

**VALORACIÓN DEL RENDIMIENTO DE UN CONVERTOR DE CORRIENTE
CONTINUA CON VARIAS ETAPAS EN PARALELO**

**ANDRES FELIPE REY ORTIZ
FELIX GILBERTO ZAPATA PACHÓN**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2015**

**VALORACIÓN DEL RENDIMIENTO DE UN CONVERTOR DE CORRIENTE
CONTINUA CON VARIAS ETAPAS EN PARALELO**

**ANDRES FELIPE REY ORTIZ
FELIX GILBERTO ZAPATA PACHÓN**

**Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**Director
JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
Magíster en Potencia Eléctrica**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2015**

DEDICATORIA

A Dios porque es quien me ha dado la sabiduría y el respaldo para culminar este proyecto de grado.

A mi madre Luz Marina Pachón Parra, por su amor, su apoyo incondicional y su preocupación por que cada día sea mejor.

A mi padre Feliciano Zapata Chacon por sus grandes enseñanzas, consejos, confianza y apoyo durante toda mi vida.

A mis hermanos: Nancy Yaneth Zapata y Edilson David Zapata, que con sus risas y su alegría siempre me alientan a seguir adelante.

A mi esposa Alejandra Delgado Gómez, por su amor, su compañía, y su ayuda idónea en los momentos buenos y malos.

FELIX GILBERTO ZAPATA PACHÓN

Agradezco a Dios, a mi familia que siempre ha sido mi soporte y de quienes he recibido apoyo, a mis amigos que me dieron ánimos y fuerzas para continuar, a todos ellos está dedicado el presente trabajo.

ANDRES FELIPE REY ORTIZ

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos:

A nuestro director de proyecto y docente MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez, por sus aportes intelectuales a lo largo de toda nuestra carrera universitaria y por sus consejos e instrucción en el desarrollo del presente proyecto de grado.

A la Universidad Industrial de Santander por abrirnos sus puertas sin ningún interés, más que la formación en investigación y desarrollo por parte de nuestros intelectos; al permitirnos la utilización de laboratorios e instrumentos para llevar a cabo la culminación de nuestro proyecto.

TABLA DE CONTENIDO

Pag

| | |
|---|-----------|
| INTRODUCCIÓN | 17 |
| 1. MARCO TEORICO | 18 |
| 1.1 CONVERSION DC-DC | 18 |
| 1.1.1 Control de Convertidores de Conmutación | 18 |
| 1.1.2 Convertidor Reductor (<i>Step-Down</i>) | 19 |
| 1.1.3 Topología <i>Stándard Interleaved</i> | 21 |
| 2. SIMULACIÓN | 24 |
| 2.1 SIMULACIÓN IDEAL DE UNA RAMA | 24 |
| 2.1.1 Switch | 24 |
| 2.1.2 Diodo | 25 |
| 2.1.3 Ejecución de la Simulación | 25 |
| 2.2 SIMULACIÓN CON COMPONENTES REALES DE UNA RAMA | 33 |
| 2.2.1 Transistor | 33 |
| 2.2.2 Diodo | 34 |
| 2.2.3 Ejecución de la Simulación | 35 |
| 2.3 SIMULACIÓN DOS RAMAS | 36 |
| 2.3.1 Ejecución de la simulación ideal y con componentes reales | 36 |
| 2.4 SIMULACIÓN CUATRO RAMAS | 38 |
| 2.4.1 Ejecución de la simulación ideal y con componentes reales | 38 |
| 2.5 PARÁMETROS DESEADOS | 43 |
| 3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN | 45 |
| 3.1 ETAPA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN | 46 |
| 3.1.1 Tarjeta ARDUINO MEGA 2560 | 46 |
| 3.2 ETAPA DE AISLAMIENTO | 49 |
| 3.2.1 Optoacoplador | 49 |
| 3.3 ETAPA DE POTENCIA | 52 |
| 3.3.1 Transistores | 52 |
| 3.3.2 Diodo | 53 |
| 3.4 ETAPA DE FILTRADO PROPUESTO POR LA TOPOLOGÍA | 54 |

| | |
|---|-----------|
| 3.4.1 Inductor | 54 |
| 3.5 Diseño de Circuito Impreso | 55 |
| 4. ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE DATOS | 60 |
| 4.1 COMPARACIÓN DE RESULTADOS | 60 |
| 4.1.1 Estudio de resultados con una rama..... | 60 |
| 4.1.2 Estudio de resultados en dos ramas..... | 62 |
| 4.1.3 Estudio de resultados con Cuatro Ramas..... | 65 |
| 5. CONCLUSIONES | 69 |
| 5.1 OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES | 71 |
| 5.2 MEJORAS Y SUJERENCIAS..... | 71 |
| BIBLIOGRAFIA | 72 |
| ANEXOS | 74 |

LISTA DE TABLAS

| | pág. |
|---|------|
| Tabla 1. Factores de Ciclo de trabajo | 26 |
| Tabla 2. Valores de barrido de frecuencia..... | 26 |
| Tabla 3. Inductancia mínima calculada | 28 |
| Tabla 4. Resumen parámetros obtenidos con la simulación ideal..... | 33 |
| Tabla 5. Comparación modelos transistores..... | 34 |
| Tabla 6. Especificaciones del Diodo..... | 35 |
| Tabla 7. Cálculo de ángulos de desplazamiento..... | 38 |
| Tabla 8. Resumen Parámetros deseados..... | 44 |
| Tabla 9. Puertos utilizados para conmutar los transistores..... | 49 |
| Tabla 10. Comparación de <i>MOSFET's</i> comerciales..... | 52 |
| Tabla 11. Comparación de datos simulados vs medidos en una rama..... | 61 |
| Tabla 12. Datos medidos vs datos simulación para dos ramas..... | 63 |
| Tabla 13. Datos medidos prototipo y simulaciones en cuatro ramas..... | 65 |
| Tabla 14. Comparación entre las diferentes configuraciones de Ramas activas..... | 63 |
| Tabla 15. Costos fabricación del prototipo..... | 68 |

LISTA DE FIGURAS

| | pág. |
|---|------|
| Figura 1. Diagrama de Bloques del Sistema de un convertidor DC-DC..... | 18 |
| Figura 2. Sistema Básico de un convertidor DC-DC..... | 19 |
| Figura 3. Convertidor reductor..... | 20 |
| Figura 4. Formas de onda para el conversor reductor..... | 20 |
| Figura 5. Esquema de la Topología <i>Stándar Interleaved</i> | 21 |
| Figura 6. Configuración del conversor con 4 fases..... | 22 |
| Figura 7. Esquema de Circuito configuración de una rama..... | 25 |
| Figura 8. Comparación de la tensión de salida..... | 27 |
| Figura 9. Comparación corriente de la bobina con diferentes valores de inductancia | 28 |
| Figura 10. Comparación Tensión salida con variación de capacitancia (Inicio operación)..... | 30 |
| Figura 11. Comparación Tensión salida con variación de capacitancia (Estado cuasi estable) | 30 |
| Figura 12. Comparación de la Corriente entrada vs Corriente salida..... | 31 |
| Figura 13. Efecto de variación del ciclo de trabajo en la tensión de salida..... | 32 |
| Figura 14. Circuito simulación con componentes reales..... | 35 |
| Figura 15. Esquema simulación ideal con dos ramas..... | 36 |
| Figura 16. Esquema simulación con componentes reales con dos ramas..... | 37 |
| Figura 17. Corrientes a través de las bobinas, salida de corriente y tensión..... | 37 |
| Figura 18. Esquema simulación ideal de cuatro ramas..... | 39 |
| Figura 19. Esquema simulación con componentes reales cuatro ramas..... | 40 |
| Figura 20. Corrientes por las bobinas, salida de corriente y tensión cuatro ramas..... | 41 |
| Figura 21. Tensión del diodo para diferentes valores de inductancia..... | 42 |

| | |
|--|----|
| Figura 22. Tensión y corriente de salida con inductancia de 55 μ H..... | 42 |
| Figura 23. Modelo por Etapas del Sistema del Convertidor Reductor Implementado..... | 45 |
| Figura 24. Parámetros importantes de la Tarjeta Arduino MEGA 2560..... | 47 |
| Figura 25. Diagrama de tiempos del <i>timer</i> | 48 |
| Figura 26. Optoacoplador TLP250 con características y diagrama de pines..... | 50 |
| Figura 27. Fuente aislada de DCP010515BP con características y diagrama de pines..... | 51 |
| Figura 28. Diseño de Fuentes aisladas..... | 51 |
| Figura 29. Características principales del <i>MOSFET</i> CDS19502Q5B..... | 53 |
| Figura 30. Características principales del Diodo <i>Shottky</i> DB2441700L..... | 54 |
| Figura 31. Características principales Bobina SER2918H-223..... | 55 |
| Figura 32. Diseño de Una Rama del Conversor DC-DC..... | 56 |
| Figura 33. Diagrama esquemático del circuito impreso final..... | 57 |
| Figura 34. Diseño del circuito impreso final (parte superior)..... | 58 |
| Figura 35. Diseño del circuito impreso final (parte inferior)..... | 58 |
| Figura 36. Diseño del circuito impreso usando bobinas en serie..... | 59 |
| Figura 37. Tensiones en las bobinas para dos ramas..... | 64 |
| Figura 38. Tensión en los diodos D1 y D3..... | 66 |

LISTA DE ANEXOS

| | pág. |
|--|------|
| ANEXO A. DEFINICIONES Y TÉRMINOS..... | 74 |
| ANEXO B. FIGURAS TOMADAS CON EL OSCILOSCOPIO..... | 75 |
| ANEXO C. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS ELECTRÓNICOS UTILIZADOS..... | 80 |
| ANEXO D. IMÁGENES PROTOTIPO..... | 85 |

RESUMEN

TITULO: VALORACIÓN DEL RENDIMIENTO DE UN CONVERTSOR DE CORRIENTE CONTINÚA CON VARIAS ETAPAS EN PARALELO.*

AUTORES:

Andrés Felipe Rey Ortiz, Felix Gilberto Zapata Pachón.**

PALABRAS CLAVES:

Convertidor Reductor DC-DC, Conmutación, Rizado, Alta corriente, Ciclo de trabajo, Simulación.

DESCRIPCIÓN:

Una de las ventajas de los convertidores reductores radica en la capacidad de proporcionar altas corrientes con niveles bajos de tensión y con rizado pequeño en la salida del convertidor. Sin embargo, este depende de los componentes, el ciclo de trabajo y número de ramas con los cuales opera el convertidor. Por esta razón se planteó el desarrollo de un prototipo por medio del cual es posible analizar el comportamiento de la topología *Standard Interleaved* con varias ramas en paralelo. Dicho análisis es realizado mediante el aumento del número de ramas activas y la manipulación del ciclo de trabajo a voluntad del usuario.

En el siguiente documento se presenta el desarrollo del prototipo de un convertidor reductor DC-DC con cuatro ramas en paralelo. La metodología de trabajo se divide en tres partes, la primera presenta el proceso de simulación del convertidor; partiendo de la configuración con una rama, luego dos ramas y finalmente cuatro ramas. En este punto se establecen las características deseadas que se requieren para seleccionar los componentes de dicho prototipo. En segundo lugar se presenta la selección de componentes utilizados para la construcción del mismo. En tercer lugar se realiza la comparación y análisis correspondiente de los datos obtenidos mediante la simulación y los datos tomados con el prototipo.

A partir de este trabajo se espera generar una base que sirva para desarrollar un trabajo posterior en el estudio del comportamiento de esta topología; y a su vez que permita establecer nuevas condiciones con las cuales se pueda llegar a diseñar nuevos modelos y prototipos en la electrónica de potencia.

* Proyecto de Grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánica. Escuela de Ingenierías Eléctrica y de Telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

ABSTRACT

TITLE: PERFORMANCE EVALUATION OF A CURRENT CONVERTER CONTINUES WITH SEVERAL STAGES IN PARALLEL.*

AUTHORS:

Andrés Felipe Rey Ortiz, Felix Gilberto Zapata Pachón.**

KEY WORDS:

DC-DC Buck converter, Switching, Ripple, High Current, Duty Cycle, Simulation.

DESCRIPTION:

An advantage of the buck converters is the ability to provide high currents with low voltage and low ripple to the inverter output. However, this depends on the components, the duty cycle and number of phases with which the converter operates. For this reason the development of a prototype by which it is possible to analyze the behavior of Standard Interleaved topology with several parallel phases is proposed. This analysis is performed by increasing the number of active phases and manipulation of the duty cycle as the user wishes.

In the following document the development of a prototype DC-DC buck converter with four parallel phases is presented. The methodology is divided into three parts: the first presents the simulation process of the converter; starting from the one phase setup, then two phases and finally four phases. At this point the desired characteristics required to select the components of the prototype are established. Secondly, the selection of components used for its construction is presented. Thirdly appropriate comparison and analysis of data obtained by simulation and the data taken with the prototype is done.

From this work is expected to generate a basis on which for developing further work in the study of the behavior of this topology; as well as to establish new conditions with which you can get to design new models and prototypes in power electronics.

* Undergraduate thesis.

** Faculty of Physical-mechanical Engineering. School of Electrical Engineering, Electronics and Telecommunications. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

INTRODUCCIÓN

Gracias a que hubo un adelanto tecnológico e industrial que llego a la invención de los distintos elementos electrónicos como son los semiconductores, se ha permitido que el hombre pueda controlar y maniobrar la energía eléctrica según las distintas necesidades que se establezcan para alimentar diferentes aparatos semielaborados o equipos productivos destinados al uso directo por parte del consumidor; ya sea en la industria automotriz, las telecomunicaciones o la misma electrónica.

La electrónica industrial y de potencia ha encaminado algunos de sus esfuerzos en crear sistemas y elementos que permitan la conversión de la energía eléctrica; en consecuencia, se ha propiciado el desarrollo de topologías como los convertidores reductores DC-DC cuya finalidad es convertir una tensión mayor en una de menor valor, los cuales presentan un rizado de salida mínimo utilizando un filtro pequeño.

En esa búsqueda de optimizar el rizado de los convertidores, surge el desarrollo de este proyecto de grado en donde se presenta el diseño e implementación de un Convertidor Reductor (*Buck o Step Down*) con cuatro etapas o ramas en paralelo en el cual la conmutación es controlada por medio de un microcontrolador. Dicho prototipo permitirá comparar y evaluar la salida de tensión y la corriente en los diferentes ciclos de trabajo que serán ajustados a voluntad.

Para los fines de esta investigación fue necesario ejecutar una serie de etapas iniciando con la recopilación de datos, en donde se estudian los avances de las investigaciones acerca de los convertidores DC-DC, en donde se estudió acerca de su desarrollo, diseño, control de conmutación y características para poder implementarlo. Posteriormente se realizó el diseño de un convertidor de una rama bajo los requerimientos necesarios; desarrollando los diferentes procesos de simulación, selección de elementos a utilizar, diseño de la PCB, programación del microcontrolador en la tarjeta Arduino, desarrollo de las pruebas preliminares y finalmente su correspondiente análisis. El objetivo de esta fase busca establecer los elementos más apropiados y que sean accesibles en el mercado para así poder replicar esta rama en una tarjeta que contuviera las cuatro ramas en paralelo y a su vez poder tener la culminación del diseño completo del convertidor reductor. Como siguiente etapa se procede a la implementación del diseño completo del sistema deseado en donde se realizaron las diferentes pruebas que permiten obtener sus parámetros de rendimiento. Finalmente, se organizaron y evaluaron dichos resultados con el propósito de mostrar el desempeño de dicho convertidor.

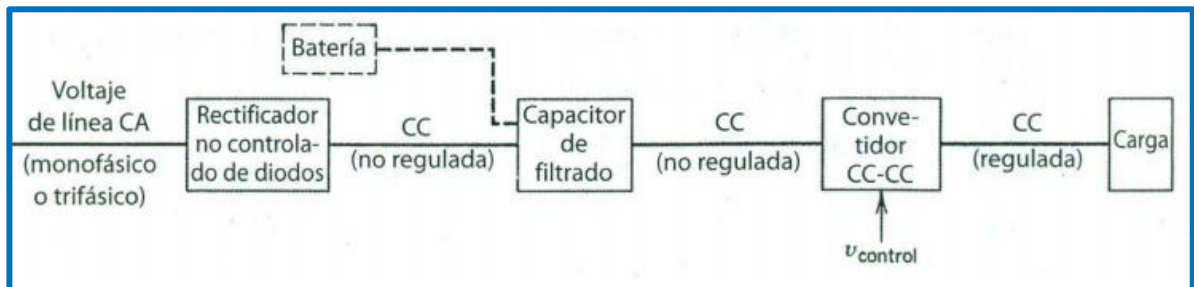
1. MARCO TEORICO

En el presente capitulo se presenta el funcionamiento de un inversor DC-DC sus componentes, características generales y las especificaciones teóricas sobre las cuales se basa el desarrollo del presente proyecto.

1.1 CONVERTOR DC-DC

Los convertidores o convertidores de DC-DC son circuitos electrónicos de potencia, ampliamente utilizados en sistemas de suministro de alimentación de corriente continua donde es necesario transformar un nivel de tensión en otro, es por esto que se considera que los convertidores de DC son el análogo a los transformadores en CA, pueden ser utilizados para transformar una fuente no regulada de potencia en una fuente controlada en el nivel de tensión deseado.

Figura 1. Diagrama de Bloques del Sistema de un convertidor DC-DC



Fuente: MOHAN, Electrónica De potencia Convertidores, aplicaciones y diseño.

Como se ilustra en la figura 1, la tensión de entrada del sistema es un voltaje de CA que es rectificado y filtrado para ser tensión DC no regulada, el trabajo del convertidor DC-DC es regular y controlar la tensión que llega al circuito del convertidor reduciendo o elevando la tensión en su salida.

