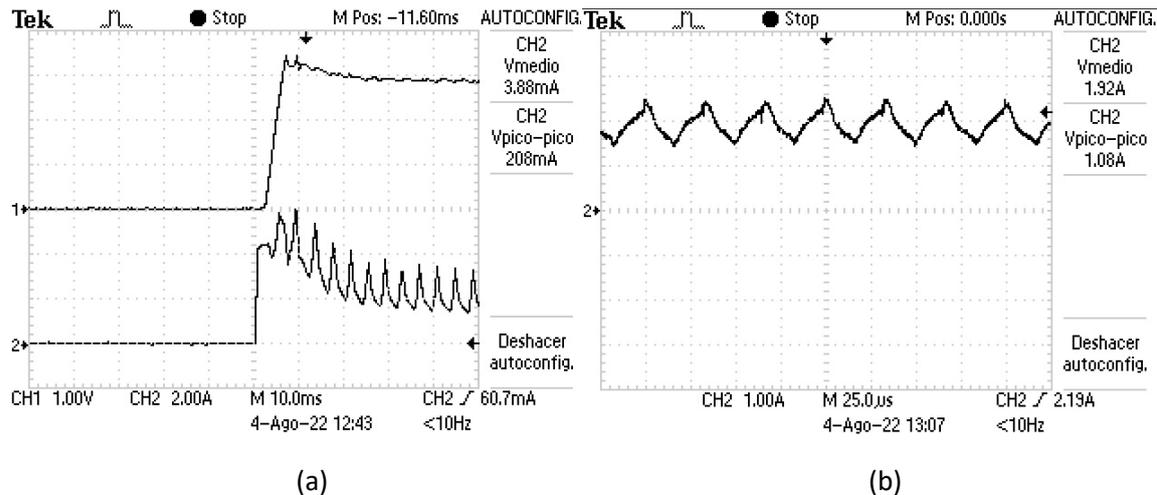


Figura 3.3. Respuestas de la corriente de entrada: (a) cursor 1 respuesta del sensor y cursor 2 respuesta con la pinza amperimétrica; (b) señal ampliada de corriente.

En Matlab/simulink se toma la forma de onda de la repuesta de la corriente en la entrada en lazo cerrado obteniendo la Figura 3.4.

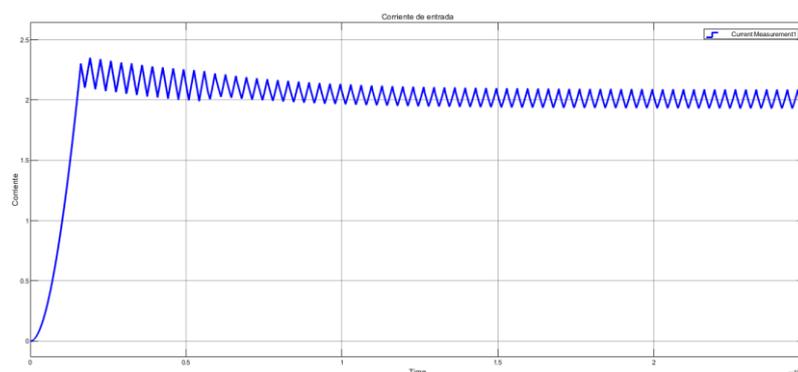


Figura 3.4. Respuesta de la señal de corriente de entrada en Matlab/simulink.

Analizando las formas de onda de las Figuras 3.3 y 3.4 son parecidas, pero no iguales, esto se debe a que en la parte armada del convertidor DC-DC aislado Forward se toma en consideración todos los factores externos como: señales de ruido, características de respuesta de los sensores, los aparatos de medición como la pinza amperimétrica o puntas de prueba y los dispositivos electrónicos que conforman el convertidor.

Forma de onda de la corriente a la salida del convertidor

La forma de onda de la corriente a la salida convertido DC-DC forward se indica en la Figura 3.5, el cual mide una corriente de 2.05 A amperios.

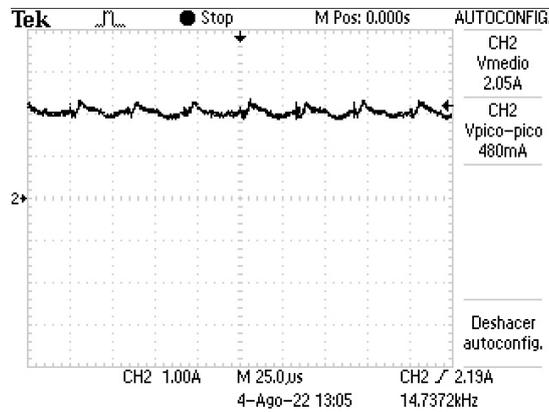


Figura 3.5. Forma de onda de la corriente en la salida del convertidor.

La forma de onda de la corriente a la salida convertido DC-DC forward simulado se indica en la Figura 3.6, el cual mide una corriente de 2.2 Amperios.

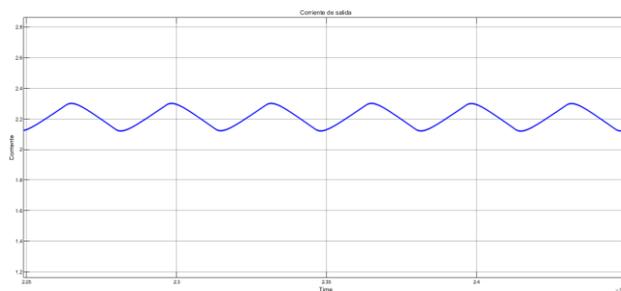


Figura 3.6. Simulación de la forma de onda de la corriente en la salida del convertidor.

Al compararse los valores de corriente de salida tomado del prototipo y del simulador existe una diferencia de 0.15 Amperios, esto se debe a que en el prototipo se toma en cuenta todas las variables externas que existen, como el ruido electromagnético, capacitancias y inductancias parasitas.

Formas de onda del voltaje V_{ds} y voltaje del devanado primario V_p

Se obtiene la forma de onda de voltaje V_{ds} y V_p , por lo que, la Figura 3.7 (a) representa la forma de onda de voltaje Drain-Source (V_{ds}), y la Figura 3.7 (b) se obtiene el valor del voltaje en del devanado primario. Las dos formas de onda tienen una relación de trabajo del 50%.

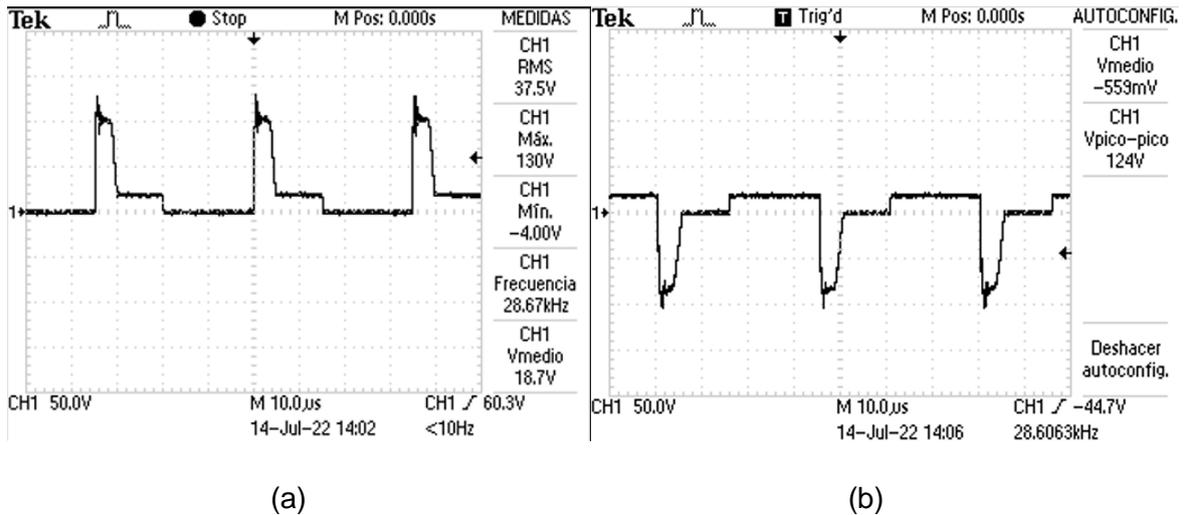


Figura 3.7. Forma de onda de voltaje; (a) Voltaje V_{ds} ; (b) Voltaje V_p .