1.1.1 Control de Convertidores de Conmutación

Un convertidor conmutado básico realiza la conversión utilizando uno o más interruptores S para transformar una tensión en otra. Como se muestra en la figura 2(a) cuando el interruptor S se cierra la resistencia tiene la misma tensión

de entrada durante un periodo de tiempo t_{on} y su salida es V_o ; donde $V_o = V_i = V_{DC}$, en la figura 2(b), cuando el interruptor S está abierto la salida de tensión en la resistencia es nula durante un tiempo t_{off} .

Figura 2. Sistema Básico de un convertidor DC-DC



Fuente: RASHID 2001 *Power Electronics Handbook*.

La relación entre el tiempo “on” y el tiempo “off” del interruptor se conoce como el ciclo de trabajo D del interruptor $t_{on}/T_s = D$. Para los interruptores generalmente se utilizan transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs¹) y transistores de efecto de campo basado en la estructura MOS (MOSFETs²), que se activan o desactivan con una señal PWM a una frecuencia de conmutación constante.

1.1.2 Convertidor Reductor (Step-Down)

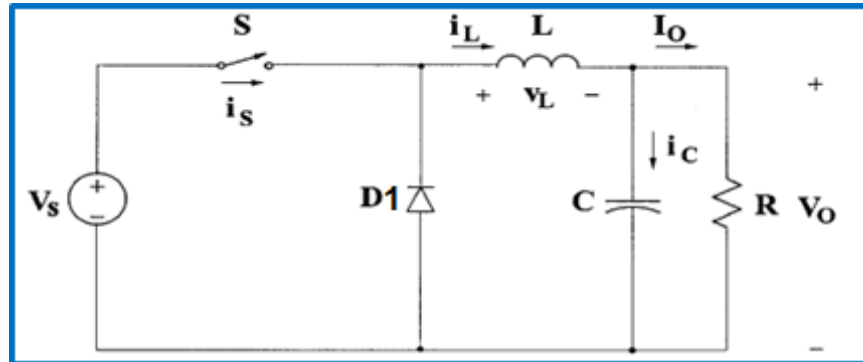
El conversor Reductor comúnmente conocido como conversor *buck* se muestra en la figura 3, consiste de una entrada de voltaje V_s , un interruptor controlado S , un diodo $D1$, una inductancia L , un condensador C y una carga resistiva R y se asume, que la corriente de la inductancia siempre será positiva (Modo continuo). Se puede observar del circuito que cuando el interruptor S es puesto en modo de conducción, el diodo $D1$ está polarizado inversamente dejando conectada directamente la bobina a la fuente de tensión V_s cerrando el circuito de conducción y permite que fluya la corriente a través del inductor. Cuando el interruptor S pasa al estado apagado el diodo se polariza directamente y conduce

¹ Del inglés *insulated gate bipolar transistors*

² Del inglés *metal oxide silicon field effect transistors*

soportando la descarga de energía que fue almacenada en la inductancia y el capacitor disipándola en la carga resistiva.

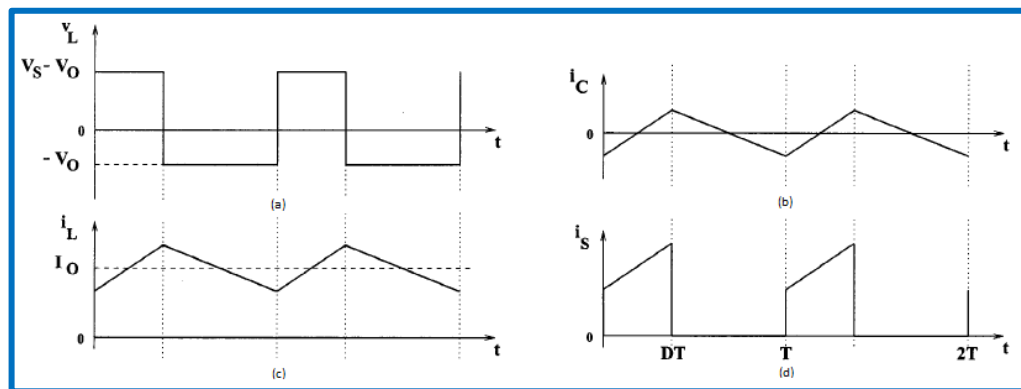
Figura 3. Convertidor reductor



Fuente: RASHID 2001 *Power Electronics Handbook*.

La relación entre la tensión de entrada, la tensión de salida y el ciclo de trabajo D del interruptor puede ser deducida de la forma de onda de la tensión del inductor como se muestra a continuación en la figura 4, donde la tensión de la inductancia se presenta en (a), la corriente del capacitor en (b), la corriente de la inductancia en (c), y la corriente de la fuente V_s se muestra en (d).

Figura 4. Formas de onda para el conversor reductor



Fuente: RASHID 2001 *Power Electronics Handbook*.

De acuerdo a la ley de Faraday, establece que, al aplicar una tensión continua a la bobina, la tensión inducida es cero, entonces se tiene que:

$$(V_s - V_o) * D * T - V_o(1 - D) * T = 0 \quad \text{Ecuación 1}^3.$$

Despejando de la ecuación se tiene que

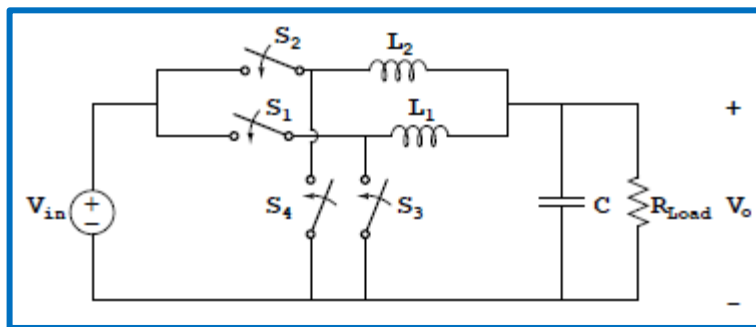
$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad \text{Ecuación 2}^4.$$

De la ecuación 2 se deduce que la tensión de salida siempre será menor que la tensión de entrada, los valores de L y C se eligen de tal manera que la constante de tiempo (τ) sea mucho mayor al periodo y se mantenga una tensión de salida casi constante.

1.1.3 Topología *Stándard Interleaved*

Esta topología consta de un conversor con dos o más inductancias en paralelo, a las cuales se les conoce como *fases*, que están conectadas al mismo punto de alimentación y nodo con el capacitor, estas fases se pueden interpretar como varios convertidores reductores en paralelo como se muestra en la figura 5.

Figura 5. Esquema de la Topología *Estándar Interleaved*.



Fuente: J. G. ARGUELLO, "Diseño De Un Conversor DC-DC Integable En Tecnología CMOS."

Cada una de las fases de esta topología opera con el mismo ciclo de trabajo, ya que, para cada rama la relación de entrada y salida está dada por la ecuación 2.

³ Tomada de RASHID 2001 *Power Electronics Handbook*.

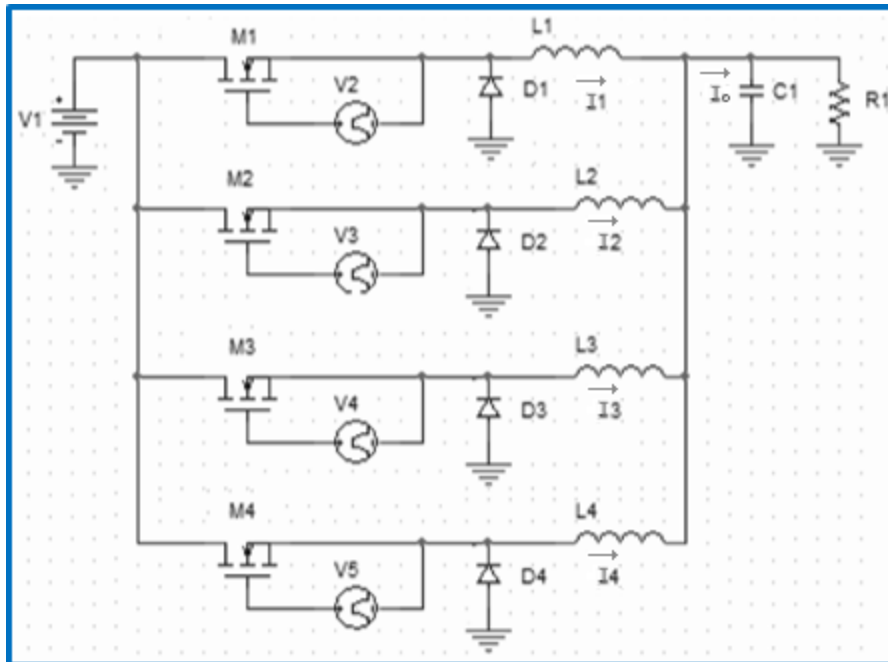
⁴ Tomada de RASHID 2001 *Power Electronics Handbook*.

En la figura 5 se observa el esquema de conexión para un convertor de 2 fases donde cada una está controlada por una señal de control independiente, las cuales operan con el mismo ciclo de trabajo y un ángulo de desfase θ_n .

$$\theta_n = \frac{360^\circ \cdot (n - 1)}{k} \quad \text{Ecuación 3}^5.$$

Donde k es el número de fases y n corresponde a la rama que se va a controlar. Para el caso de análisis de este proyecto se quiere analizar esta topología con 4 ramas como se muestra en la figura 6, en la cual el aporte de cada rama a la corriente total de salida es menor que en la configuración de 2 fases.

Figura 6. Configuración del convertor con 4 fases.



La función de las ramas adicionales en comparación con el convertor *buck*, es disminuir el rizado de la corriente de salida, debido a que en el estado cuasi estable las corrientes I_1 con I_3 e I_2 con I_4 en la figura 6 tienen pendientes iguales y de signo contrario, lo que ocasiona que se cancelen mutuamente dando como

⁵Fuente: J. G. ARGUELLO, "Diseño De Un Convertor DC-DC Integrable En Tecnología CMOS."

resultado una corriente I_o que alimenta la red RC . Para la configuración con 2 fases esto ocurre con la señal de conmutación al 50% del ciclo de trabajo, para la configuración con 4 ramas esta cancelación ocurre al 25%, 50% y 75% del ciclo de trabajo.

2. SIMULACIÓN

En este capítulo se presenta la simulación del circuito ideal y la simulación del circuito con elementos reales realizada con el programa Orcad Capture. Por un lado, hay que tener en cuenta que la simulación ideal utiliza un *switch* ideal en lugar del transistor y un diodo ideal. Con esta simulación se pretende establecer qué efecto produce la variación de los diferentes parámetros del circuito, como son la inductancia, la capacitancia, la frecuencia de conmutación, el ciclo de trabajo y la carga del circuito. Por otro lado la simulación con componentes reales tiene como base los valores usados con la simulación ideal, con la diferencia de que se utiliza un modelo de transistor y diodo no ideales.

El proceso de simulación en ambos casos se realiza primero para la configuración de una rama, para luego ser replicado a las otras configuraciones con dos y cuatro ramas respectivamente. Todo esto con el fin de encontrar valores deseados para la selección de componentes adecuados con los que se construye el prototipo.

Por otro lado, se debe tener en cuenta los parámetros con los cuales se va a regir el desarrollo de las pruebas en las simulaciones para el prototipo real. Dichos parámetros de partida se establecen, gracias a las tensiones y corrientes ofrecidas por la fuente del laboratorio donde se llevaran a cabo posteriormente las pruebas del prototipo.

Estos parámetros son:

- $V_{DC} = 6 \text{ V}$
- $V_0 = 3,0 \text{ V}$
- $I_0 = 1 \text{ A a } 3 \text{ A}$
- $F_S = 50 \text{ kHz}$

2.1 SIMULACIÓN IDEAL DE UNA RAMA

2.1.1 Switch

El programa de simulación Orcad Capture cuenta con la librería *Breakout.olb*, de esta librería utilizamos el elemento *sbreak* en el cual son modificados los parámetros del modelo *Pspice Ron* y *Roff*. A continuación se presenta en el esquema 1 el modelo utilizado para simular el *switch*:

Esquema 1. Modelo para simular el *switch*

```
.model Sbreak VSWITCH Roff=1e9 Ron=1e-3 Voff=0.0  
Von=1.0
```

2.1.2 Diodo

En el caso del diodo fue usada la librería *Diode.olb* del programa Orcad Capture, de manera similar que con el *switch*, se utilizó un diodo al cual se le modificó el modelo *Pspice* para obtener un diodo ideal. En el esquema 2 se muestra el modelo utilizado.

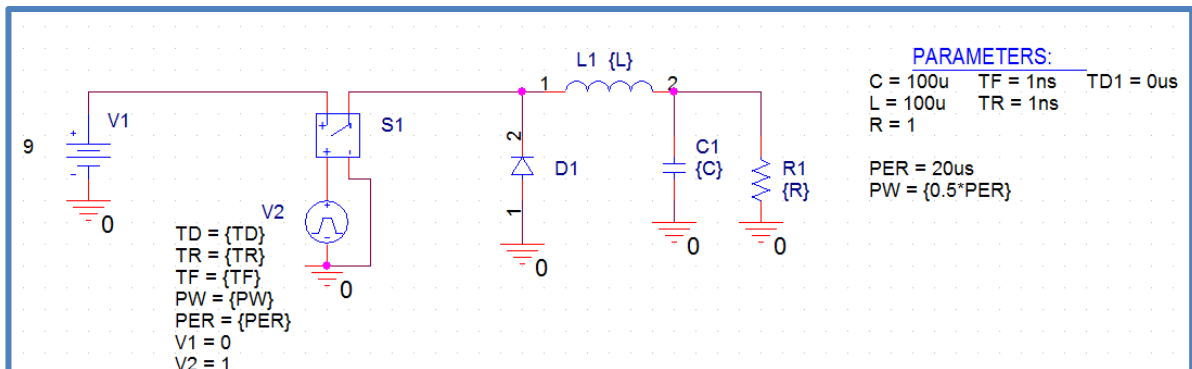
Esquema 2. Modelo para simular el diodo

```
.MODEL D1N4376 D N=1m
```

2.1.3 Ejecución de la Simulación

Como se ha descrito con anterioridad, para el desarrollo del convertidor reductor con las cuatro ramas en paralelo, primeramente se desarrolló el diseño de una rama para que sirviera como base para las siguientes. Así, el esquema de simulación utilizado para la configuración de una rama se presenta en la figura 7, donde por medio de este esquema se probaron los diferentes valores en los parámetros de Carga (*R1*), Bobina (*L1*) y Condensador (*C1*).

Figura 7. Esquema de Circuito configuración de una rama



Entonces, para lograr la ejecución de la simulación del diseño se realizan los siguientes pasos para describir el comportamiento y la estructura del sistema: La conmutación del transistor; ésta es simulada mediante una fuente pulso (V2) la cual opera entre 0 y 1 V asegurando que el *switch* conmute los niveles de tensión. La frecuencia de conmutación; que se establece con la ayuda del parámetro *PER* y es equivalente a

$$F = \frac{1}{PER} [Hz] \quad \text{Ecuación 4.}$$

Y finalmente, el ciclo de trabajo; que se establece con el parámetro *PW* que es el tiempo activo del pulso, el cual representado por un valor que multiplica al parámetro *PER* establece el ciclo de trabajo con el que se va a ejecutar la simulación.

En la tabla 1 se muestra la descripción de los diferentes factores utilizados para obtener distintos ciclos de trabajo.

Tabla 1. Factores de Ciclo de trabajo

| CICLO DE TRABAJO | 25% | 50% | 75% |
|------------------|------|-----|------|
| FACTOR | 0.25 | 0.5 | 0.75 |

2.1.3.1 Variación de frecuencia

La frecuencia de conmutación del circuito afecta el rizado en la salida, es necesaria entonces una frecuencia de operación adecuada para obtener el menor rizado posible. Esta simulación se realizó con un barrido paramétrico de valores diferentes de periodo como se muestra en la tabla 2 donde se resumen los valores utilizados: La tensión de alimentación utilizada para esta simulación fue de 9V, con una carga de 1Ω, condensador de 10 μF, bobina de 100 μH y un ciclo de trabajo del 50%.

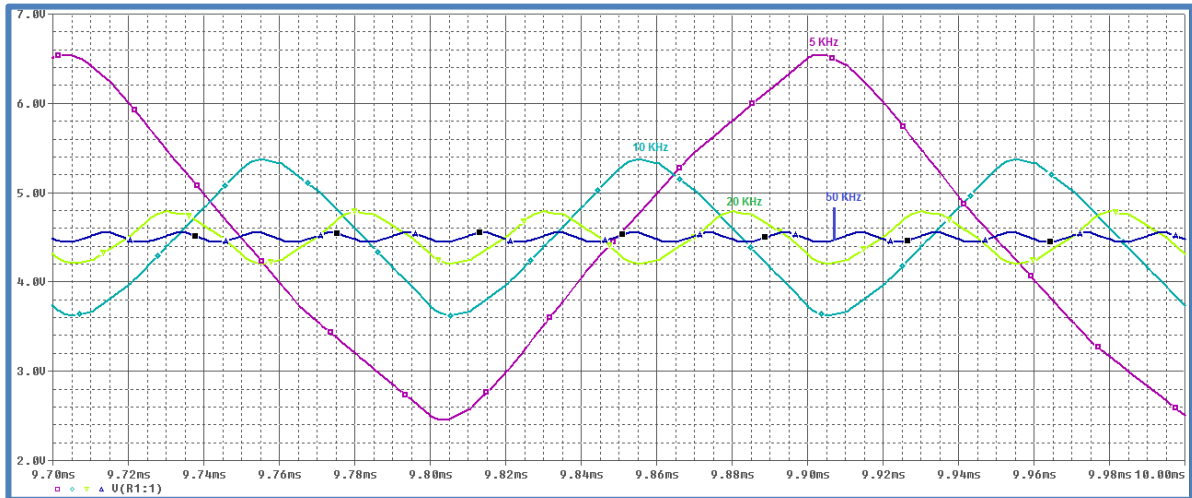
Tabla 2. Valores de barrido de frecuencia

| FRECUENCIA | 5 kHz | 10 kHz | 20 kHz | 50 kHz |
|------------|-------|--------|--------|--------|
| PERIODO | 200us | 100us | 50us | 20us |

En este sentido, se muestra las diferencias entre la tensión de salida del sistema a diferentes valores de frecuencia, observando la de menor rizado para establecer la

frecuencia más adecuada. Como se observa en la figura 8, en el estado cuasi estable el rizado disminuye a medida que aumenta la frecuencia de conmutación del transistor; por lo tanto se decide usar una frecuencia de 50 kHz.

Figura 8. Comparación de la tensión de salida.



2.1.3.2 Variación de Inductancia La inductancia del circuito afecta el funcionamiento continuo del circuito, si el valor de inductancia no es adecuado puede provocar que la corriente a través de la bobina sea cero; si esto ocurre el diodo de la rama deja de conducir durante pequeños intervalos de tiempo, afectando el comportamiento del circuito. La inductancia mínima para evitar que esto ocurra puede ser calculada por medio de la ecuación 5; esta depende del ciclo de trabajo que será utilizado, la carga del circuito y la frecuencia de conmutación.

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} [H] \quad \text{Ecuación 5}^6$$

En la tabla 3 se muestra el cálculo realizado para los ciclos de trabajo de 25%, 50% y 75%, una carga R igual a 0,5 Ω, 1 Ω, 2,5 Ω y la frecuencia de conmutación de 50 kHz.

⁶ Tomada de RASHID 2001 *Power Electronics Handbook*.

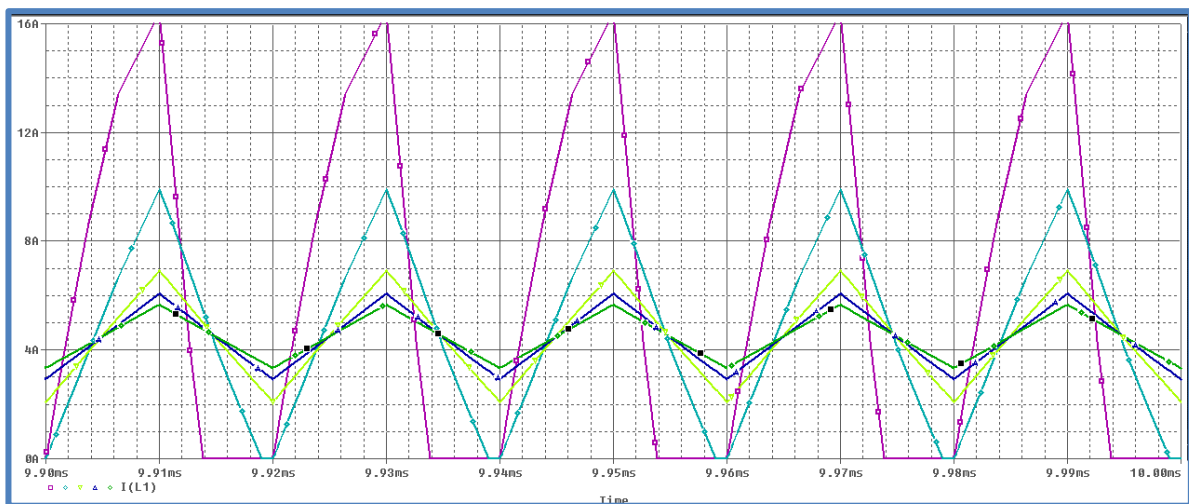
Tabla 3. Inductancia mínima calculada.

| Ciclo de trabajo | 25% | 50% | 75% |
|---|---------------------|--------------------|--------------------|
| Inductancia mínima R=0,5 Ω | 3,75 μH | 2,5 μH | 1,25 μH |
| Inductancia mínima R=1 Ω | 7,5 μH | 5 μH | 2,5 μH |
| Inductancia mínima R=2,5 Ω | 18,75 μH | 12,5 μH | 6,25 μH |

Se observa que al utilizar la carga resistiva de 2,5 Ω la inductancia mínima del circuito es mayor que en las cargas de 0,5 Ω y 1 Ω , en especial cuando se trabaja con un ciclo del 25%; por esta razón se realizó un análisis con diferentes valores de prueba en la simulación para verificar los datos obtenidos con la ecuación 5. Los valores de prueba de inductancia fueron 2 μH , 5 μH , 10 μH , 15 μH y 20 μH con tensión de entrada 9 V, resistencia con valor de 1 Ω , capacitancia 10 μF y ciclo de trabajo de 50%.

Según la figura 9, se muestra en estado cuasi estable que para valores de 2 μH (morado) y 5 μH (celeste), la corriente es cero por un instante de tiempo antes de terminar el periodo. Mientras que para los demás valores de inductancia de 10 μH (verde claro), 15 μH (azul oscuro) y 20 μH (verde oscuro) la corriente varía entre 2 A a 7 A.

Figura 9. Comparación corriente de la bobina con diferentes valores de inductancia.



Aquí vale la pena detenerse, para señalar que la corriente pico de las bobinas disminuye a medida que aumenta la inductancia, por ejemplo para la inductancia de 2 μH (morado) la corriente pico llega a casi a 16 A en comparación la inductancia de 20 μH (verde oscuro) que llega a un valor pico de corriente de 5 A aproximadamente. Este hecho permite utilizar bobinas de una construcción más pequeña porque el alambre conductor puede ser más delgado. Como resultado se obtiene que el valor de inductancia debe ser mayor a 20 μH con un ciclo de trabajo mayor al 25% y una carga resistiva de 2,5 Ω para garantizar la continuidad de la corriente a través de la bobina.

2.1.3.3 Variación del Condensador Cuando el *switch* está abierto el circuito se convierte en un RLC paralelo; durante este periodo de tiempo ocurre un estado transitorio que puede ser afectado por medio del valor del condensador, dado que es el elemento más sencillo de intercambiar además de que tiene poco costo.

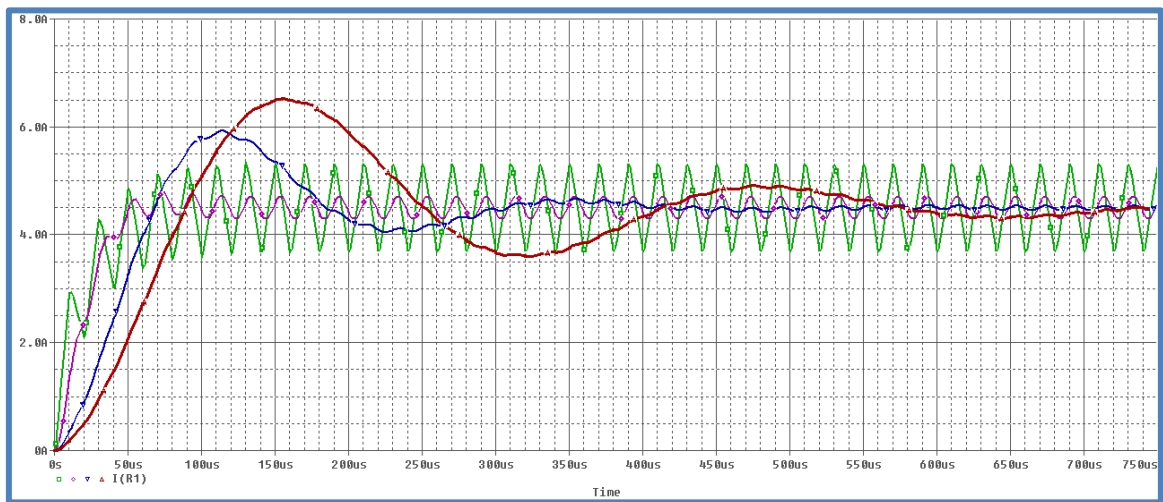
Se requiere que la oscilación de este estado sea la más pequeña posible, entonces a partir de la ecuación 6 se despeja el valor ideal del condensador teniendo en cuenta que la frecuencia de trabajo es de 50 kHz.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Ecuación 6.}$$

Se obtiene que el valor del condensador debe ser de 40,52 μF , utilizando una inductancia de 25 μH . Para verificar este cálculo se realizó en la simulación una prueba con los valores de capacitancia de 1 μF , 10 μF , 50 μF y 100 μF , una tensión de entrada de 9 V, una carga resistiva de 1 Ω , inductancia de valor 25 μH y ciclo de trabajo de 50%.

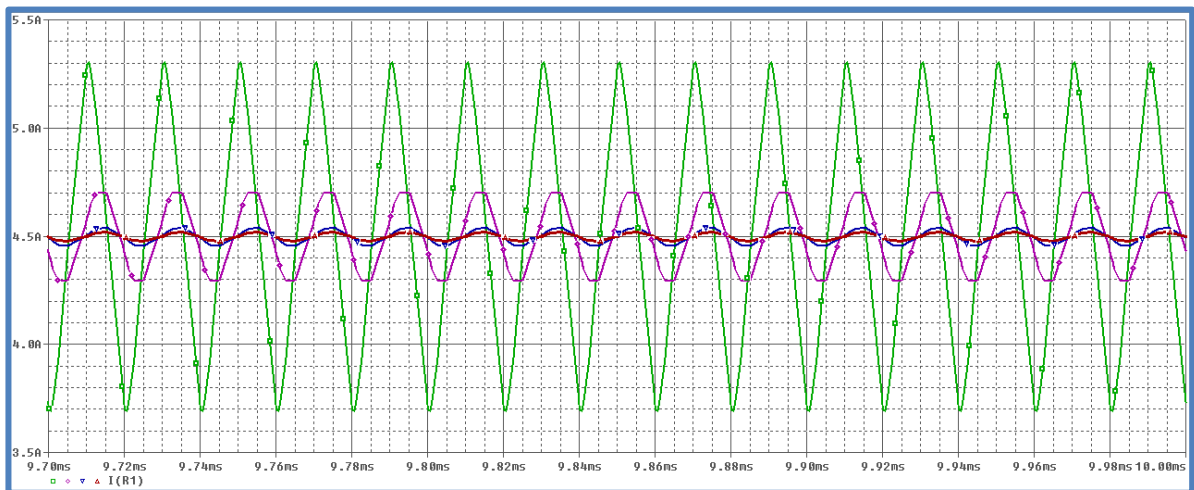
En la figura 10 se observa el efecto que tiene el condensador cuando el circuito comienza su operación. Cabe notar que para los valores de 50 μF (azul) y 100 μF (rojo) el pico de corriente en la salida es mayor a 6 A, dicha corriente se debe tener en cuenta para la selección de componentes dado que podría dañarlos, sin embargo, el rizado logrado en el estado cuasi estable es mucho menor comparado con los otros valores.

Figura 10. Comparación Tensión de salida con variación de capacitancia (Inicio operación)



Por otro lado, se realizó la simulación que compara la tensión de salida con diferentes valores de condensador en el estado cuasi estable, como se muestra a continuación.

Figura 11. Comparación Tensión de salida con variación de capacitancia (Estado cuasi estable)



De la figura 11 podemos inferir que aumentar la capacitancia reduce el rizado de la tensión de salida en el estado cuasi estable; ya que, como se observa entre 50 μF y 100 μF el rizo de la onda de salida es muy pequeño comparado con la onda de 1 μF (verde). Además, por esta razón se recomienda el uso de un condensador de valor cercano a los 50 μF .

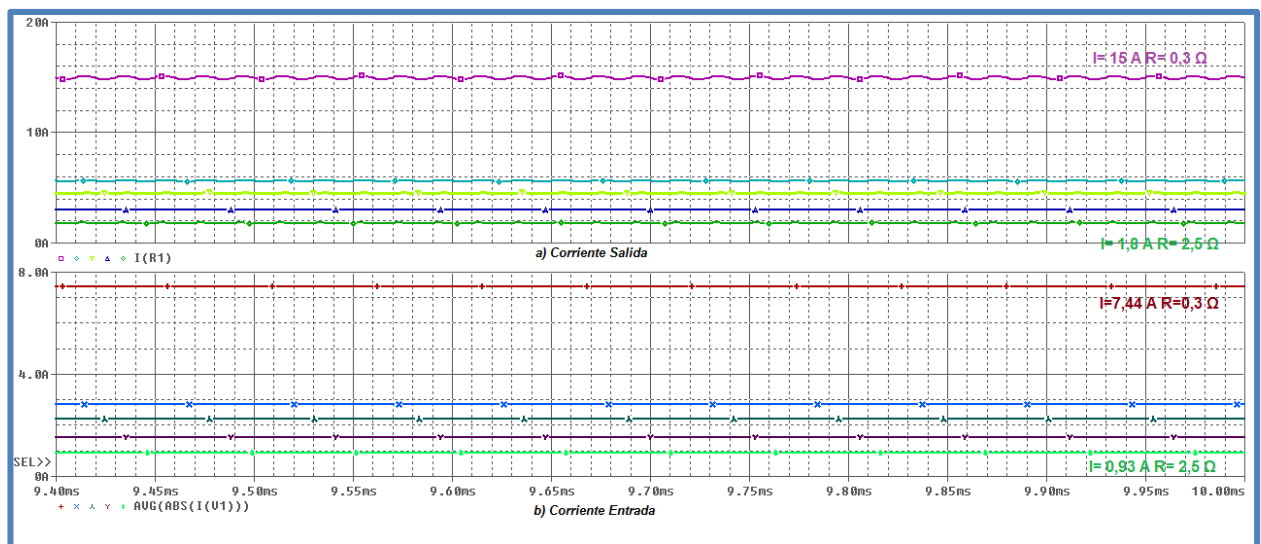
2.1.3.4 Variación de la Carga

La corriente necesaria para que el circuito funcione proviene de la fuente de alimentación, esta a su vez, está determinada por la carga con la cual se va a trabajar. Teniendo en cuenta este hecho fue simulado el posible consumo de corriente del circuito para establecer qué corriente deben soportar los diferentes elementos.

Para esta prueba se utilizaron los valores de resistencia de 0.3 Ω , 0.8 Ω , 1 Ω , 1.5 Ω y 2.5 Ω , la fuente de alimentación de 9V, el valor de inductancia de 25 μH , el valor de la capacitancia de 50 μF y un ciclo de trabajo del 50% como se muestra en la figura 12.

Es evidente que la corriente que debe entregar la fuente de alimentación (figura 12 b) debe ser mayor con una carga de 0.3 que para una carga de 2,5 Ω . La corriente entregada por la fuente cambia desde 0,93 A hasta 7,44 A, cuando la resistencia de carga disminuye su valor. La corriente de Salida (Figura 12a) que circula a través de la carga de 0.3 Ω es de aproximadamente 15 A mientras que por la carga de 2,5 Ω , la corriente de salida es de 1 A. En consecuencia los elementos a utilizar (incluyendo la fuente de alimentación) deben soportar la corriente que el circuito exige cuando la resistencia de carga disminuye su valor.

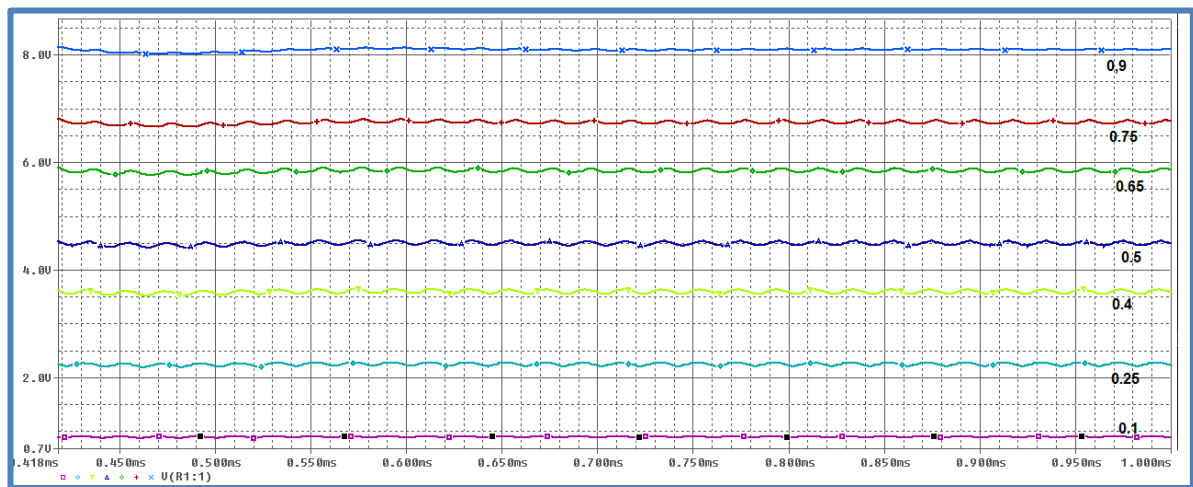
Figura 12. Comparación de la Corriente entrada vs Corriente salida



2.1.3.5 Variación ciclo de trabajo.

El ciclo de trabajo afecta directamente la tensión de salida media además del rizado obtenido. En este punto se realizó una prueba con la simulación en la cual el ciclo de trabajo varía, la cual nos permite analizar la tensión de salida a diferentes ciclos de trabajo. La prueba se realizó con una tensión de entrada de 9 V, resistencia de carga de 1 Ω , inductancia de 25 μH y capacitancia de 50 μF , los valores del ciclo de trabajo en porcentaje son 10%, 25%, 40%, 50%, 65%, 75% y 90% como se muestra a continuación con la Figura 13.

Figura 13. Efecto de variación del ciclo de trabajo en la tensión de salida.