En Matlab/simulink se obtiene la forma de onda de voltaje (V_{ds} y V_p), por consiguiente, la Figura 3.8 (a) representa la forma de onda de voltaje y su valor pico es $V_{ds} = 102 V$ y la Figura 3.8 (b) representa el voltaje en del devano primario y su valor pico es $V_p = 102 V$. Las dos formas de onda tienen una relación de trabajo del 50%.

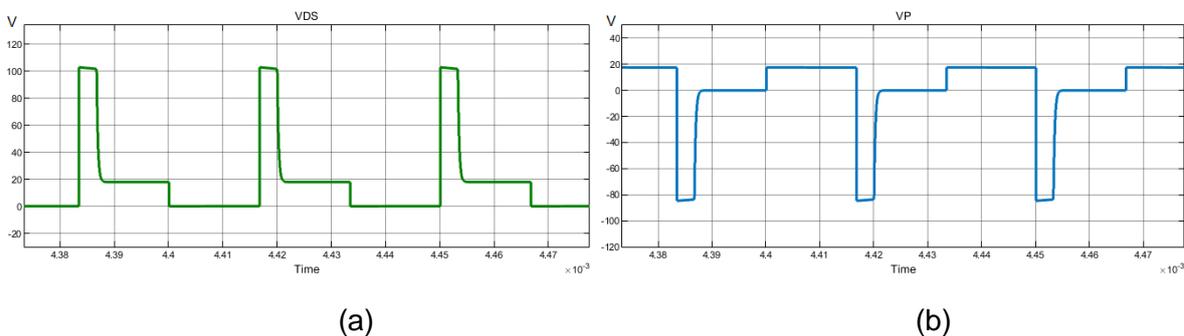


Figura 3.8. Forma de onda de voltaje en Matlab Simulink: (a) Voltaje V_{ds} ; (b) Voltaje V_p .

Como resultado, en las Figuras 3.7y 3.8 las formas de ondas y sus valores picos de voltaje son similares, con la diferencia que al medir la forma de onda de voltaje (V_{ds} y V_p) con el osciloscopio aparece el efecto oscilatorio en el momento de la conmutación.

Seguimiento del punto de referencia de corriente

Se toma las formas de onda de la referencia de corriente en el sensor y la referencia dada por el potenciómetro para diferentes valores de corriente, obteniendo las gráficas de la Figura 3.9. Como resultado, se obtiene que la señal del sensor sigue la trayectoria de la referencia.

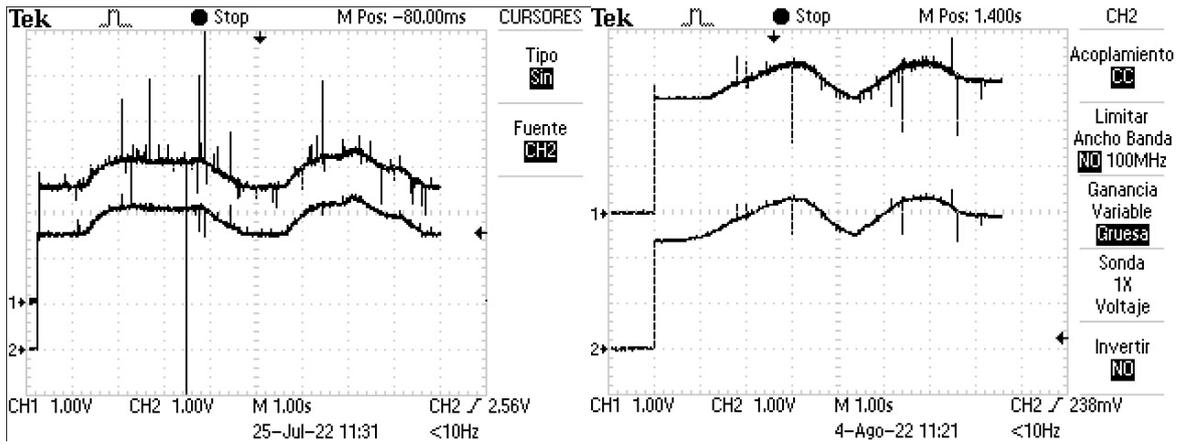


Figura 3.9. Seguimiento del punto de referencia de corriente.

Cabe mencionar que, para verificar el correcto funcionamiento del controlador de corriente, en la fuente DC se establece un valor de voltaje de 18 Voltios, y se varia en ± 2 voltios, logrando que la corriente se mantenga en el valor seteado.

En Matlab/simulink con el modelo real del convertidor se establece valores diferentes de corriente de entrada I_i y se verifica el seguimiento de la trayectoria de referencia como se encuentra en la Figura 3.10.

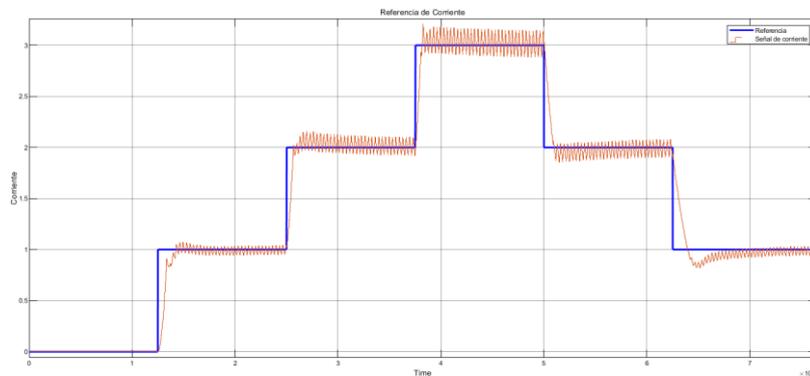


Figura 3.10. Seguimiento del punto de referencia de corriente en Matlab/simulink

3.1.4 EFICIENCIAS

Para la medición de la eficiencia del convertidor se mide los valores de la corriente y voltaje en la entrada y en la salida del convertidor, y se obtiene las potencias de salida y de entrada como se indica en la tabla 3.1. Además, con la ecuación 3.1 se calcula las eficiencias.

$$n(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} (100\%) \quad (3.1)$$

Tabla 3.1. Eficiencia del convertidor

Vin(V)	Iin(A)	Pin(W)	Vout(V)	Iout(A)	Pout(W)	n(%)
18.02	0.5	9.01	12.47	0.56	6.9832	77.5
18.01	0.75	13.5075	12.59	0.86	10.8274	80.15
18.01	1	18.01	12.85	1.21	15.5485	86.33
18.01	1.25	22.5125	12.95	1.44	18.648	82.83
17.95	1.5	26.925	13.11	1.72	22.5492	83.74
17.95	1.75	31.4125	13.23	1.99	26.3277	83.81
17.91	2	35.82	13.41	2.27	30.4407	84.98
17.91	2.25	40.2975	13.52	2.47	33.3944	82.86
17.91	2.5	44.775	13.64	2.71	36.9644	82.55
17.9	2.75	49.225	13.76	2.91	40.0416	81.34
17.9	3	53.7	13.91	3.18	44.2338	82.37

Para encontrar el valor medio del rendimiento se realiza la sumatoria de las eficiencias dividido para el numero de pruebas realizadas.

$$Promedio(n\%) = \frac{908.46}{11} = 82.58 \%$$

Para conocer como varia la curva del rendimiento con respecto a la potencia del convertidor se obtiene la Figura 3.12.