En la figura 13 se observa el cambio del valor de la tensión de salida a medida que aumenta el ciclo de trabajo, desde una tensión de 0.9 V con un ciclo de trabajo del 10%, hasta una tensión de 8.1 V a un ciclo del 90%. Se verifica que la tensión de salida cumple con la ecuación 2, la cual establece que el valor de tensión de salida es igual a la tensión de entrada multiplicada por el ciclo de trabajo.

Para terminar esta sección de la simulación ideal se presenta la tabla 4 en la cual se resume los valores de los diferentes parámetros obtenidos con la simulación ideal, estos parámetros serán utilizados para encontrar componentes para la simulación con componentes reales.

Tabla 4. Resumen parámetros obtenidos con la simulación ideal

| Parámetros Simulación Componentes reales | | |
|--|-----------|-----|
| Frecuencia | 50 | kHz |
| Inductancia | >18 | μF |
| Capacitancia | 50 | μF |
| Carga | 0.8 a 1.5 | Ω |
| Corriente por rama | 2 a 6 | A |

2.2 SIMULACIÓN CON COMPONENTES REALES DE UNA RAMA

2.2.1 Transistor

El programa de simulación Orcad Capture cuenta con varias librerías de transistores, para nuestro caso se utilizó la librería *Pwrmos.olb* la cual abarca una amplia gama de transistores comerciales. Sin embargo, en el programa no están los componentes del mercado más recientes; es por esto que se optó por utilizar un modelo lo más general posible que cumpla con algunas características consideradas con base a los conocimientos previos que se han establecido acerca del tema para el prototipo del diseño que esperamos obtener.

Estas características son:

- Resistencia de encendido ($R_{ds(on)}$) menor a 0.5 Ω
- Corriente de conducción (I_D) Mayor a 5 A
- Tiempos de respuesta ($t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f) sumatoria de los cuatro tiempos sea menor a 100 ns
- Tensión de ruptura (BV_{DSS}) Varias veces mayor a la tensión de alimentación

Después de revisar varias referencias de la librería se encontró que los modelos para el transistor MOSFET's IFR530, 2N6757, IRFZ22 que cumplían las especificaciones mencionadas, a su vez poseen las siguientes características:

Tabla 5. Comparación de los modelos de transistores

| Modelo | Vds (V) | Id (A) | Tf (ns) | Tr (ns) | Tdon (ns) | Tdoff (ns) | Suma tiempo (ns) | Rdson (Ω) |
|--------|------------|-----------|------------|------------|--------------|---------------|------------------------|--------------|
| 2N6757 | 150 | 8 | 40 | 50 | 30 | 50 | 180 | 0.6 |
| IRF530 | 100 | 14 | 24 | 34 | 10 | 23 | 91 | 0.16 |
| IRFZ22 | 50 | 14 | 25 | 45 | 10 | 20 | 100 | 0.110 |

En la tabla 5 se observa que la suma de tiempos del IRF530 es la menor en comparación con los otros 2 transistores, aunque la resistencia de encendido no es la menor de las presentadas es más pequeña que la especificación establecida, la corriente de conducción es la misma del IRFZ22 y es mayor que la del 2N6757. Teniendo en cuenta lo anterior, fue utilizado el modelo del transistor IRF530 para la simulación por considerarse el apropiado.

2.2.2 Diodo

En el caso del diodo fue usada la librería *Diode.olb* del programa Orcad Capture, de manera similar que con el transistor, ya que se buscó un modelo en lo posible general teniendo en cuenta las especificaciones siguientes:

- Corriente de conducción (I_D) Mayor a 5 A.
- Tiempo de recuperación inversa (t_{rr}) Menor a 100 ns, diodos ultra rápidos.
- Tensión pico inversa repetitiva (V_{rrm}) Varias veces mayor que la tensión de alimentación.
- Tensión de conducción (V_f) Menor a 1 V.

De los modelos que pertenecen a la librería usada se destaca la serie BWY29 de la cual se encuentran el modelo para diodo BYW29-150 y el MBR330, los cuales poseen las siguientes especificaciones:

Tabla 6. Especificaciones del Diodo

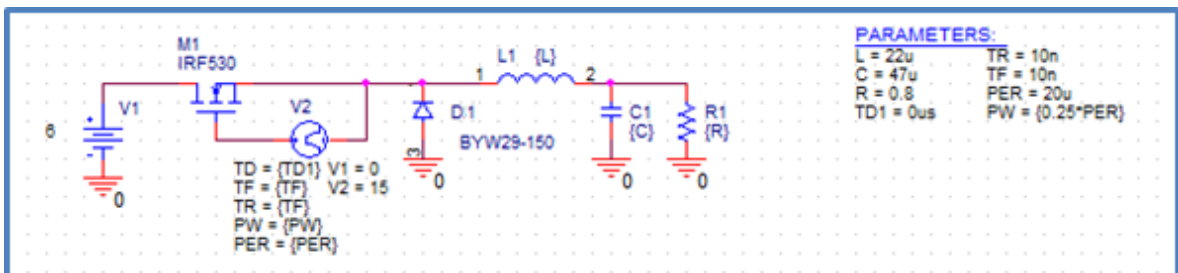
| | V_{rrm} | I_d | T_{rr} | V_f |
|------------------|-----------|-------|----------|---------|
| BYW29-150 | 150 V | 8 A | 25 ns | 0.845 V |
| MBR330 | 30 V | 3 A | - | 0.6 V |

De la tabla 6 se observa que el tiempo de recuperación inversa para el diodo BYW29-150 es muy pequeño mientras que para el otro no es especificada en la hoja de datos; esta característica implica que el diodo podrá detectar los cambios a frecuencias muy altas. Por otro lado, la corriente de conducción es 8 A para el BYW29-150 mientras que el MBR330 solo tiene 3 A, ambas corrientes son de las más altas de la librería dado que en esta los elementos son en su mayoría de uso general y solo la serie BYW29 y MBR son de las pocas que ofrecen corrientes mayores a 1 A. Cabe anotar, que la tensión de conducción (V_f) es muy grande en ambos casos lo cual podría generar una caída en la salida indeseada. En todo caso, el diodo BYW29-150 es de los pocos que supera los 5 A por esta razón se utilizó en la simulación para que cumpla con nuestras especificaciones.

2.2.3 Ejecución de la Simulación

El circuito utilizado para la simulación real del circuito se muestra en la figura 14, en el cual se utiliza el transistor y el diodo seleccionado. Este circuito se configura de igual manera que el circuito utilizado en la simulación ideal, a través de los parámetros PER , PW se establece el periodo correspondiente a la frecuencia de conmutación de 50 kHz y el ciclo de trabajo.

Figura 14. Circuito simulación con componentes reales.



Este circuito servirá de base para obtener los datos que puedan ser comparados con los datos medidos en el prototipo construido; como se muestra posteriormente en el capítulo 4.

2.3 SIMULACIÓN DOS RAMAS

2.3.1 Ejecución de la simulación ideal y con componentes reales.

La configuración del circuito con dos ramas en paralelo fue construida con base en la configuración de una rama a la cual se agregó un switch (S2) o un transistor (M2), un diodo (D2), una bobina (L2) y una fuente pulso (V3) con las mismas características que las de la configuración inicial. El esquema del circuito ideal se presenta en la figura 15 y en la figura 16 para el circuito de simulación real.

La fuente de tensión pulso V3 se desplaza respecto a la fuente de pulso V2 por medio del parámetro adicional TD2 un ángulo de retraso θ_2 . En la teoría se establece que este ángulo de desplazamiento se obtiene por medio de la ecuación 3:

$$\theta_n = \frac{360^\circ * (n - 1)}{k} \quad \text{Ecuación 3.}$$

En este caso el número de señales de control de conmutación son dos, una para cada rama. Es decir $n = 1$ para la rama uno y $n=2$ para la rama 2 y $k = 2$, de manera que el ángulo de desplazamiento para la rama uno es $\theta_1 = 0^\circ$ y para la rama dos es $\theta_2 = 180^\circ$. Este valor se traduce en un desplazamiento de tiempo de $0 \mu\text{s}$ y $10 \mu\text{s}$ respectivamente.

Figura 15. Esquema simulación ideal dos ramas

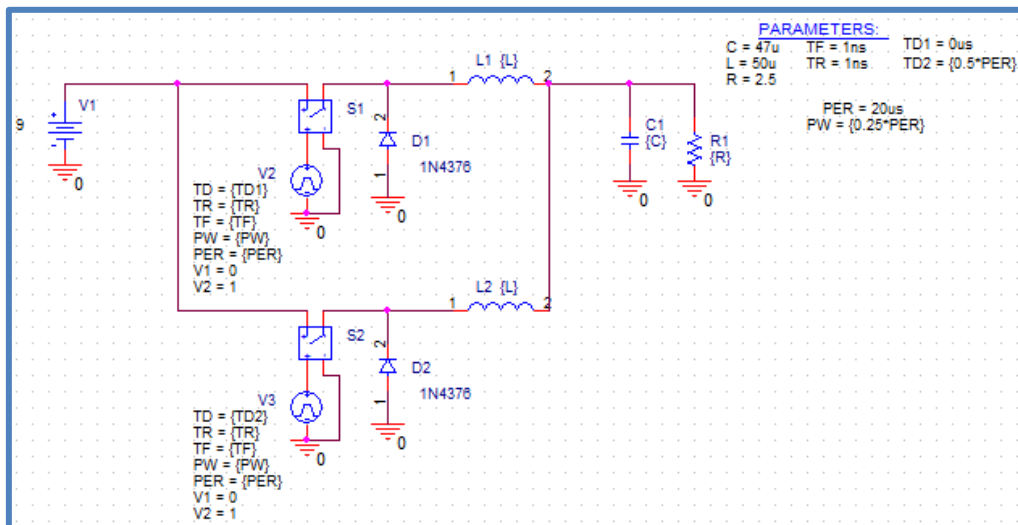
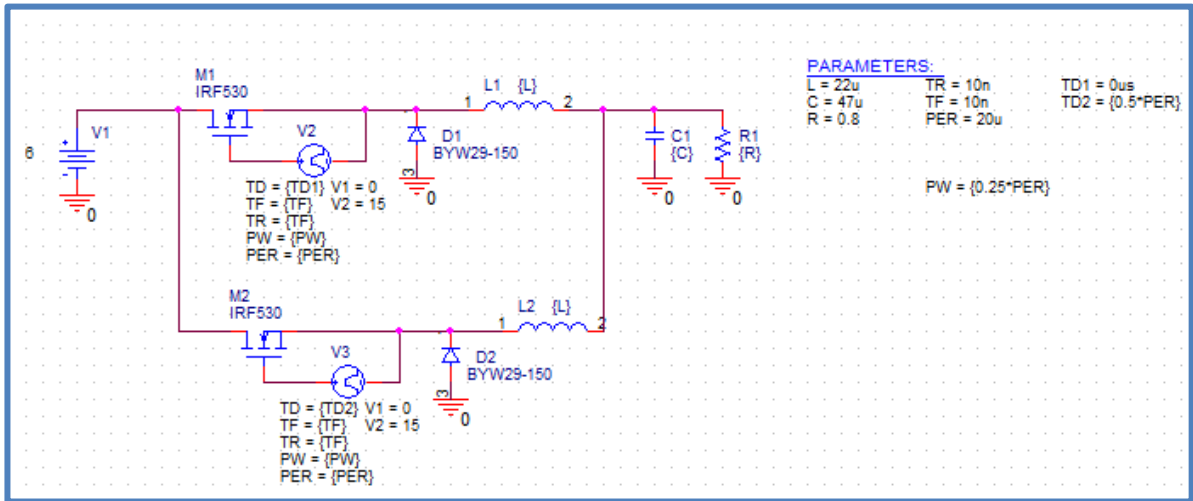
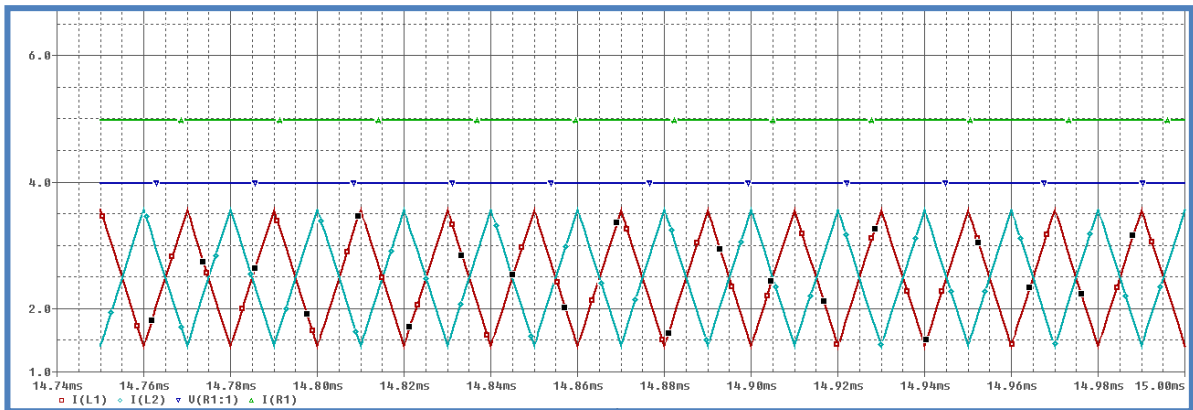


Figura 16. Esquema simulación con componentes reales dos ramas



Al ejecutar la simulación con componentes reales podemos obtener las corrientes de las bobinas de cada rama, la corriente de salida y la tensión de salida para la configuración con dos ramas como se muestra en la figura 17. Se puede observar que las corrientes que pasan por las bobinas L1 (rojo) y L2 (celeste) poseen pendientes iguales y de signo contrario, en consecuencia la corriente de salida (verde) que es igual a la suma de las corrientes de cada rama tiene un rizado pequeño al igual que la tensión de salida (azul).

Figura 17. Corrientes a través de las bobinas, salida de corriente y tensión.



2.4 SIMULACIÓN CUATRO RAMAS

2.4.1 Ejecución de la simulación ideal y con componentes reales.

La configuración de cuatro ramas se construyó con base en la ya existente configuración de dos ramas, a la cual se le agregaron dos switches (*S3* y *S4*) o dos transistores (*M3* y *M4*) respectivamente, dos diodos (*D3* y *D4*), dos bobinas (*L3* y *L4*) y dos fuentes de pulso (*V4* y *V5*). Para esta nueva configuración es necesario calcular los ángulos de desplazamiento de las fuentes que controlan la conmutación de los transistores añadidos.

En la tabla 7 se muestra el cálculo de dichos ángulos de desplazamiento, utilizando de nuevo la ecuación 3, pero en esta ocasión $K=4$ y n es el número de la rama.

Tabla 7. Cálculo de ángulos de desplazamiento

| <i>N</i> | 1 | 2 | 3 | 4 |
|----------------|-----------|-----------|------------|------------|
| θ_n | 0° | 90° | 180° | 270° |
| Retardo | 0 μ s | 5 μ s | 10 μ s | 15 μ s |
| Factor | 0 | 0.25 | 0.5 | 0.75 |

La frecuencia de operación del circuito con la que se está trabajando es de 50 kHz, la cual tiene un periodo de 20 μ s; para simular el desplazamiento que debe existir entre las cuatro fuentes de control de conmutación. Además, se añadieron dos parámetros (*TD3* y *TD4*) que junto con (*TD1* y *TD2*) establecen los tiempos de retardo entre las fuentes pulso y, fue usado un factor que al ser multiplicado por el parámetro *PER* que establece el tiempo de retardo adecuado para cada rama. Las figuras 18 y 19 muestran los esquemas utilizados para la simulación ideal y con componentes reales de la configuración con cuatro ramas, correspondientemente.

Figura 18. Esquema simulación ideal de cuatro ramas.

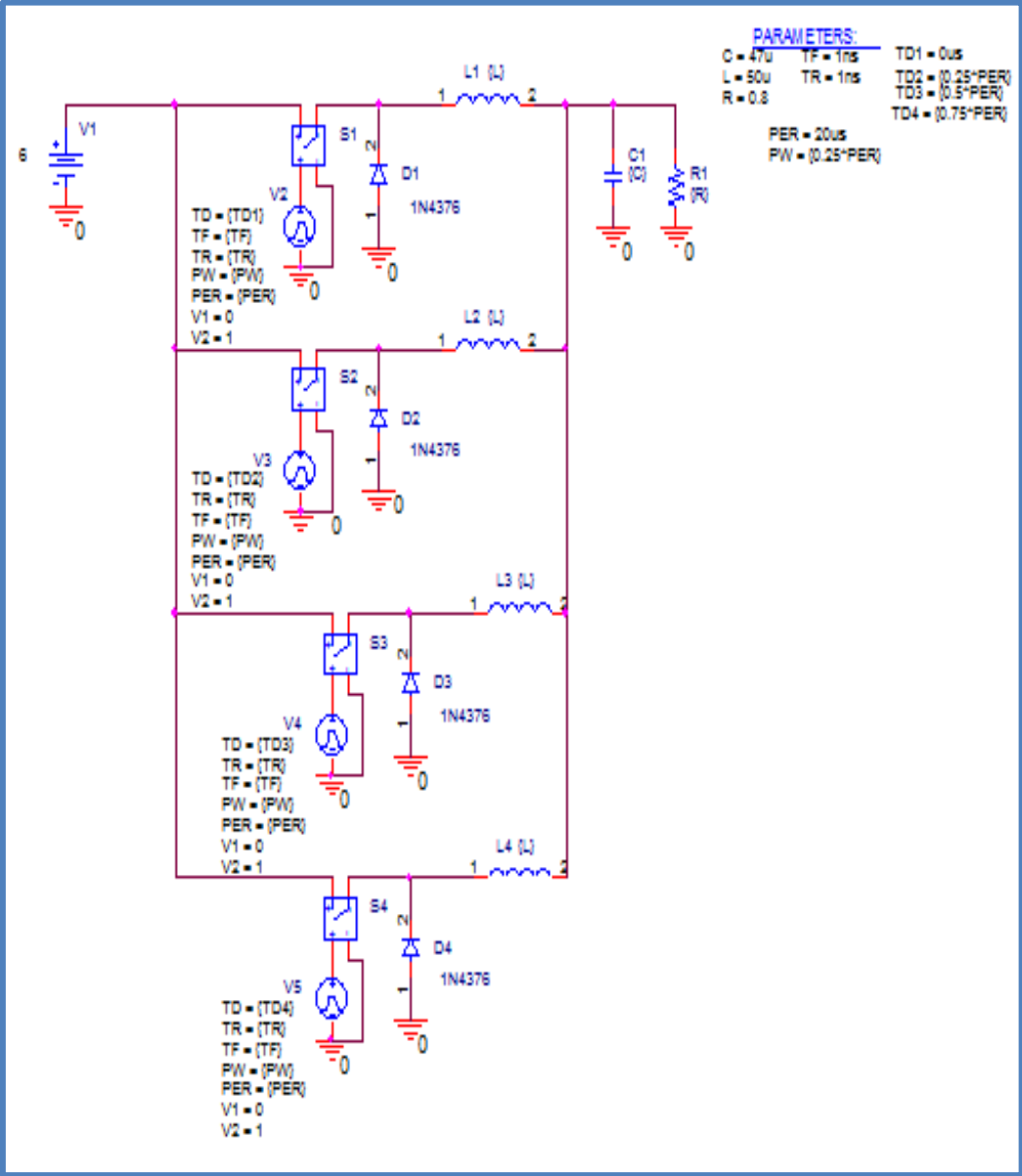
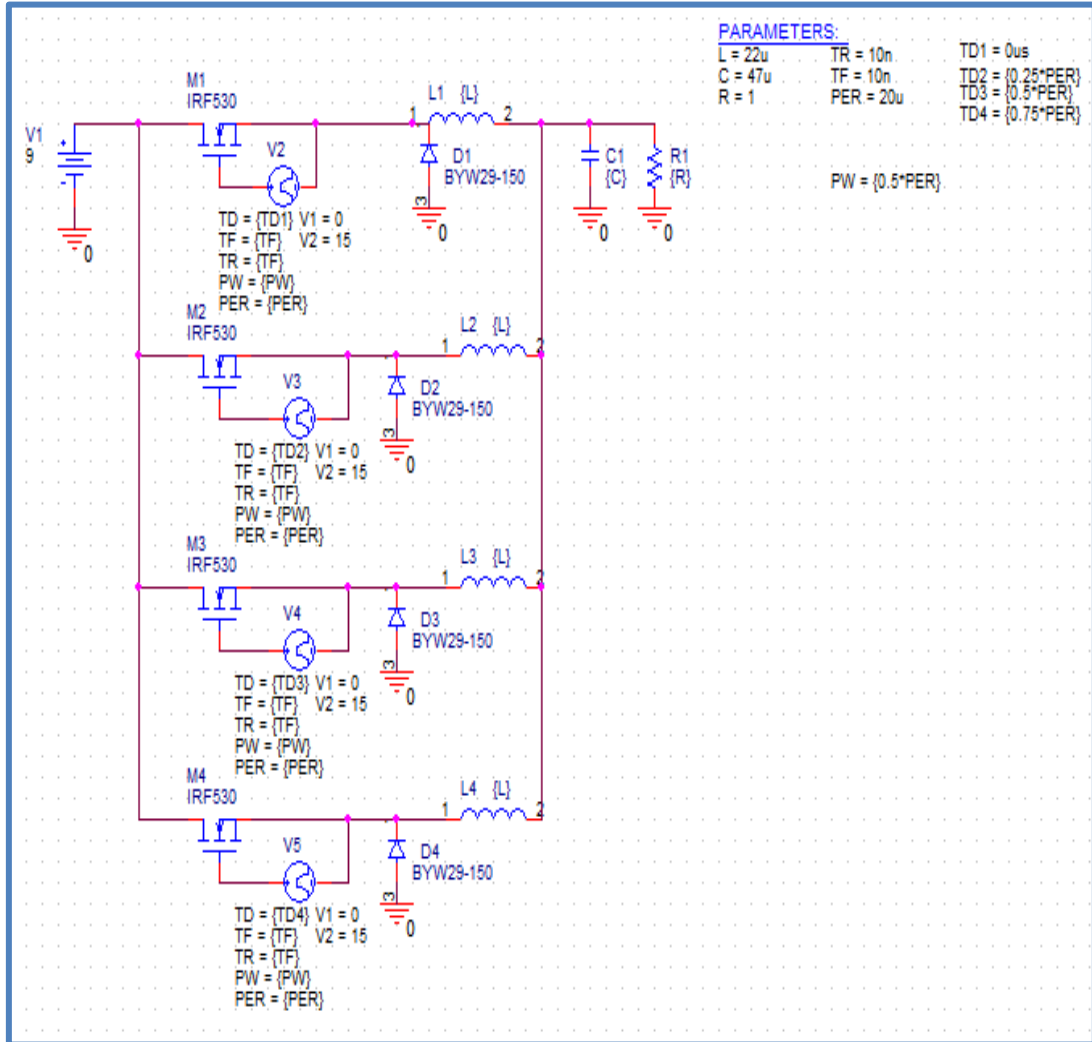
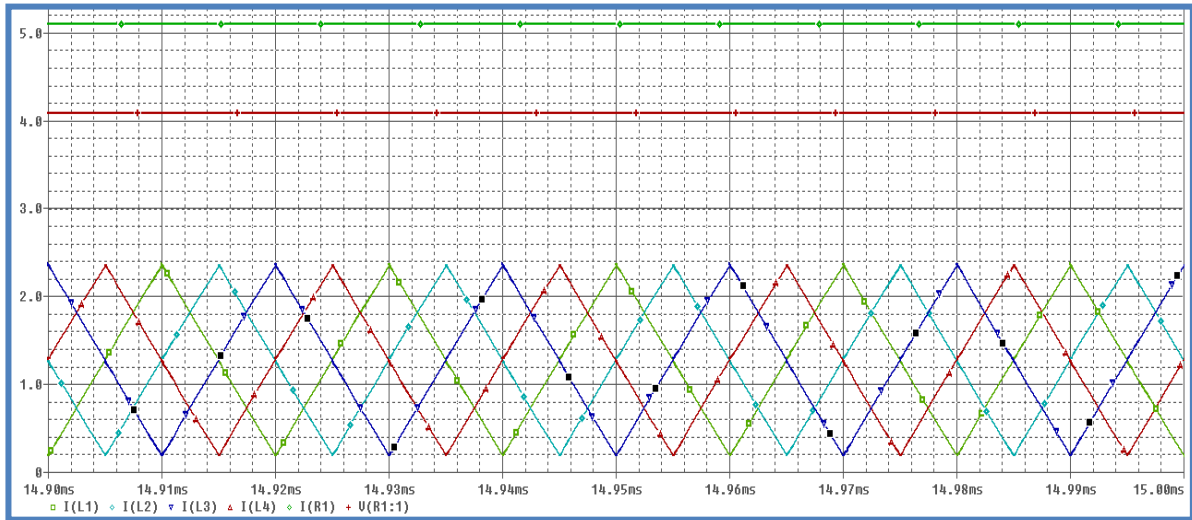


Figura 19. Esquema simulación con componentes reales cuatro ramas



Al ejecutar la simulación con componentes reales para la configuración de cuatro ramas podemos obtener las corrientes a través de las bobinas de cada rama, la corriente de salida y la tensión de salida como se muestra en la figura 20. Se puede observar que las corrientes que pasan por las bobinas L1 (verde claro), L2 (celeste), L3 (azul) y L4 (rojo) poseen pendientes iguales y de signo contrario, en consecuencia la corriente de salida (verde) que es igual a la suma de las corrientes de cada rama y tiene un rizado pequeño al igual que la tensión de salida (rojo oscuro).

Figura 20. Corrientes por las bobinas, salida de corriente y tensión cuatro ramas.

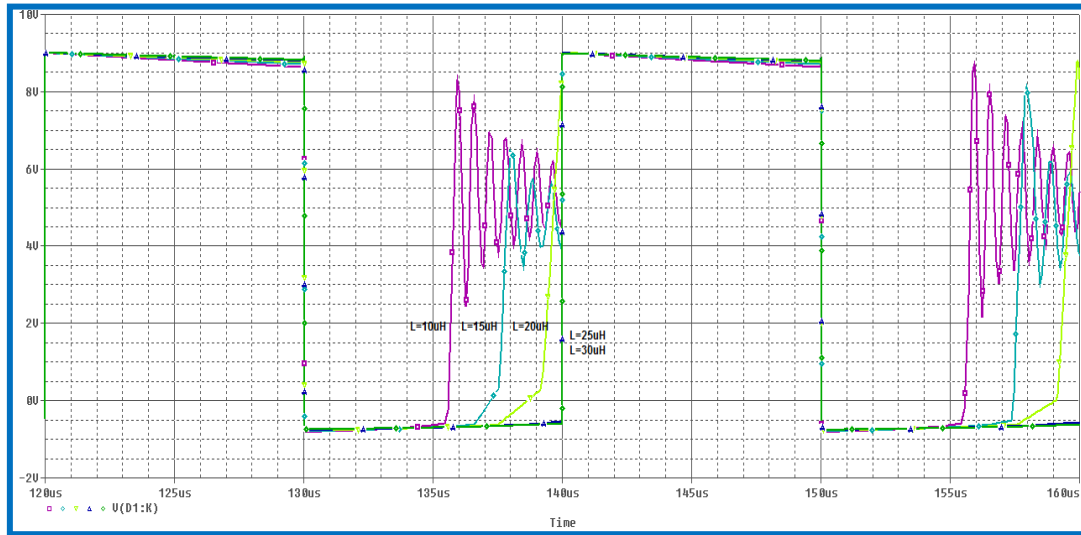


Se ejecutó la simulación con componentes reales utilizando un ciclo de trabajo de 50% y una tensión de entrada de 9V, la ecuación 2 establece que la tensión de salida ideal debe ser 4.5 V, si se compara con la simulación para la configuración de dos ramas (Figura 17) en la cual se utilizaron los mismo parámetros, se observa que la tensión de salida para dos ramas es de 4 V y para la configuración de cuatro ramas es de 4.1V, existe una mejora respecto a la diferencia con la salida ideal.

Por último, cabe señalar la importancia que tiene el hecho de que la corriente a través de las bobinas no sea cero en ningún instante de tiempo; ya que si esto ocurre, el diodo de la rama deja de conducir durante el instante de tiempo que la corriente en la bobina es cero, esto provoca el malfuncionamiento del circuito, afectando la salida de tensión y corriente.

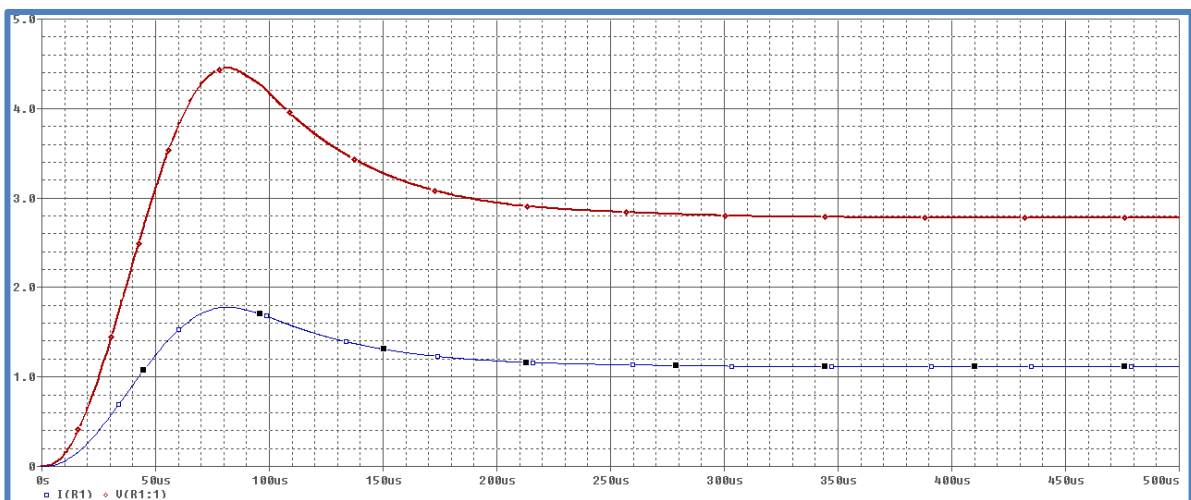
En la figura 21 se observa el momento en que el diodo deja de conducir desde el instante de tiempo igual 135 μ s hasta 140 μ s para el valor de inductancia de 10 μ H (morado), desde el tiempo igual a 136 μ s hasta 140 μ s para la inductancia de 15 μ H (celeste) y desde el tiempo igual a 137 μ s hasta 140 μ s para la inductancia 20 μ H (verde claro); mientras que se mantiene en estado de conducción para los valores de inductancia de 25 μ H (verde oscuro) y 30 μ H (azul).

Figura 21. Tensión del diodo para diferentes valores de inductancia.



Para evitar esta situación, se realizó una mejora en el prototipo en el cual se incrementa el tamaño de las bobinas usando 2 bobinas en serie por rama una de 22 μH y una de 33 μH ; con esto se logra una bobina de 55 μH por rama. En la figura 22 se muestra el resultado esperado de aplicar esta mejora en la que la tensión de salida (rojo) llega a un nivel de tensión de 2,78 V y la corriente de salida (azul) llega a 1,1 A. Esta prueba de simulación se realizó con la simulación real a una tensión de entrada de 6 V, inductancia de 55 μH , capacitor de 47 μF y resistencia de carga de 2.5 Ω a un ciclo de trabajo de 50%.

Figura 22. Tensión y corriente de salida con inductancia de 55 μH .



2.5 PARÁMETROS DESEADOS

Después de ejecutar las simulaciones para las diferentes configuraciones se pueden establecer parámetros claves para hacer la elección de los elementos para construir el prototipo.

Veamos:

- El valor de la bobina debe ser mayor a $20 \mu\text{H}$ para garantizar que la corriente a través de la bobina no sea cero, para un ciclo de trabajo mayor a 25%. El valor del condensador debe estar en el rango cercano a $50\mu\text{F}$ con el fin de no extender el tiempo de establecimiento del circuito y lograr un menor rizado.
- El valor de la resistencia de carga debe manejarse en valores de 0.8Ω a 2.5Ω ; para que la corriente que entrega la fuente no sea muy alta.
- La fuente de tensión de alimentación se determina por la corriente que pueda entregar, se recomienda entonces utilizar una fuente de tensión de 6 V a 12 V capaz de generar al menos unos 6 A de corriente; para que la corriente por rama sea pequeña.
- Los transistores deben soportar corrientes 2 A a 15 A para que se puedan usar las cargas resistivas establecidas, además el tiempo de respuesta debe ser pequeño en el rango de los nanosegundos, también la resistencia de encendido debe ser del orden de los $20 \text{ m}\Omega$ para que las pérdidas sean pequeñas.
- Los diodos deben soportar una corriente similar a la del transistor y además debe tener tiempos de respuesta también similares a los del transistor.

En la tabla 8 se resumen los parámetros deseados para cada uno de los elementos a utilizar en el convertidor.

Tabla 8. Resumen Parámetros deseados

| Elemento | Parámetros | Valor | Unidad |
|-------------|--------------|-----------|---------------|
| Carga | Resistencia | 0.8 a 2.5 | Ω |
| Bobina | Inductancia | >25 | μH |
| | Frecuencia | 50 | kHz |
| | Corriente | >12 | A |
| Condensador | Capacitancia | 10 a 50 | μF |
| Fuente | Tensión | 12 | V |
| | Corriente | 6 | A |
| Transistor | Id | >12 | A |
| | trespuesta | <100 | ns |
| | Vds | >24 | V |
| | Rdson | <20 | m Ω |
| Diodo | Id | >12 | A |
| | trespuesta | <100 | ns |
| | Vf | <0.5 | V |
| | Vrm | >24 | V |

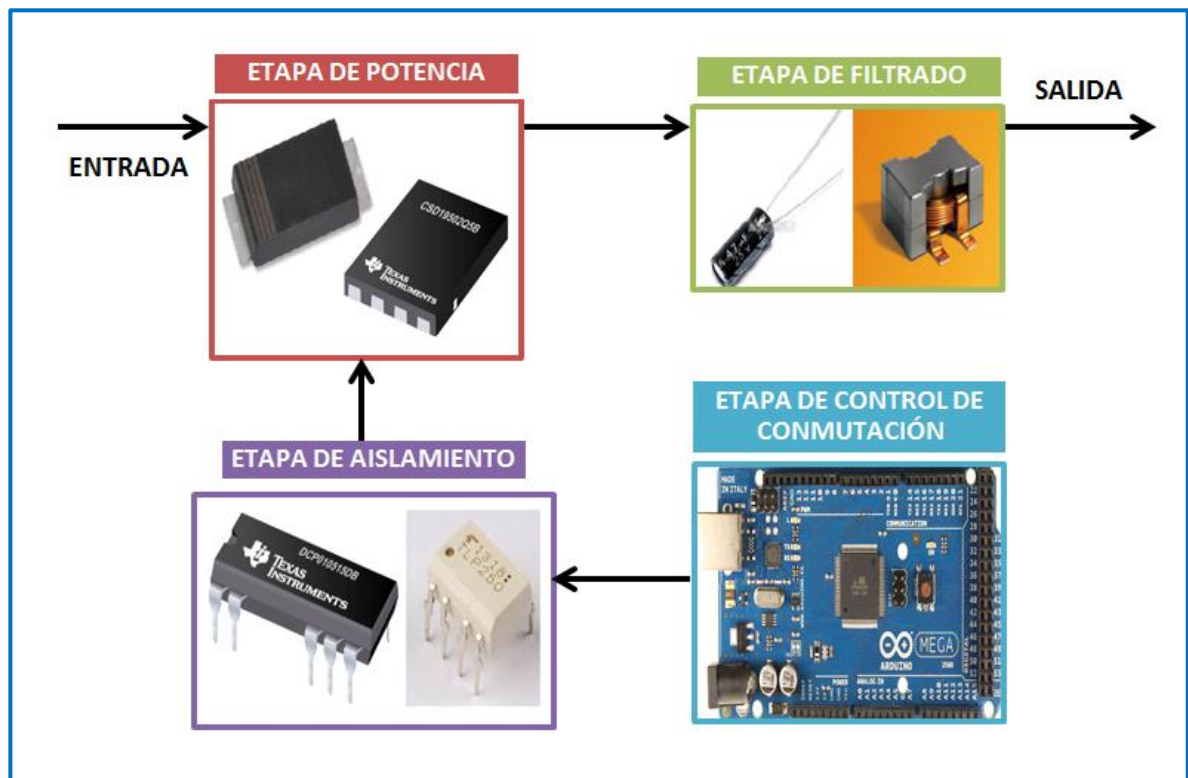
3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN

En esta sección se tiene como finalidad presentar la forma en que se desarrolla y construye el prototipo físico del proyecto, destacando la importancia de los distintos elementos que lo conforman, sus características y el funcionamiento dentro del mismo.