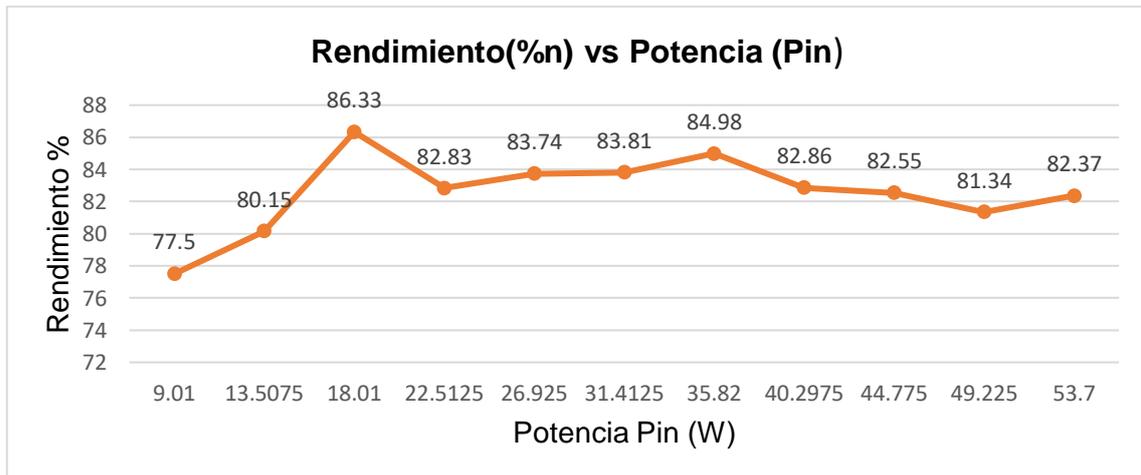


Figura 3.12. Curva del Rendimiento(n%) vs Potencia (Pin)

Cabe resaltar que las pérdidas del convertidor Forward son la derivación de: pérdidas en el transformador; en el MOSFET como perdidas dinámicas y estáticas; en el circuito de control TL494 y en el consumo de los diferentes dispositivos electrónicos. La eficiencia

media es de 82,58%, por tanto, se encuentra en el rango teórico de eficiencias conforme a la literatura de la referencia [8].

3.2 CONCLUSIONES

- La eficiencia del convertidor DC-DC Forward de tres devanados se encuentra alrededor del 82.5%, por tanto, el convertidor funciona como la literatura de la referencia [8] ha descrito sobre el rendimiento del convertidor. Además, la eficiencia es menor cuando se tiene menos de 9 Vatios, esto es debido a que en bajas potencias el convertidor se localiza en conducción discontinua y la corriente que usa es baja, por lo que, la mayor cantidad de corriente son consumidos en los dispositivos como el sensor, el integrado TL494 y la electrónica necesaria para funcionar el convertidor.
- EL controlador digital TL494 es apropiado para realizar la obtención de señales PWM, y realizar un controlador de corriente con el amplificador de error que se encuentra en el interior del encapsulado. Asimismo, el TL494 es muy práctico con su tamaño, sencillez y consumo de energía. Siendo una buena opción para sistemas de baja potencia.
- En el diseño del controlador de corriente tipo PI, se usó el método de Vitecková, el cual al momento de realizar el aproximamiento de su modelo de segundo orden se aproximó a la curva de reacción de la corriente.
- Al realizar las comparaciones de las formas de ondas del simulador Matlab/simulink, y las formas de onda tomadas del prototipo son similares, pero no iguales, debido a que en el prototipo se toma en cuenta todas las variables externas que existen, como el ruido electromagnético, capacitancias e inductancias parasitas.
- En un principio se observó picos grandes de voltaje en la conmutación del MOSFET, por lo tanto, fue necesario implementar una red snubber RCD para disminuir estos picos de voltajes que pueden causar daños. Incorporando la red snubber se obtuvieron mejores resultados como se observó en el capítulo de resultados.
- Tener un circuito probador de inductancia es de gran ayuda cuando se tiene núcleos de transformadores o toroides reciclados y se desconozcan sus valores de inductancia, por tanto, se logró encontrar la inductancia de magnetización del núcleo del transformador, y la inductancia del inductor de salida.

3.3 RECOMENDACIONES

- Construir el transformador de la manera más apropiada es importante para tener mayor rendimiento en el convertidor. Por tanto, tratar de colocar los devanados del transformador de forma simétrica y alineada para que se tenga menores pérdidas en el transformador y disminuya inductancias de fuga debido a los espacios vacíos que quedan en el bobinado del transformador. Igualmente, Colocar en paralelo el número determinado de cables de cobre calculado ayuda a que no se produzca el efecto skin en los cables de cobre.
- Si se desea obtener mejores rendimientos del convertidor se puede realizar diferentes topologías basadas en el convertidor aislado Forward de tres devanados como los expuestos en el marco teórico.
- En este prototipo se obtuvo el controlador de corriente y para la obtención de un seguidor de punto de máxima potencia (MPPT), se deberá realizar el control de voltaje y hacer las pruebas con un panel solar. Además, se tiene la ventaja que para realizar el controlador de voltaje se lo puede obtener con el mismo integrado TL494 el cual tiene otro amplificador de error.
- Se puede usar elementos de fuentes recicladas de computadoras ya que muchos de ellos son de buena calidad, por ejemplo, los diodos rápidos, el transformador, MOSFET o transistor, y el núcleo toroidal del inductor.
- Al realizar los diseños del transformador y de los elementos que pertenecen al convertidor Forward tomar factores de seguridad con lo cual se tiene un sobredimensionamiento de los elementos, ya que en el prototipo armado existen valores de picos de voltaje o corriente y que superan los valores nominales.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. Mafowland, "Forward converter for solar power applications", M.S. thesis, Dept. Elect. Eng., Missouri Univ., Rolla, USA, 2012.
- [2] M. Reyes, "Análisis y Diseño de Microconvertidores DC-DC tipo Flyback para una Central Fotovoltaica conectada a la Red," Eléctrica, 2014. Disponible en: <http://repositorio.udec.cl/xmlui/handle/11594/1970> [Accedido:10-Junio-2022].
- [3] D. R. Hernández, "Diseño e implementación de una fuente de alimentación CA-CC de 200 w con tensión de salida ajustable, basada en un convertidor forward," Madrid , 2014, pp. 9-17.
- [4] F. Tan, "The Forward Converter: from the Classic to the Contemporary," IEE Applied Power Electronics, Agosto. 2002, 10.1109/APEC.2002.989344.
- [5] Y.-C. Kuo, C.-T. Tsai, Y.-P. Kuo, N.-S. Pai y Y.-C. Luo, "An Active-Clamp Forward Converter with a Current-Doubler," 2014 Inter. Confe. on Infor. Sci., Elec. and Elec. Eng., Sapporo, Japan, 2014, pp. 1-4.
- [6] D. López del Moral, A. Barrado, M. Sanz, A. Lázaro y P. Zumel, "Analysis and implementation of the Buck-Boost Modified Series Forward," IEEE Ener. Conver. Cong and Expoi. (ECCE), Pittsburgh, USA, 2014, pp. 1-6.
- [7] M. Ortega " Estudio y desarrollo de un convertidor Forward modificado, con un sistema de acondicionamiento PWM mejorado", Eléctrica, 2005. Disponible en: <http://lep.eie.pucv.cl/TesisOrteguita.pdf> [Accedido:10-Junio-2022].
- [8] M. E. Basoglu, "Forward converter-based distributed global maximum power point tracking in partial shading conditions," de Springer Nature Switzerland , 2020. Disponible en: <https://link.springer.com/content/pdf/10.1007/s42452-020-2027-6.pdf> [Accedido:12-Junio-2022].
- [9] C. Wm.T.McLyman, "Forward Converter, Transformer Design, and Output Inductor Design," New York, CRC PRes, 2011, pp. 399-422.
- [10] M. Pantaleo "Conceptos sobre Fuentes Conmutadas", Buenos Aires, 2007. Disponible en <http://catedra.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/conpot/Documentos/M2.MonografiaConvertidorCCCC.pdf>. [Accedido:8-Junio-2022].
- [11] Gi-Power, "Paneles solares" datasheet [Revisado: Jun.2022].
- [12] Chang, "Power Inductor Checker," 26 Feb 2013. Disponible en: <http://elm-chan.org/works/lchk/report.html>. [Revisado: 1 Jun 2022].
- [13] Maindra. CIE, "Núcleo del transformador",datasheet [Revisado: Jun.2022].
- [14] J. L. Gómez, "Herramienta para el diseño de convertidores CC-CC: Forward," de Transformador , Leganés, 2012, pp. 28-37.

- [15] Forward Converter Desing Note, 03 2013, infineon., Austria, 2013, pp. 4-10.
- [16] R. R. Nathadi, "Analysis and design of a forward power converter," M.S.thesis, Dept Elect. Eng., Texas Univ., Texas, USA, 2004.
- [17] I. Rectifier,"MOSFET IRFB4227PbF" datasheet [Revisado: Jun.2022].
- [18] Power semiconductors WTE, "HER 208", datasheet [Revisado: Jun.2022].
- [19] STMicroelectronics" Diodos", datasheet [Revisado: Jun2022].
- [20] Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits,Texas Instruments,China,2018, pp 17-18.
- [21] L. Balogh, "Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits," Hampsgire,USA.
- [22] J. I. Morales, "Análisis de Topologías de Redes Snubber para Transistores de potencia en fuentes conmutadas," Cordoba-Argentina, 2011.
- [23] N. Mohan y U. Tore,"Power electronics,". Ed., 3nd ed. New York, USA: MCGraw-Hill, 2009, pp 273-277.
- [24] Texas instruments, "TL494", Datasheet [Revisado:2022.
- [25] Allegro, "Sensor de Corriente ACS712", Datasheet, [Revisado:2022].
- [26] V. M.Alfaro, "identificación de procesos sobreamortiguados utilizando técnicas de lazo abierto," San Jose-Costa Rica, 2001. Disponible en: https://tableroalparque.weebly.com/uploads/5/1/6/9/51696511/identificacion_de_procesos_sobreamortiguados_usando_tecnicas_de_lazo_abierto.pdf.
- [27] C. Smith y A. Corripio, "Tuning for Quarter Decay Ratio Response," de Principles and practice of automatic process control, Florida, Jhon Wiley y Sons, Inc, 1997, pp. 319-320.

5 ANEXOS

ANEXO I. Hoja de datos: Panel Solar.



Polycrystalline Module Models

GP-055P-36 GP-050P-36

Electrical Specifications

*STC : Irradiance 1000W/m², AM1.5 spectrum, module temperature 25°C

Model type	GP-055P-36	GP-050P-36
Peak power (Pmax)	55W	50W
Cell Efficiency	19.40%	17.64%
Maximum power voltage (Vmp)	19.4V	18.3V
Maximum power current (Imp)	2.84A	2.73A
Open circuit voltage (Voc)	23.0V	22.2V
Short circuit current (Isc)	2.97A	2.90A
Power Tolerance	±3%	
Maximum system voltage	800V	
Series fuse rating (A)	4	
Number of bypass diode	2	

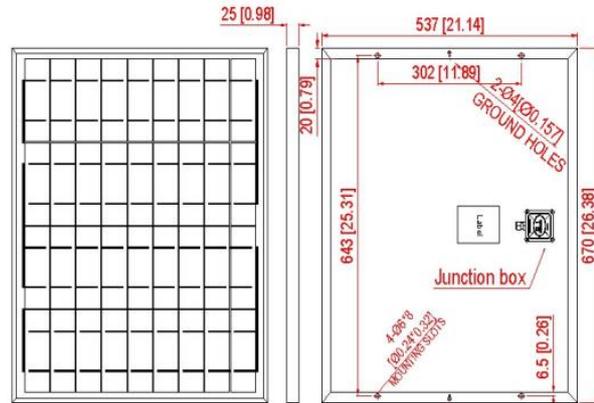


Temperature Coefficients

Current Temperature Coefficient	$\alpha(I_{sc})$	0.08%/°C
Voltage Temperature Coefficient	$\beta(V_{oc})$	- 0.32%/°C
Power Temperature Coefficient		-0.38%/°C
Nominal Temperature Of Cells(NOTC)		46±2°C
Application Temperature Range		-40~+85°C

Mechanical Characteristics

Dimensions:	540 x 670 x 25mm (21.26x26.38x0.98 inch)
Weight:	3.8 kg (8.44lbs)
Solar Cells:	36 cells in series(4 x 9)
Construction:	High-transmission low-iron tempered glass , EVA, TPT/TPE
Frame:	Anodized aluminum is mainly for improving corrosion resistance. Color: silver



Module Diagram

Output(Optional)

Cable	LAPP(4 mm ²)
Lengths	900mm(-) and 900mm(+)
Connector	MC Plug Type IV

Module Warranty:

25-year limited warranty of 80% power output;

10-year limited warranty of 90% power output;

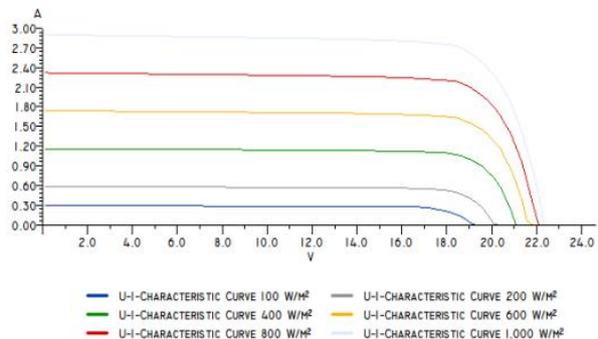
5-year limited warranty of materials and workmanship.