El modelo del sistema se basa en el diseño de un convertidor reductor y dado que es en este caso de varias etapas en paralelo, se prioriza en construir una rama que se ajuste a las necesidades y requisitos de este prototipo para la valoración del convertidor en sus 4 ramas en paralelo. Es decir, una misma rama que funcione para el sistema se va a replicar a las 4 ramas en paralelo como se explicó en el capítulo anterior.

Así, el modelo del sistema implementado en este proyecto se encuentra dividido en cuatro etapas habituales: **Etapas de control de conmutación, etapa de aislamiento, etapa de potencia y etapa de filtrado** propuesto por la topología, como se puede observar en la figura 23.

Figura 23. Modelo por etapas del sistema del Convertidor Reductor Implementado.



Dentro de la etapa de control de conmutación se establece a la Tarjeta Arduino Mega 2560 que genera los correspondientes pulsos de activación de los semiconductores. Por otro lado, en la etapa de aislamiento se encuentran los optoacopladores TLP 250 de Toshiba, que se encargan de acoplar y proteger la etapa de control de conmutación con la etapa de potencia y, además suministran las señales provenientes de la tarjeta Arduino necesarias para habilitar los MOSFET's. Por otro lado, en la etapa de potencia encontramos los transistores que se encargan de la conmutación. Por último en la etapa de filtrado propuesto por la topología, se encuentran las bobinas y el condensador.

3.1 ETAPA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN

Esta etapa de control, es la que se encarga de generar a través de una plataforma electrónica las señales para el funcionamiento del sistema. Así, se programa para trabajar en este proyecto a una frecuencia de 50 kHz y genera 4 señales de salida independientes PWM, con ciclos de trabajo que pueden ser manipulados por el usuario de 25%, 50% y 70%.

Teniendo en cuenta las facilidades del Sistema Embebido Arduino Mega 2560 en el mercado y su desarrollo de *software* libre, se decide implementar su uso para controlar los transistores.

3.1.1 Tarjeta ARDUINO MEGA 2560

En los convertidores reductores se debe tener la posibilidad de controlar el ciclo de trabajo de la señal de conmutación y mantener la frecuencia de operación constante, con ello se logra reducir la tensión en la salida del circuito. Este método se conoce como: Conmutación por modulación de ancho de pulso (*Pulse width modulation PWM*).

El control PWM se lleva a cabo con la ayuda de la Tarjeta Arduino Mega 2560 basada en el microcontrolador ATMEGA2560 de Atmel®; quien cuenta con 54 pines digitales, de los cuales 15 pueden ser usados para salidas PWM, más 16 pines para entradas analógicas, un oscilador de cristal de 16 MHz, y con otras características importantes que podemos observar en la figura 24.

Figura 24. Parámetros importantes de la Tarjeta Arduino MEGA 2560



El sistema embebido Arduino Mega 2560 es una plataforma electrónica de código abierto, basada en la facilidad del uso de *hardware* y *software* con la intención de que cualquiera pueda hacer proyectos interactivos⁷.

Este sistema Arduino posee 5 *timers* (llamados *Timer0*, *Timer1*, *Timer2*, *Timer3*, *Timer4*) que en conjunto controlan 11 puertos PWM, de los cuales 2 *timer's* son de 8 *bits* y 3 *timer's* son de 16 *bits*. Cada *timer* se conecta a 2 o 3 puertos los cuales se conocen como canal A, B o C según corresponda. El *timer0* controla los puertos 4 y 13 y la frecuencia asignada al *timer0* se usa como base de tiempo para las funciones *delay()* del compilador de código, por esta razón no se debe cambiar los valores del *timer0*.

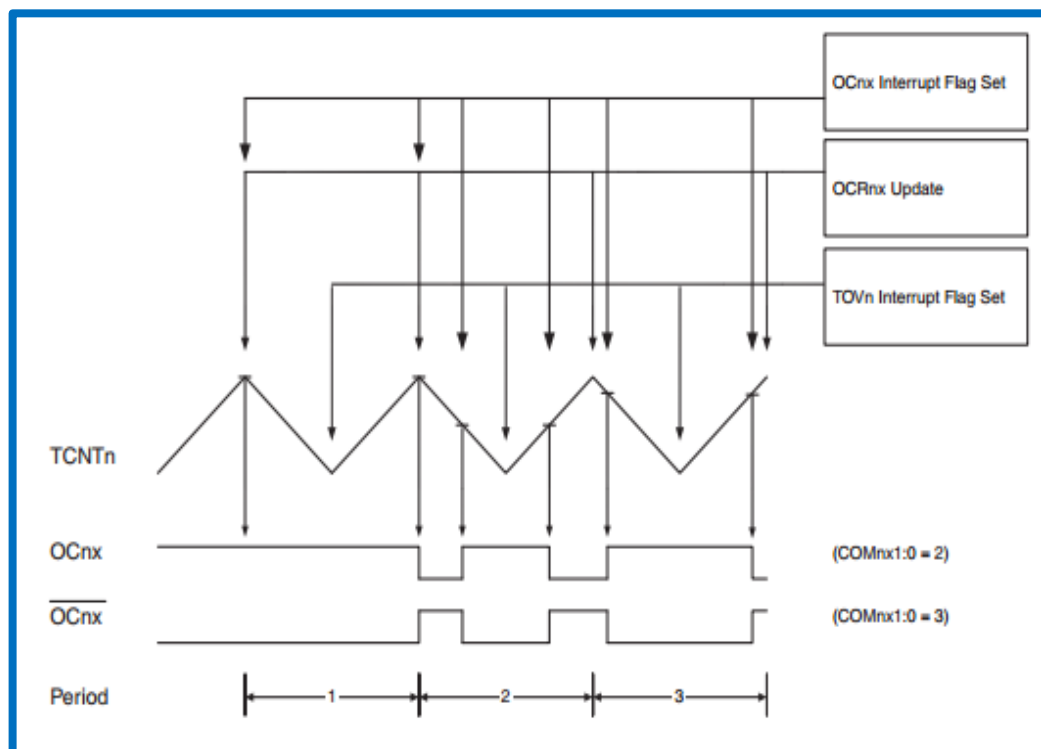
Cada *timer* tiene asignado unos divisores de frecuencia los cuales modifican la frecuencia del puerto cuando se establece un determinado divisor. Para generar una señal PWM la Arduino establece los registros TCNT (Registro temporizador/contador), OCR (Registro comparador de salida) y TOV (bandera de

⁷ Tomado de la página web: www.arduino.cc Cabe aclarar, que es una traducción hecha por parte de los autores, basada en la definición dada por la página oficial de la Tarjeta Arduino Mega 2560.

contador de sobreflujo) como se muestra en la hoja de datos de Atmel⁸. Los registros OCR y TOV establecen los límites superior e inferior del conteo que se realiza en TCNT. La bandera de interrupción del registro OC (salida del comparador) se usa para generar una interrupción en el contador TCNT provocando un cambio de estado en el registro OC. Ésta operación se repite constantemente lo cual se aprovecha para generar una señal pulso en la salida de un puerto asociado al respectivo *timer*.

En la figura 25 se muestra, el correspondiente diagrama de tiempos tomado de la hoja de datos del microcontrolador Atmel. Para cambiar el valor preestablecido por los divisores se deben modificar los registros TCCR (Control del registro Temporizador / Contador), en estos registros se puede establecer diferentes modos de operación del *timer*. Así como también, se puede establecer el valor del registro OCR, y manipular la frecuencia de salida del *timer*.

Figura 25. Diagrama de tiempos del *timer*



Fuente: Hoja de datos del microcontrolador *AtMEGA 328*.

⁸ Tomado de la Hoja de datos del microcontrolador *AtMEGA 328*.

Los puertos utilizados en las pruebas para generar las 4 señales PWM que controlan la conmutación de los transistores se presentan en la tabla 9. Cabe anotar, que es a través de funciones de desplazamiento que se logró realizar el corrimiento de estas señales en intervalos de 10 μ s en el caso de dos ramas y de 5 μ s para las cuatro ramas. Además, se deja la opción de poder controlar el ciclo de trabajo a través de un potenciómetro que se puede conectar a la tarjeta en el puerto A0.

Tabla 9. Puertos utilizados para conmutar los transistores

| PUERTO | TIMER | CANAL | TAMAÑO DE REGISTRO |
|-----------|---------------|-------|--------------------|
| Puerto 5 | <i>Timer3</i> | A | 16 bits |
| Puerto 8 | <i>Timer4</i> | A | 16 bits |
| Puerto 9 | <i>Timer2</i> | B | 8 bits |
| Puerto 12 | <i>Timer1</i> | A | 16 bits |

3.2 ETAPA DE AISLAMIENTO

Esta etapa se encarga de proteger la tarjeta Arduino, separándolo de la etapa de potencia a través de optoacopladores, los cuales están diseñados para crear un aislamiento óptico evitando la conexión directa entre una alta corriente que maneja la etapa de potencia y las bajas corrientes que soporta la tarjeta. A continuación se muestran los elementos seleccionados más representativos de este circuito.

3.2.1 Optoacoplador

Es necesario que se proteja la tarjeta Arduino de daños debidos a fallas eléctricas ya que, al ser el encargado de enviar las señales de activación a los transistores de potencia se debe asegurar que no halla conexión eléctrica directa entre ella y los transistores.

Un elemento adecuado y útil para este tipo de aislamientos es el *Driver-optoacoplador*, debido a que este crea un aislamiento óptico entre la tarjeta Arduino y los transistores. Además, también se encarga de transmitir las señales de control PWM y, suministrar los niveles de tensión y corriente adecuados para poder encender y apagar los semiconductores.

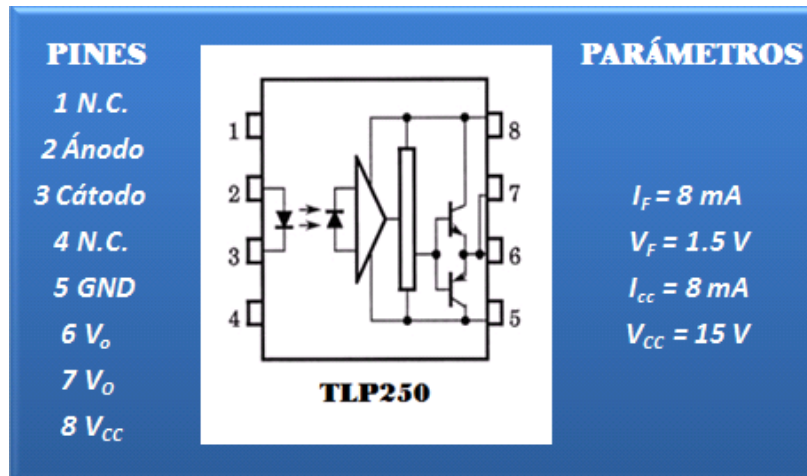
Después de haber analizado los diferentes tipos de optoacopladores ofrecidos en el mercado, se concretó en usar el Optoacoplador TLP250 de Toshiba cuyas principales características se muestran en la Figura 26.

Para este caso, se empleó el TLP250 de Toshiba, con resistencias para limitar la corriente de entrada (I_F) que afecta al LED del Driver y para la corriente de salida del mismo, que alimenta al transistor por la puerta. El valor de la resistencia de entrada se calcula a partir de la corriente de entrada del optoacoplador, cuyo valor típico es de 8 mA, para calcular el valor de esta resistencia se utiliza la ecuación 7.

$$R_{ent} = \frac{V_{DC\ Arduino} - V_F}{I_F} [\Omega] \quad \text{Ecuación 7.}$$

Para la resistencia de salida el fabricante recomienda utilizar una resistencia de 5Ω.

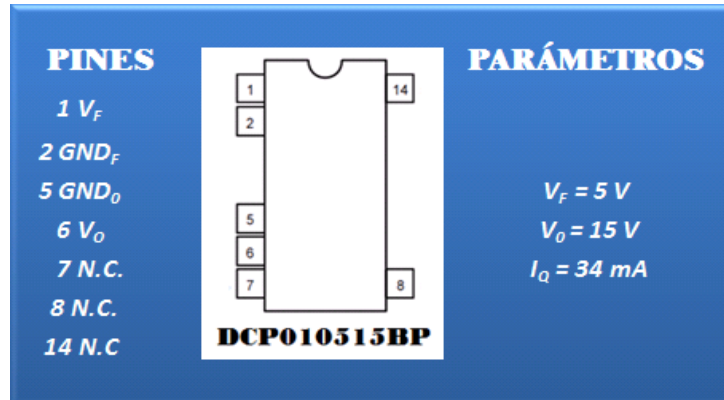
Figura 26. Optoacoplador TLP250 con características y diagrama de pines



Para la alimentación del optoacoplador se diseñó una fuente específica aislada de 15 VDC; ésta se implementó usando la fuente aislada no regulada que ofrece la empresa *Texas Instruments DCP010515BP*—que se adquiere como muestra gratis en el mercado- Figura 27, la cual entrega en su salida 15V no regulados con solo 5V de alimentación. En este punto, el fabricante recomienda usar condensadores en la entrada y la salida que ayudan a disminuir la ondulación y el ruido, y dado que deben contener una *ESR* (resistencia equivalente en serie) baja se usaron condensadores de tantalio que satisfacen este requerimiento. Además se debe usar un regulador de voltaje para entregar una tensión estable al optoacoplador y asegurar un correcto funcionamiento a la hora de la conmutación; por esta razón

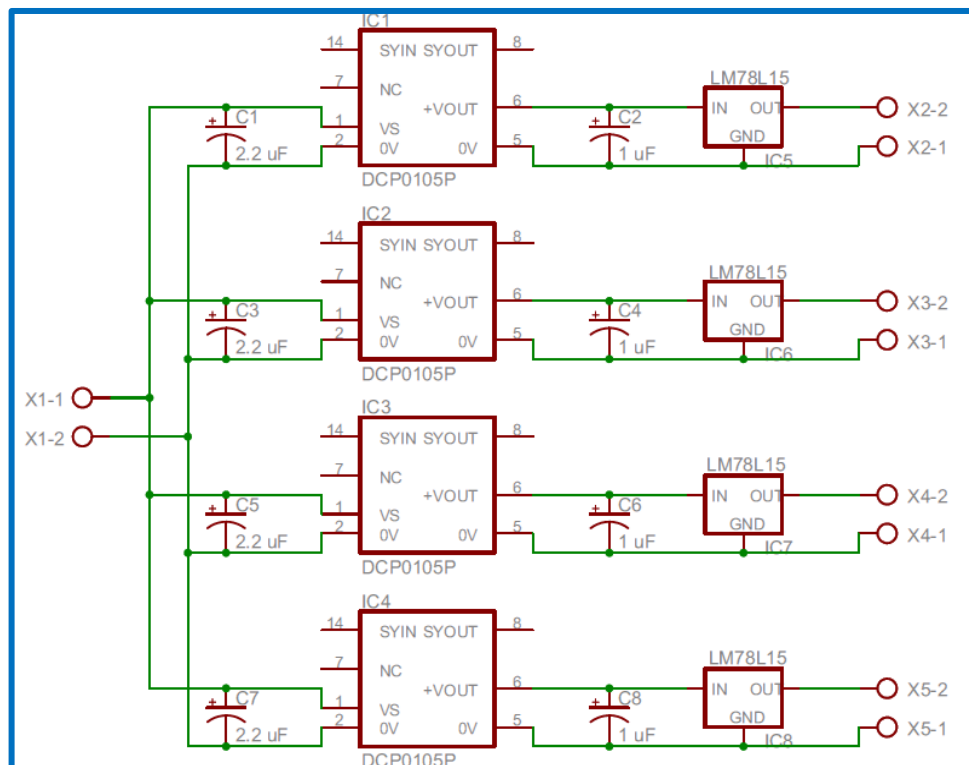
se optó por utilizar el regulador LM78L15 de *National Semiconductor*, el cual provee una tensión de salida de 15 V_{DC}.

Figura 27. Fuente aislada DCP010515BP con características y diagrama de pines



El diseño de las cuatro fuentes aisladas que alimentan a los optoacopladores de cada rama se muestra en la Figura 28.

Figura 28. Diseño de Fuentes Aisladas



3.3 ETAPA DE POTENCIA

Dentro de esta se despliegan los transistores y los diodos que estarán haciendo la conmutación según el control que estén recibiendo a través de la etapa de aislamiento por parte del microcontrolador.

3.3.1 Transistores

Los convertidores necesitan de un dispositivo que haga las veces de interruptor controlado, para lo cual en electrónica de potencia se usan distintas familias o tecnologías; las más predominantes son los transistores MOSFET, BJT, IGBT y los GTO. En cuyo caso, son los MOSFET los adecuados para cumplir con los requerimientos del proyecto. Así, dentro de la búsqueda se encontraron varios MOSFET que podían realizar esta gran tarea, algunos de estos se presentan en la tabla 10 junto con algunas características de funcionamiento y precio que se tuvieron en cuenta para escoger el más adecuado.

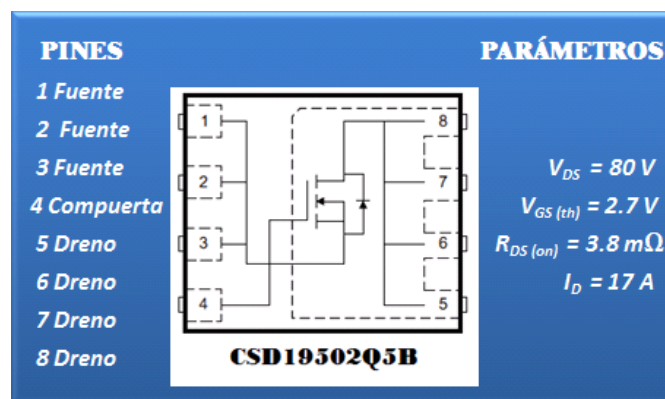
Tabla 10. Comparación de *MOSFET*'s comerciales

| Elemento | Fabricante | $R_{DS(on)}$ m Ω | $t_{d(on)}$ ns | t_r ns | $t_{d(on)}$ ns | t_f ns | Valor \$ |
|--------------------|--------------------------------|----------------------------|-------------------|----------|-------------------|----------|-------------|
| IRF540 | <i>International Rectifier</i> | 44 | 11 | 35 | 39 | 35 | 4000 |
| IRF640N | <i>Fairchild Semicinductor</i> | 102 | 10 | 19 | 23 | 5,5 | 3300 |
| CDS19502Q5B | <i>Texas Instruments</i> | 3,8 | 8 | 6 | 22 | 7 | 3300 |

Como resultado, luego de analizar dichos transistores, se ha elegido al *MOSFET* CDS19502Q5B de Texas Instruments para el desarrollo del diseño, además que se obtuvo como muestra gratuita. Las características del transistor elegido se aprecian en la figura 29; se observa que los tiempos de conmutación son cortos (en el rango de los nanosegundos), y que tiene una baja resistencia en estado activo, además que, soporta una frecuencia de conmutación por encima de los 40 kHz. Cabe señalar, que dicho transistor fue el más fácil adquirir frente a lo ofrecido en el mercado.

Este transistor se “cierra” cuando recibe una tensión 15 V entre *gate* y *source*, esta tensión se genera debido a que el *Driver* recibe una señal alta desde la tarjeta Arduino, permitiendo que circule la corriente de entrada -que aumenta- a través del inductor, el capacitor y la carga. De otro modo, cuando la tensión es de 0 V entre *gate* y *source* el transistor se “abre”, esto ocurre cuando *Driver* recibe una señal baja desde la Arduino, separando la corriente de alimentación del inductor, entonces, la energía almacenada en el inductor disminuye y la corriente circula a través de la inductancia, el condensador, la carga y el diodo de paso libre.

Figura 29. Características principales del *MOSFET* CDS19502Q5B



3.3.2 Diodo

El circuito básico de un convertidor reductor no está completo si le hace falta un Diodo de paso libre, que este asociado al transistor; porque es directamente el *MOSFET* quien controla al diodo. Su función en el prototipo es permitir que la energía inductiva sea disipada a través del condensador y la carga. El diodo debe ser elegido con características similares en corriente de conducción y tiempo de conmutación similares a las del transistor, dado que, mientras el transistor este en estado activo el diodo debe estar en estado inactivo y viceversa.

Se opta por usar el diodo *Shottky* DB2441700L de Panasonic, que comparado con lo ofrecido en el mercado, dado que es el único que se encontró que cumple en mayor medida con los parámetros establecidos. Las características principales se presentan en la figura 30. Este diodo soporta una corriente de conducción $I_F = 5 A$ y un tiempo de respuesta $t_{rr} = 30 ns$. Sin embargo, sería óptimo para el funcionamiento del sistema que este diodo manejara una corriente de conducción mayor.

Figura 30. Características principales del Diodo *Shottky* DB2441700L



3.4 ETAPA DE FILTRADO PROPUESTO POR LA TOPOLOGÍA

Esta etapa es nombrada así porque desde el convertidor reductor básico se encuentra este filtro que para este caso está compuesto por las bobinas de las cuatro ramas y el condensador; formando así un filtro LC pasa bajas que suaviza los picos tensión en la salida del prototipo y, por tanto, entrega la tensión de salida con un rizado pequeño.

3.4.1 Inductor

En la mayoría de los inversores la utilización de elementos magnéticos, como los inductores son indispensables, pero se convierten a la vez en una preocupación; ya que no se encuentran disponibles en el mercado en un amplio rango de características.

Teniendo en cuenta esta restricción y evitando inconvenientes frente al diseño del prototipo; lo primero en buscar es el inductor en el mercado, se buscan fabricantes principalmente que en sus productos ofrezcan muestras. En este caso, se encuentra la compañía denominada Coilcraft, que en su gran listado de productos ofrece la serie de bobinas *Shielded Power Inductors* SER2918H-XXX, que son diseñadas para soportar altas corrientes, ofrecen baja resistencia gracias a su diseño y un amplio rango en la inductancia.

Entonces, al estudiar las características de dicha familia ofrecida por esta compañía en el mercado, se decide trabajar para esta investigación con la bobina

SER2918H-223 como se presenta en la figura 31, elemento que satisface el diseño de las simulaciones realizadas.

Figura 31. Características principales Bobina SER2918H-223



EL valor de la inductancia determina la cantidad de energía que se almacena en el circuito, cuando la señal de conmutación está en el nivel bajo, esta energía se descarga a través del condensador y la carga resistiva, si el valor de inductancia es pequeño la energía almacenada se descarga muy rápido, en consecuencia la operación del circuito es discontinua, porque la corriente que atraviesa la bobina es cero.

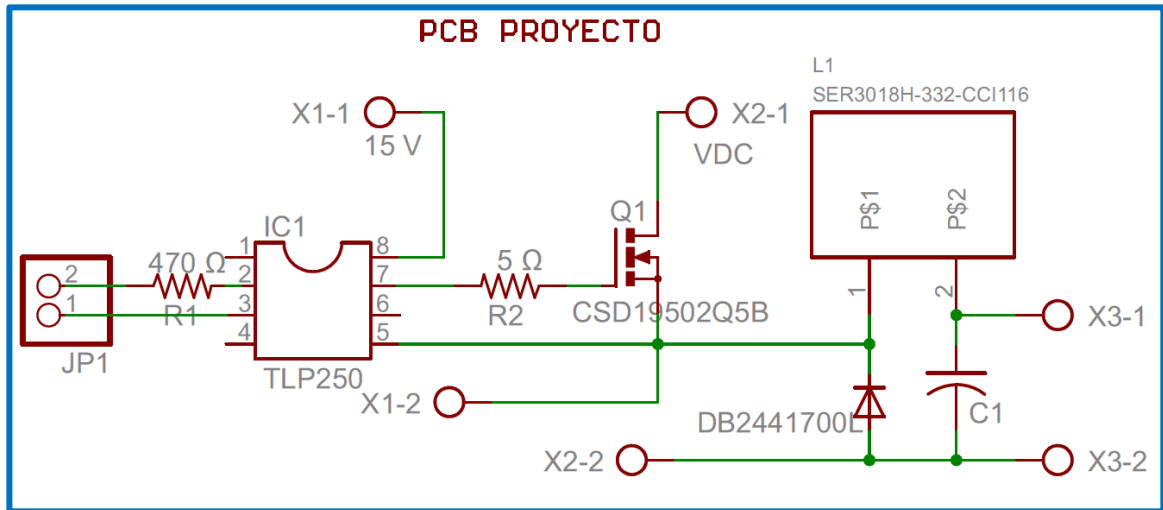
Cabe añadir, que el valor del condensador que acompaña a la bobina se halla mediante el desarrollo de la simulación, como se mencionó en el capítulo 2; el valor a usar es de 47 μF a 25 V porque es un valor comercial y de fácil adquisición.

3.5 Diseño de Circuito Impreso

Después de haber hecho la elección de los elementos se procede a realizar la elaboración de la Tarjeta del prototipo físico que se diseña con la ayuda del programa EAGLE de CadSoft, el cual cuenta con una versión gratuita que es de fácil manejo, y tiene gran variedad de elementos en sus librerías, además cuenta con la opción de editar y crear nuevas librerías.

Como se expresó inicialmente, el objetivo de este proyecto es implementar el diseño de un convertor con varias ramas en paralelo para esto se diseña una rama inicial como se muestra en la figura 32, que sirve de modelo para generar la tarjeta prototipo final del proyecto.

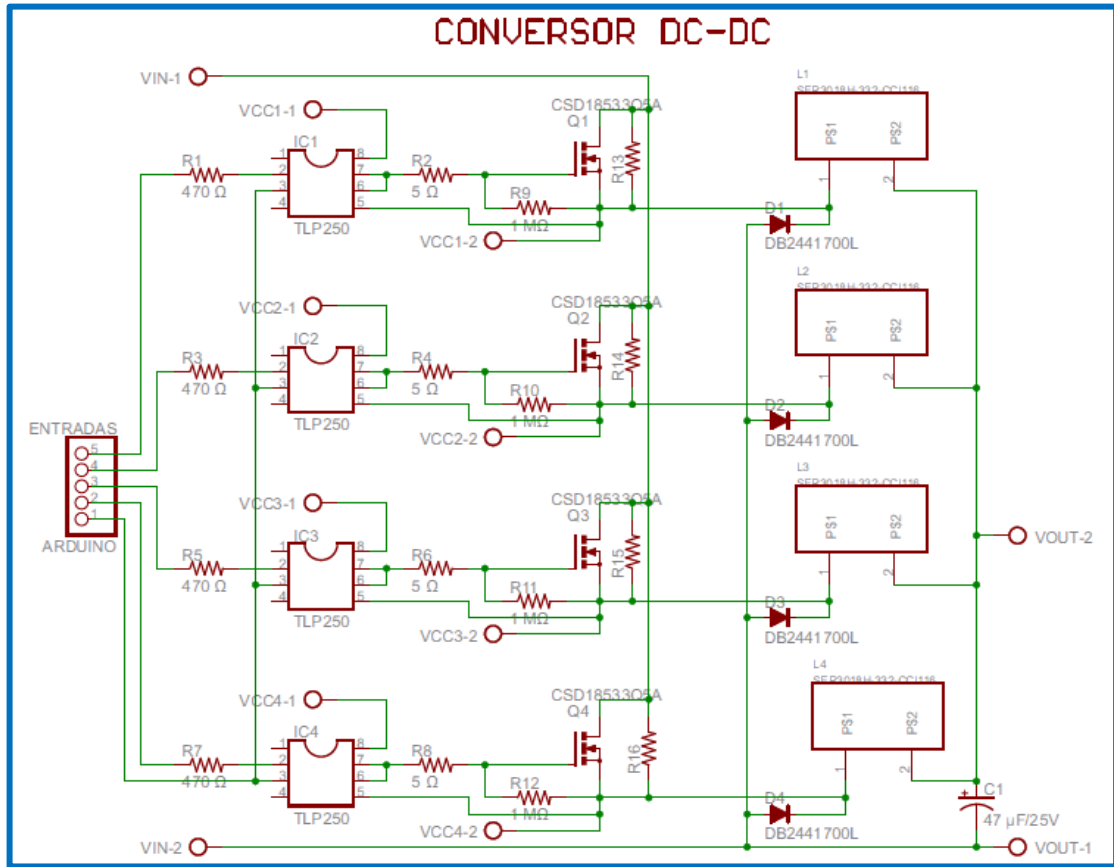
Figura 32. Diseño de Una Rama del Conversor DC-DC



Después de haber diseñado la rama inicial, se implementa la misma para unir las cuatro ramas en paralelo en un único diseño. Así se procede a crear un diagrama esquemático del circuito en el Programa EAGLE el cual está compuesto por los símbolos de cada uno de los elementos interconectados entre sí, permitiendo la fácil comprensión del circuito, como se muestra en la figura 33.

Lo siguiente es crear el diseño del circuito impreso a través de la misma herramienta de diseño; en donde se organiza la distribución de los elementos, el ancho de las pistas, el tamaño y el espaciamiento entre ellas para realizar el enrutamiento de la tarjeta. En este punto, se ubican ordenadamente los diferentes conectores de entrada y de salida, de alimentación de las fuentes aisladas y los correspondientes para la conexión con la tarjeta Arduino; de tal manera que se evite el cruce de los cables.

Figura 33. Diagrama esquemático del circuito impreso final



Al igual que en el diseño del esquemático, primero se realizó el diseño de la PCB de una rama para pruebas previas ya que se ve su forma y tamaño real y, luego se creó el diagrama del circuito impreso final que se presenta en la Figura 34 y figura 35, el cual permite una vista previa de cómo se verá físicamente.

En los casos en que se diseñan circuitos impresos se debe tener en cuenta el cálculo de las corrientes que circularán por sus pistas; pues una corriente muy alta puede causar efectos adversos a lo esperado en dichos circuitos. Por esta razón se ha diseñado el circuito con la ayuda de conceptos tomados de la norma internacional IPC-221A *Generic Standard on Printed Board Design* para tomar las correspondientes precauciones.

Figura 34. Diseño del circuito impreso final (parte superior)

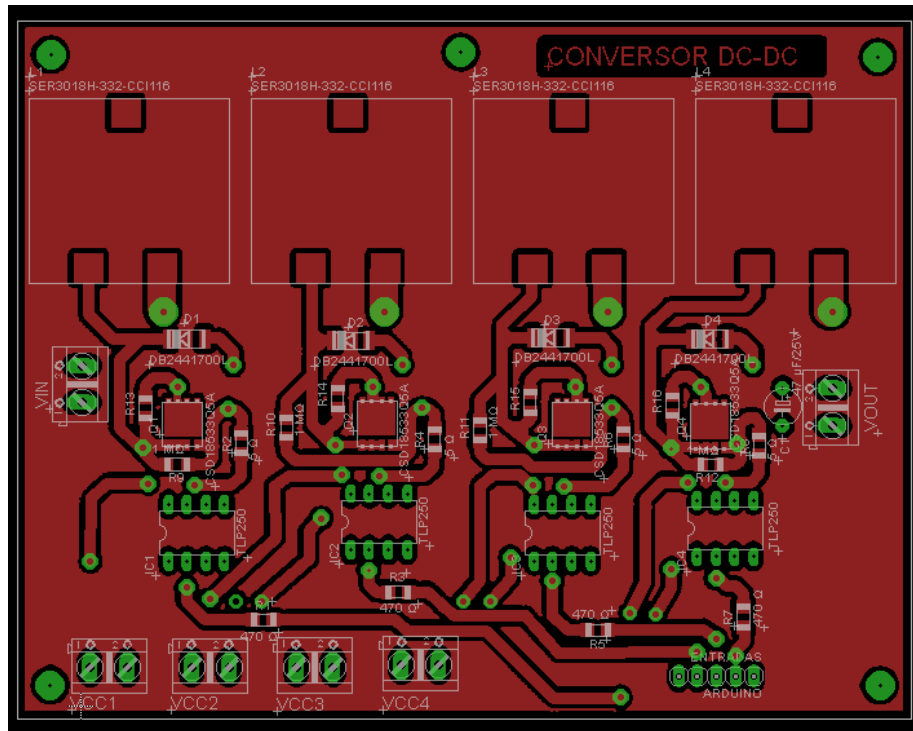
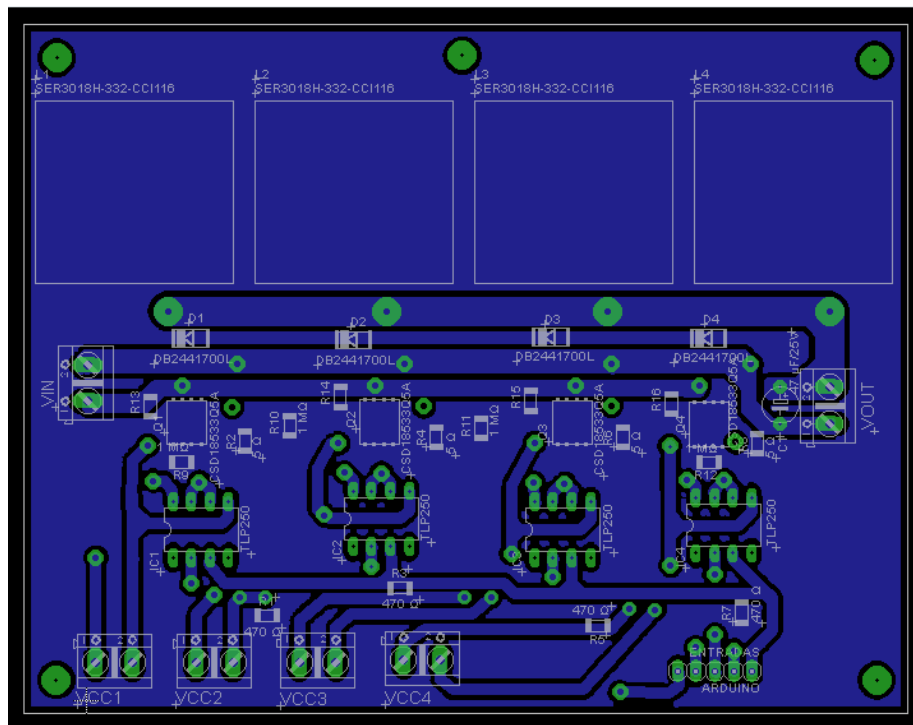
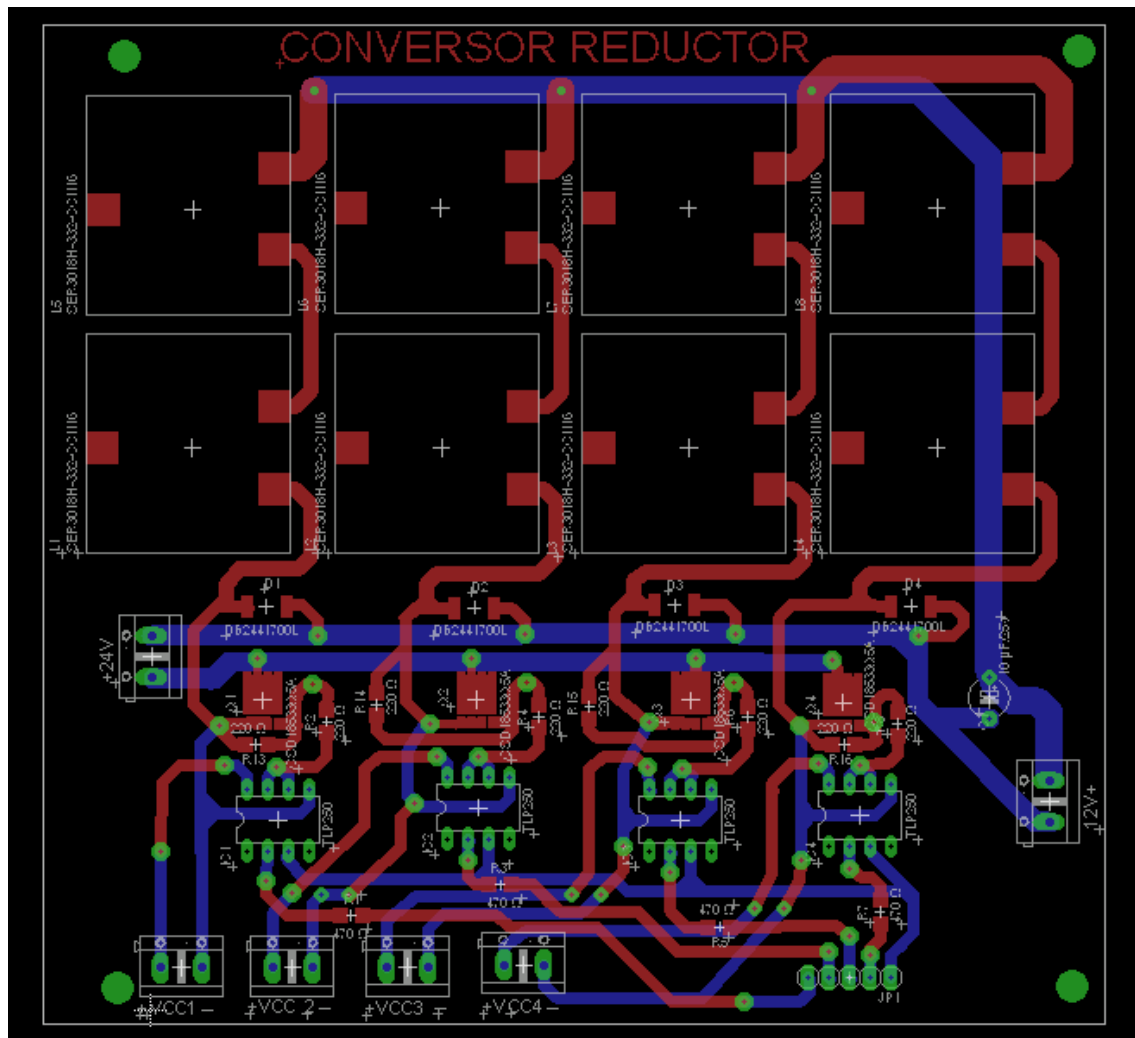