Note: This publication summarizes product warranty and Specifications which are subject to change without notice

Product photos are for reference only, on behalf of actual product.

www.gi-power.com

U-I-CHARACTERISTIC CURVE AT 25 °C



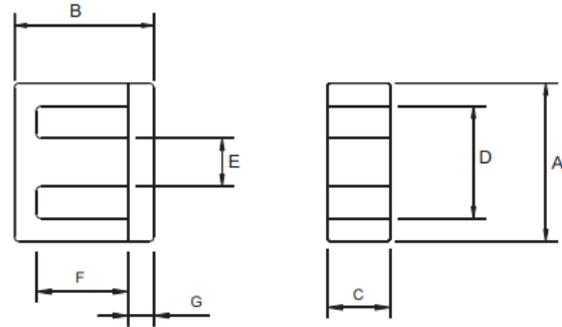
Electrical Performance

ANEXO II. Hoja de datos: Núcleo del transformador.

EI CORES

Mahindra CIE

Application of EI cores
 Transformers for SMPS
 Impedance matching Transformers
 Miniature and SMD transformers



DIMENSIONS

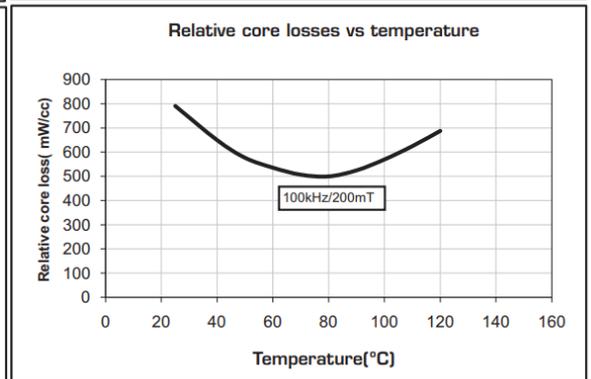
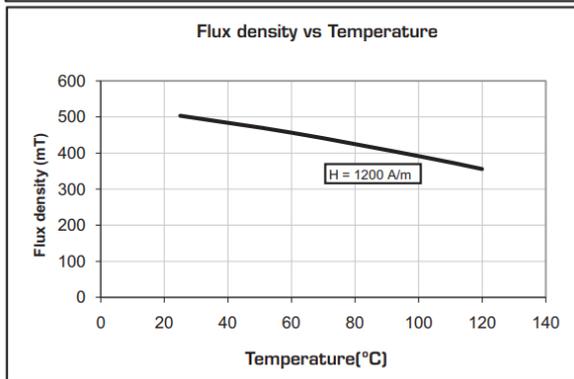
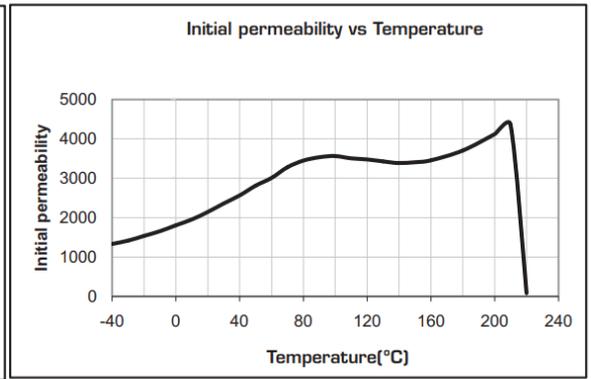
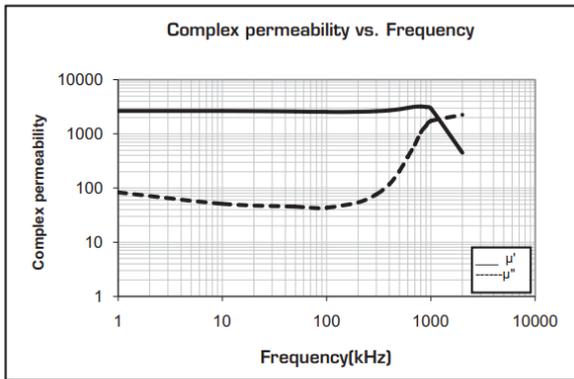
Type	A(mm)	B(mm)	C(mm)	D(mm)	E (mm)	F (mm)	G(mm)
EI1614	16 ± 0.3	14.5 ± 0.5	4.8 +0.1 -0.2	11.7 Min	3.8 ± 0.2	10.4 ± 0.2	2 ± 0.2
EI1916	19.2 ± 0.4	15.2 +0.8 -0.4	5.50 +0.01 -0.2	14 Min	5.1 +0/-0.50	10.5 ± 0.3	2.4 ± 0.2
EI2218	22.00 ± 0.6	19 ± 0.5	6.00 +0.00 -0.50	15.6 Min	6.1 +0/-0.50	11 ± 0.3	4.00 ± 0.3
EI2519	25.00 +0.50 -0.30	19.30 +0.70 -0.30	6.50 ± 0.30	17.80 Min	6.50 ± 0.25	13.00 +0.40 -0.00	3.30 ± 0.30
EI2820	28.00 ± 0.50	20.20 +0.30 -0.80	11.00 +0.00 -0.60	18.60 Min	7.50 +0.00 -0.60	12.20 +0.50 -0.00	3.50 ± 0.30
EI2820 A	28.00 ± 0.50	20.80 ± 0.60	11.00 +0.20 -0.30	18.60 Min	7.50 +0.00 -0.60	12.80 ± 0.30	3.50 ± 0.30
EI3026	30.00 +0.70 -0.20	26.50 +0.60 -0.00	11.00 +0.0 -0.70	20.00 +0.70 -0.00	11.00 +0.00 -0.70	16.00 +0.60 -0.00	5.50 ± 0.20
EI3329	33.00 ± 0.50	28.75 ± 0.50	13.00 +0.00 -0.60	23.40 Min	10.00 +0.00 -0.60	19.00 +0.50 -0.00	5.00 ± 0.30

EFFECTIVE PARAMETERS						
Type	Wt set Gm	Le mm	Ae mm ²	Ve mm ³	AL± 25%	
					MSB7C	MSB5S
EI1614	3.70	35.3	190	660	385	400
EI1916	4.7	38.16	25.5	976	600	670
EI2218	8	41	36	1476	1600	1600
EI2519	10.20	47.1	42.0	1980	2100	2500
EI2820	22.00	48.9	86.0	4140	5000	
EI2820 A	23.00	49.5	86.5	4195		6500 min InMGQ5C
EI3026	34.00	58.6	110.0	6440	4000	3900
EI3329	42.00	67.5	119.0	8040	3700	5200

EI 3329 / MSB7C

MSB-7C : POWER TRANSFORMER GRADE

Properties	Symbol	Unit	Test condition	Values
Initial permeability (±25%)	μ_i		0.1mT, 25°C	2400
Flux density (min)	Bs	mT	1200A/m, 25°C	500
			1200A/m, 100°C	380
Coercive Field (max)	Hc	A/m	10KHz, 25°C	10
Hysteris material Coefficient (max)	η_B	10 ⁻⁶ /mT	25°C	1.2
Curie Temperature (min)	Tc	°C		220
Density (min)	d	kg/m ³	25°C	4800
Temperature Coeff. of permeability (max)	α_F	10 ⁻⁶ /K	-40 to 80°C	4
Resisitivity (min)	ρ	Ωm	25°C	5
Powerloss (max)	Pc	mW/cc	100kHz, 200mT, 100°C	600



ANEXO III. Hoja de datos: Alambres AWG.

Wire Table												
AWG	Bare Area		Resistance $\mu\Omega/\text{cm}$ 20°C	Heavy Synthetics								
	Area			Diameter		Turns-Per		Turns-Per		Weight		
	$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil		$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil	cm	Inch	cm	Inch	cm^2	Inch^2	gm/cm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	45	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965
23	2.5880	510.80	666.0	3.1350	620.00	0.0632	0.025	15.8	40	191	1234	0.02372
24	2.0470	404.00	842.1	2.5140	497.30	0.0566	0.022	17.6	45	239	1539	0.01884
25	1.6230	320.40	1062.0	2.0020	396.00	0.0505	0.020	19.8	50	300	1933	0.01498
26	1.2800	252.80	1345.0	1.6030	316.80	0.0452	0.018	22.1	56	374	2414	0.01185
27	1.0210	201.60	1687.0	1.3130	259.20	0.0409	0.016	24.4	62	457	2947	0.00945
28	0.8046	158.80	2142.0	1.0515	207.30	0.0366	0.014	27.3	69	571	3680	0.00747
29	0.6470	127.70	2664.0	0.8548	169.00	0.0330	0.013	30.3	77	702	4527	0.00602
30	0.5067	100.00	3402.0	0.6785	134.50	0.0294	0.012	33.9	86	884	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.0	0.5596	110.20	0.0267	0.011	37.5	95	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5315.0	0.4559	90.25	0.0241	0.010	41.5	105	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.0	0.3662	72.25	0.0216	0.009	46.3	118	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.0	0.2863	56.25	0.0191	0.008	52.5	133	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849.0	0.2268	44.89	0.0170	0.007	58.8	149	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608.0	0.1813	36.00	0.0152	0.006	62.5	167	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801.0	0.1538	30.25	0.0140	0.006	71.6	182	3901	25161	0.00098
38	0.0811	16.00	21266.0	0.1207	24.01	0.0124	0.005	80.4	204	4971	32062	0.00077
39	0.0621	12.25	27775.0	0.0932	18.49	0.0109	0.004	91.6	233	6437	41518	0.00059
40	0.0487	9.61	35400.0	0.0723	14.44	0.0096	0.004	103.6	263	8298	53522	0.00046
41	0.0397	7.84	43405.0	0.0584	11.56	0.0086	0.003	115.7	294	10273	66260	0.00038
42	0.0317	6.25	54429.0	0.0456	9.00	0.0076	0.003	131.2	333	13163	84901	0.00030
43	0.0245	4.84	70308.0	0.0368	7.29	0.0069	0.003	145.8	370	16291	105076	0.00023
44	0.0202	4.00	85072.0	0.0316	6.25	0.0064	0.003	157.4	400	18957	122272	0.00020

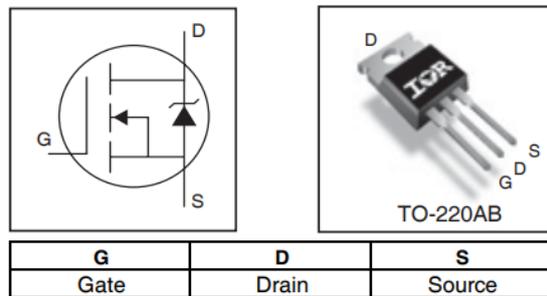
ANEXO IV. Hoja de datos: MOSFET IRFB227PbF.

IRFB4227PbF

Features

- Advanced Process Technology
- Key Parameters Optimized for PDP Sustain, Energy Recovery and Pass Switch Applications
- Low E_{PULSE} Rating to Reduce Power Dissipation in PDP Sustain, Energy Recovery and Pass Switch Applications
- Low Q_G for Fast Response
- High Repetitive Peak Current Capability for Reliable Operation
- Short Fall & Rise Times for Fast Switching
- 175°C Operating Junction Temperature for Improved Ruggedness
- Repetitive Avalanche Capability for Robustness and Reliability
- Class-D Audio Amplifier 300W-500W (Half-bridge)

Key Parameters		
V_{DS} max	200	V
V_{DS} (Avalanche) typ.	240	V
$R_{DS(ON)}$ typ. @ 10V	19.7	mΩ
I_{RP} max @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	130	A
T_J max	175	°C



Description

This HEXFET® Power MOSFET is specifically designed for Sustain; Energy Recovery & Pass switch applications in Plasma Display Panels. This MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve low on-resistance per silicon area and low E_{PULSE} rating. Additional features of this MOSFET are 175°C operating junction temperature and high repetitive peak current capability. These features combine to make this MOSFET a highly efficient, robust and reliable device for PDP driving applications.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±30	V
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	65	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	46	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	260	
I_{RP} @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Repetitive Peak Current ⑤	130	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	330	W
P_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Power Dissipation	190	
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-40 to +175	°C
T_{STG}	Soldering Temperature for 10 seconds	300	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10lb·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ④	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ④	—	62	

Notes ① through ⑥ are on page 8

www.irf.com

1

09/10/07

IRFB4227PbF

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
BV_{DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta BV_{DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	170	—	mV/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	19.7	24	mΩ	$V_{GS} = 10V, I_D = 46A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{GS(th)}/\Delta T_J$	Gate Threshold Voltage Coefficient	—	-13	—	mV/°C	
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V$
		—	—	1.0	mA	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
g_{fs}	Forward Transconductance	49	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 46A$
Q_g	Total Gate Charge	—	70	98	nC	$V_{DD} = 100V, I_D = 46A, V_{GS} = 10V$ ③
Q_{gd}	Gate-to-Drain Charge	—	23	—	nC	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	33	—	ns	$V_{DD} = 100V$
t_r	Rise Time	—	20	—	ns	$I_D = 46A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	21	—	ns	$R_G = 2.5\Omega$
t_f	Fall Time	—	31	—	ns	$V_{GS} = 10V$ ③
t_{st}	Shoot Through Blocking Time	100	—	—	ns	$V_{DD} = 160V, V_{GS} = 15V, R_G = 4.7\Omega$
E_{PULSE}	Energy per Pulse	—	570	—	μJ	$L = 220\text{nH}, C = 0.4\mu F, V_{GS} = 15V$ $V_{DS} = 160V, R_G = 4.7\Omega, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	910	—	μJ	$L = 220\text{nH}, C = 0.4\mu F, V_{GS} = 15V$ $V_{DS} = 160V, R_G = 4.7\Omega, T_J = 100^\circ\text{C}$
C_{iss}	Input Capacitance	—	4600	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	460	—	pF	$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	91	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$,
$C_{oss\text{ eff.}}$	Effective Output Capacitance	—	360	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 160V$
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.)
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	from package and center of die contact

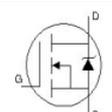


Avalanche Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	140	mJ
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	—	33	mJ
$V_{DS(Avalanche)}$	Repetitive Avalanche Voltage ①	240	—	V
I_{AS}	Avalanche Current ②	—	39	A

Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	65	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	260	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 46A, V_{GS} = 0V$ ③
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	150	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 46A, V_{DD} = 50V$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	430	640	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③



IRFB4227PbF

International
IR Rectifier

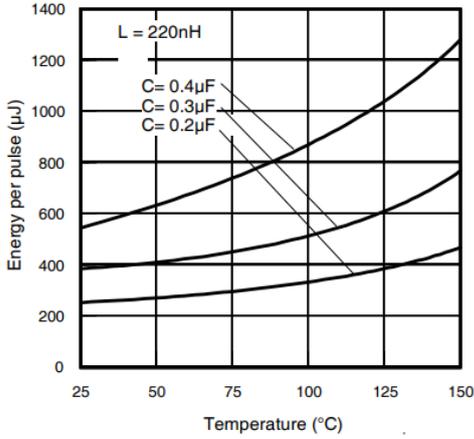


Fig 7. Typical E_{PULSE} vs. Temperature

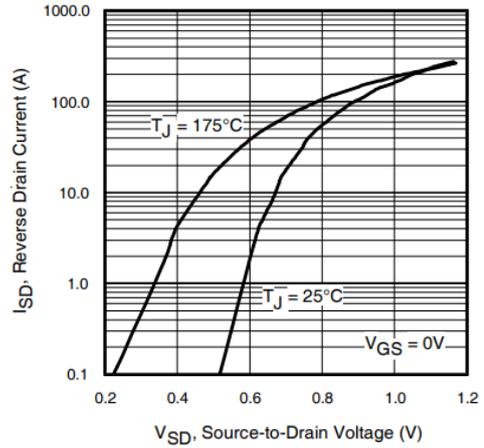


Fig 8. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

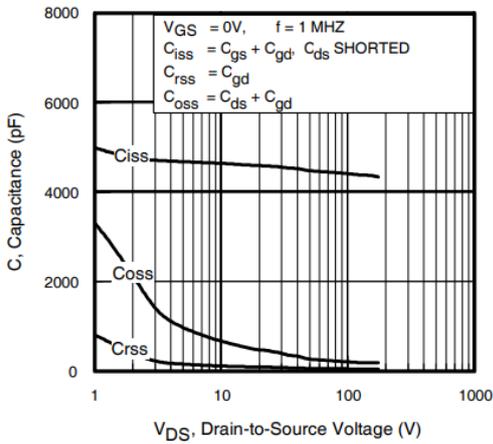


Fig 9. Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

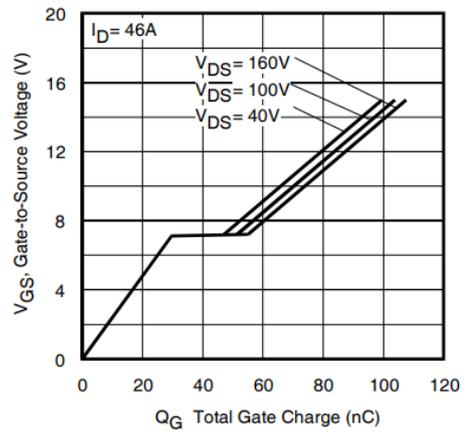


Fig 10. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

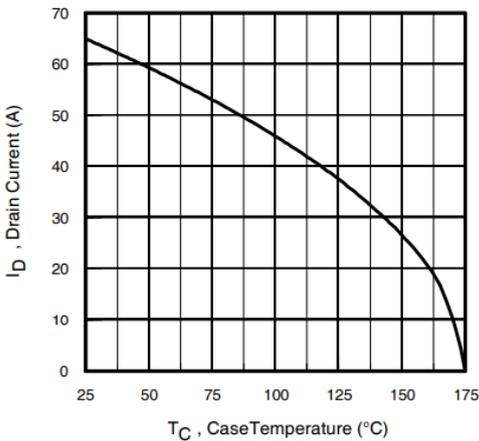


Fig 11. Maximum Drain Current vs. Case Temperature

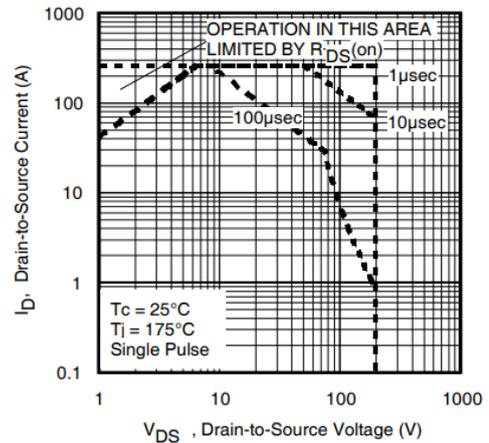


Fig 12. Maximum Safe Operating Area

www.irf.com

ANEXO V. Hoja de datos: DIODO HER208.



HER201 – HER208

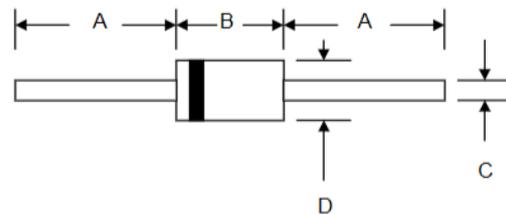
2.0A HIGH EFFICIENCY RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability

Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.40 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number



DO-15		
Dim	Min	Max
A	25.4	—
B	5.50	7.62
C	0.71	0.864
D	2.60	3.60
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T_A=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	HER 201	HER 202	HER 203	HER 204	HER 205	HER 206	HER 207	HER 208	Unit	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	50	100	200	300	400	600	800	1000	V	
RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	210	280	420	560	700	V	
Average Rectified Output Current (Note 1) @T _A = 55°C	I _O	2.0								A	
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}	60								A	
Forward Voltage @I _F = 2.0A	V _{FM}	1.0			1.3		1.7			V	
Peak Reverse Current @T _A = 25°C At Rated DC Blocking Voltage @T _A = 100°C	I _{RM}	5.0				100					μA
Reverse Recovery Time (Note 2)	t _{rr}	50					75				nS
Typical Junction Capacitance (Note 3)	C _J	60					40				pF
Operating Temperature Range	T _J	-65 to +125								°C	
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 to +150								°C	

*Glass passivated forms are available upon request

- Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case
2. Measured with I_F = 0.5A, I_R = 1.0A, I_{RR} = 0.25A. See figure 5.
3. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.

ANEXO VI. Hoja de datos: DIODO STPR1620CT.



STPR1620CG
STPR1620CT

ULTRA-FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

MAIN PRODUCTS CHARACTERISTICS

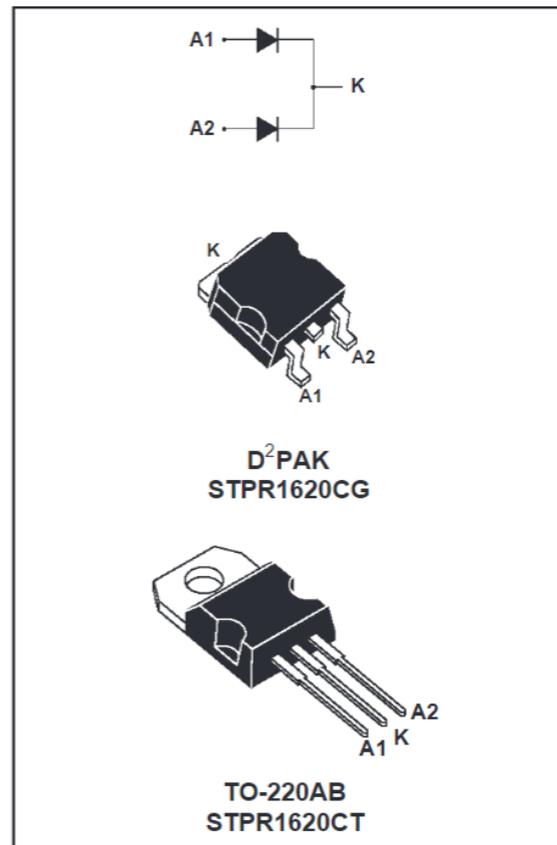
$I_{F(AV)}$	2 x 8 A
V_{RRM}	200 V
T_j (max)	150 °C
V_F (max)	0.99 V
t_{rr} (max)	30 ns

FEATURES

- SUITED FOR SMPS
- LOW LOSSES
- LOW FORWARD AND REVERSE RECOVERY TIME
- HIGH SURGE CURRENT CAPABILITY

DESCRIPTION

Low cost dual center tap rectifier suited for Switched Mode Power Supplies and high frequency DC to DC converters. Packaged in D²PAK or TO-220AB, this device is intended for use in low voltage, high frequency inverters, free wheeling and polarity protection applications.



ABSOLUTE RATINGS (limiting values, per diode)

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		200	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current		20	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current $\delta = 0.5$	$T_c = 120^\circ\text{C}$ Per diode Per device	8 16	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10\text{ms}$ sinusoidal	80	A
T_{stg}	Storage temperature range		- 65 to + 150	°C
T_j	Maximum operating junction temperature		150	°C

STPR1620CG / STPS1620CT

THERMAL RESISTANCES

Symbol	Parameter		Value	Unit
R _{th(j-c)}	Junction to case	Per diode	3.0	°C/W
		Total	1.8	°C/W
R _{th(c)}		Coupling	0.6	°C/W

When the diodes 1 and 2 are used simultaneously:
 $\Delta T_j(\text{diode } 1) = P(\text{diode } 1) \times R_{th(j-c)}(\text{Per diode}) + P(\text{diode } 2) \times R_{th(c)}$

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Test conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I _R *	T _j = 25°C	V _R = V _{RRM}			50	μA
	T _j = 100°C			0.2	0.6	mA
V _F **	T _j = 125°C	I _F = 8 A		0.8	0.99	V
	T _j = 125°C	I _F = 16 A		0.95	1.20	
	T _j = 25°C	I _F = 16 A			1.25	

Pulse test: * tp = 5 ms, δ < 2 %

** tp = 380 μs, δ < 2 %

To evaluate the conduction losses use the following equation:
 $P = 0.78 \times I_{F(AV)} + 0.026 \times I_{F(RMS)}^2$

RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Test conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
t _{rr}	T _j = 25°C	I _F = 0.5A I _R = 1A			30	ns
t _{fr}	T _j = 25°C	I _F = 3A V _{FR} = 1.1 x V _F max		20		ns
V _{FP}	T _j = 25°C	I _F = 3A		3		V

ANEXO VII. Hoja de datos: Integrado 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 or Without PFC
- Server PSUs
- Solar Micro-Inverters
- Washing Machines: Low-End and High-End
- E-Bikes
- 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.

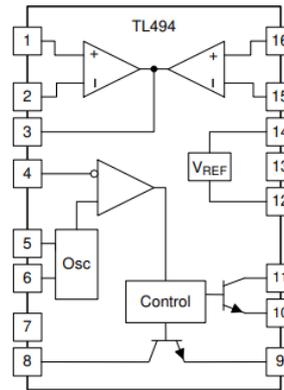
The TL494 device is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I device is characterized for operation from -40°C to 85°C .

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

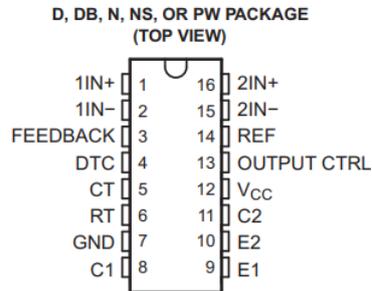


Table 6-1. Pin Functions

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

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

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

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

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

7.2 ESD Ratings

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

7.3 Recommended Operating Conditions

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

7.4 Thermal Information

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

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

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

ANEXO VIII. Hoja de datos: Sensor de corriente ACS712.



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS 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



TÜV America
Certificate Number:
UBV 06 05 54214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

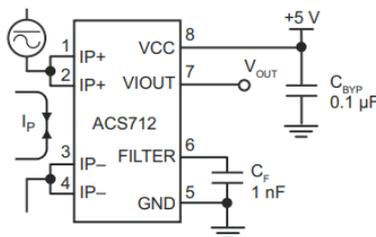
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode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

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_p , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× 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 (°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

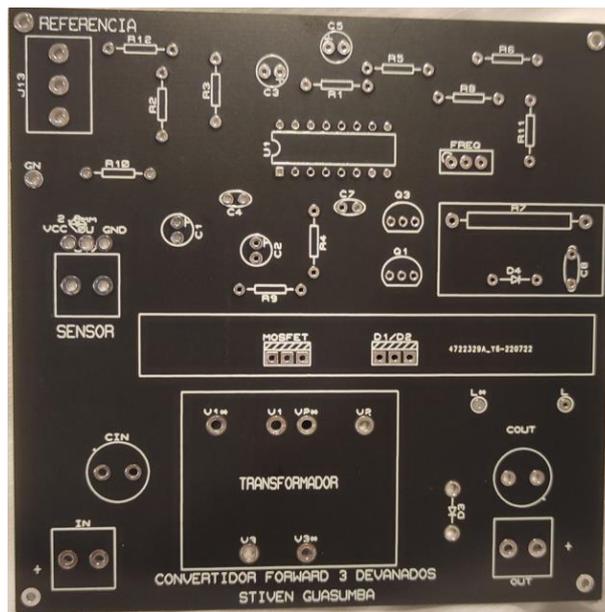
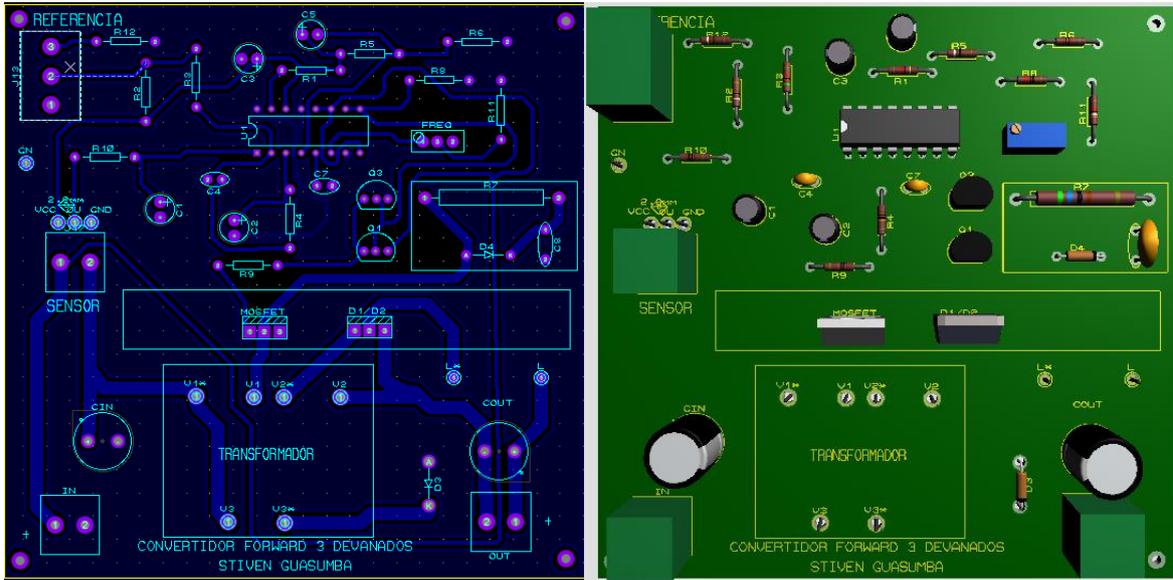
Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V _{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	2100	V
		Voltage applied to leadframe (I _p + 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°C	1500	V
		Voltage applied to leadframe (I _p + 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	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

ANEXO IX. Placa PCB



ANEXO X. Esquema del circuito