Figura 35. Diseño del circuito impreso final (parte inferior)



En este punto, ha de considerarse una mejora en el diseño del prototipo final; debido a que la inductancia que tienen las bobinas se encuentra al límite de su funcionamiento. Así, se optó por aumentar el valor de la inductancia uniendo dos bobinas en serie como se muestra en la figura 36; para darle una mayor rigidez al prototipo haciendo que disminuya la corriente que va a circular por cada rama. Además, la idea de agregar las bobinas en serie en el diseño nos permite evitar que la corriente que pasa por ellas no se vuelva discontinua al manejar cargas pequeñas.

Figura 36. Diseño del circuito impreso usando bobinas en serie.



4. ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE DATOS

En esta sección se presentan y estudian los resultados obtenidos mediante las simulaciones tanto ideales como con componentes reales y, las mediciones hechas en el laboratorio. Por consiguiente, dichos resultados serán comparados entre sí para establecer las diferencias y semejanzas, y a su vez, su relación respectiva con lo que plantea la teoría acerca de los convertidores reductores DC-DC. Todo esto, será soportado por medio de las gráficas generadas por el osciloscopio que se encuentran en el anexo B y podemos observar el comportamiento del circuito con una rama, dos ramas y cuatro ramas respectivamente. Además se incluye el análisis de la eficiencia para cada una de las configuraciones del prototipo.

Es importante tener en cuenta, que los datos de las simulaciones ideal y con componentes reales, difieren debido a las pérdidas presentadas en los transistores, diodos y bobinas; por esta razón los datos medidos del prototipo son más cercanos a los datos de la simulación con componentes reales.

4.1 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

En este punto, es necesario establecer los parámetros que tendrán lugar a evaluarse y contrastarse con los resultados experimentales para las configuraciones de una rama, dos ramas y cuatro ramas; referentes a las simulaciones realizadas por medio del *software Orcad Capture* y los resultados medidos en el prototipo; referentes a las pruebas de laboratorio. Dichos parámetros son: tensión de entrada (V_{in}), corriente de entrada (I_{in}), tensión de salida (V_{out}), corriente de salida (I_{out}), tensión pico a pico (V_{pp}) tensión promedio (V_{avg}) y la tensión eficaz (V_{rms}).

La eficiencia del circuito será calculada por medio de la ecuación 8

$$eficiencia = \frac{V_{out} * I_{out}}{V_{in} * I_{in}} * 100 \quad \text{Ecuación 8.}$$

4.1.1 Estudio de resultados con una rama.

Para el circuito con una rama se realizaron las pruebas en la simulación y a su vez, en el prototipo; utilizando la fuente de alimentación con valor de 9V, una frecuencia de 50 kHz y un bombillo de 80 W como carga con resistencia de 2.5 Ω cuando esta caliente.

A continuación se presenta la tabla 11 que resume los datos de las simulaciones ideales y con componentes reales vs los datos medidos en el prototipo.

Tabla 11. Comparación de datos simulados vs medidos en una rama

| DATOS | SIMULADOS IDEALES | | | SIMULADOS COMPONENTES REALES | | | DATOS MEDIDOS | | |
|------------|-------------------|------|------|------------------------------|-------|-------|---------------|-------|-------|
| | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% |
| Ciclo | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 8,86 | 8,45 | 8,01 |
| lin | 0,23 | 0,91 | 2,04 | 0,23 | 0,92 | 2,12 | 0,28 | 0,85 | 1,57 |
| Vout | 2,25 | 4,5 | 6,75 | 1,92 | 4,08 | 6,25 | 1,41 | 3,22 | 5,02 |
| Iout | 0,9 | 1,8 | 2,7 | 0,75 | 1,62 | 2,55 | 1,17 | 1,72 | 2,16 |
| Vpp | 0,07 | 0,11 | 0,05 | 0,41 | 0,53 | 0,4 | 0,85 | 0,9 | 0,8 |
| Vavg | 2,25 | 4,5 | 6,75 | 1,92 | 4,08 | 6,29 | 1,44 | 3,25 | 5,05 |
| Vrms | 2,25 | 4,5 | 6,75 | 1,95 | 4,16 | 6,35 | 1,44 | 3,25 | 5,05 |
| Eficiencia | 100% | 100% | 100% | 69,6% | 79,8% | 83,5% | 66,5% | 77,1% | 86,2% |

De acuerdo a los datos presentados en la tabla 11, se puede inferir que las diferencias que se presentan entre los parámetros de la simulación y los medidos en el prototipo; se deben a que en la simulación con componentes reales las pérdidas del transistor, el diodo y la bobina son menos representativos que las del prototipo.

Por otro lado, con respecto a lo que se establece en la simulación ideal los valores de tensión de salida Vout ideales deben ser de 2.25 V, 4.5 V y 6.75 V para los ciclos de trabajo de 25%, 50%, 75% respectivamente.

Realizando el cálculo de la tensión de salida con la ecuación 9:

$$V_{out} = V_{in}D$$

Ecuación 9.

Se puede establecer que la simulación ideal cumple con lo establecido por la teoría, la simulación con componentes reales presenta una diferencia en comparación con la simulación ideal, debido a pérdidas que se presentan en los diferentes elementos utilizados. Sin embargo, lo que se observa es que existen diferencias notables entre las tensiones ideales y las del prototipo; ya que las tensiones de V_{out} para el prototipo son de 1.8 V, 3.76 V y 5.88 V.

Esto se debe a por la carga utilizada debería fluir una corriente mayor para que los resultados sean más cercanos al ideal, como se observa la corriente de entrada en la simulación ideal es de 2,12 A y en los datos del prototipo es solo de 1,57 A. Adicionalmente la tensión de entrada proporcionada por la fuente de laboratorio no es regulada y por razón la tensión de entrada disminuye en comparación con las simulaciones, permitiendo que la diferencia entre los datos simulados y los medidos del prototipo en la tensión de salida aumente.

Comparando las eficiencias de la tabla 11, se observa que a medida que aumenta el ciclo de trabajo la eficiencia aumenta, para la simulación ideal es de 100% por la razón de que es ideal, en la simulación con componentes reales la eficiencia más alta es de 83.5% se logra con el ciclo de trabajo de 75% y para los datos medidos del prototipo la eficiencia más alta es de 86.2% que también se logra al 75% de ciclo de trabajo.

Debido a que al 25% de ciclo de trabajo el diodo dura más tiempo activo que el transistor, y que, la tensión de conducción en el diodo es mayor que en el transistor, la eficiencia del circuito es menor. Ahora si se compara al 75% de ciclo de trabajo el transistor dura más tiempo activo con una caída de conducción menor que la del diodo, por esta razón la eficiencia aumenta.

4.1.2 Estudio de resultados en dos ramas.

Para la configuración de dos ramas se realizaron las pruebas en el prototipo con una tensión de alimentación de 9 V y un bombillo caracterizado para las simulaciones como una resistencia de valor 2.5 Ω cuando está caliente.

A continuación se presenta la tabla 12 que contiene los datos medidos para el circuito junto con los datos obtenidos de la simulación ideal y con componentes reales.

Tabla 12. Datos medidos vs datos simulación para dos ramas

| DATOS | SIMULADOS IDEALES | | | SISIMULADOS COMPONENTES REALES | | | DATOS MEDIDOS | | |
|------------|-------------------|------|------|--------------------------------|-------|-------|---------------|-------|-------|
| | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% |
| Ciclo | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% |
| Vin | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 8,81 | 8,39 | 7,43 |
| lin | 0,23 | 0,9 | 2,03 | 0,41 | 1,24 | 2,47 | 0,33 | 1,05 | 1,63 |
| Vout | 2,25 | 4,5 | 6,75 | 2,59 | 4,56 | 6,57 | 1,67 | 3,97 | 5,07 |
| Iout | 0,9 | 1,8 | 2,7 | 1,04 | 1,82 | 2,56 | 1,27 | 1,93 | 2,17 |
| Vpp | 0,01 | 0 | 0 | 0,1 | 0,04 | 0,12 | 0,4 | 0,2 | 0,62 |
| Vavg | 2,25 | 4,5 | 6,75 | 2,55 | 4,56 | 6,57 | 1,69 | 4 | 5,01 |
| Vrms | 2,25 | 4,5 | 6,75 | 2,59 | 4,77 | 6,81 | 1,69 | 4,01 | 5,01 |
| Eficiencia | 100% | 100% | 100% | 73,0% | 74,4% | 75,7% | 73,0% | 87,0% | 90,8% |

A partir de la ecuación 9, se tiene que las tensiones de salida ideales son de 2.25 V, 4.5 V y 6.75 V para cada ciclo de trabajo. Así, en la tabla anterior se observa que los valores de simulación ideal cumplen con la teoría al igual que la configuración de una rama. Para la simulación con componentes reales los valores de tensión de salida para los ciclos de 25% y 50% están por encima de los valores ideales lo que significa que hay una leve discontinuidad en el funcionamiento del circuito, para el ciclo de 75% hay una diferencia de 0.2 V aproximadamente con respecto al ideal, esta diferencia es menor que en la configuración de una rama en la cual la diferencia era de 0.5 V.

Para los datos medidos en el prototipo las diferencias en la tensión de salida para todos los ciclos de trabajo, comparadas con las simulaciones, se deben a que nuevamente la fuente, al ser no regulada; entrega una menor tensión de entrada

que la esperada y esto provoca dicha diferencia, además de las perdidas por la tensión de conducción de los diodos y transistores.

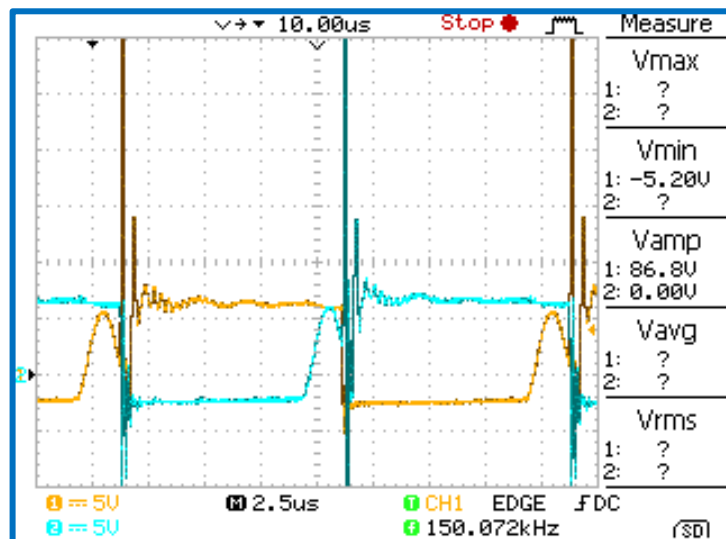
Sin embargo, si se compara las tensiones pico a pico de los datos medidos en el prototipo, entre las configuraciones de una y dos ramas, se observa que para la configuración de dos ramas este valor es menor en comparación con los de la configuración de una rama, lo que indica una mejora en el rizado de la tensión de salida.

La corriente de entrada para la configuración de dos ramas es mayor que para la configuración de una rama, esto se debe a que hay el doble de elementos que consumen energía en esta configuración. También se observa que la corriente de entrada medida en el prototipo es menor que la de las simulaciones, por esta razón la tensión de salida difiere con la tensión de salida de las simulaciones.

La eficiencia para la configuración de dos ramas aumenta en comparación con la configuración de una rama, cuyo valor máximo era de 86,2% en los datos medidos para una rama y en la configuración de dos ramas aumenta a 90,8%.

Para finalizar esta sección del análisis para la configuración de dos ramas se ilustra la cancelación de pendientes que ocurre en las bobinas por medio de la representación de las tensiones en cada bobina con un ciclo de trabajo del 50%, como se observa en la figura 37. Donde la tensión de la bobina 1 se representa con el color amarillo y la tensión de la bobina 2 se representa con el color azul.

Figura 37. Tensiones en las bobinas para dos ramas



Como se observa en la figura 37, cuando la tensión de L1 es positiva la corriente de la bobina 1 aumenta y la corriente disminuye cuando la tensión es negativa. Para la corriente de la bobina 2 tenemos que se comporta de manera similar a la bobina 1, pero con un desplazamiento de 10 μ s. Esto genera que ambas corrientes tengan pendientes similares pero de signo contrario, de manera que, cuando estas corrientes se unen en el nodo común, dichas pendientes se cancelan mutuamente y generan un rizado pequeño.

4.1.3 Estudio de resultados con Cuatro Ramas.

Para la configuración con cuatro ramas se procede a hacer pruebas con un bombillo como carga resistiva caracterizado con valor de $R=2.5 \Omega$ para las simulaciones, a una tensión de 9 V, en la tabla 13 se resumen los valores de la simulaciones y los datos medidos en el prototipo.

Tabla 13. Datos medidos prototipo y simulaciones cuatro ramas.

| DATOS | SIMULADOS IDEALES | | | SIMULADOS COMPONENTES REALES | | | DATOS MEDIDOS | | |
|------------|-------------------|-------|-------|------------------------------|-------|-------|---------------|-------|-------|
| | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% |
| Ciclo | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% | 25% | 50% | 75% |
| Vin | 9,00 | 9,00 | 9,00 | 9,00 | 9,00 | 9,00 | 8,33 | 8,12 | 7,55 |
| Iin | 0,60 | 1,47 | 2,03 | 0,62 | 1,51 | 1,49 | 0,67 | 1,48 | 1,82 |
| Vout | 3,68 | 5,75 | 6,75 | 3,50 | 5,60 | 5,63 | 2,63 | 5,15 | 5,68 |
| Iout | 1,41 | 2,23 | 2,70 | 1,42 | 2,28 | 2,25 | 1,61 | 2,20 | 2,33 |
| Vpp | 0,00 | 0,00 | 0,00 | 0,2 | 0,12 | 0,01 | 0,1 | 0,1 | 0,2 |
| Vavg | 3,68 | 5,75 | 6,75 | 3,53 | 5,64 | 5,62 | 2,84 | 5,02 | 5,76 |
| Vrms | 3,68 | 5,75 | 6,75 | 3,53 | 5,64 | 5,63 | 2,84 | 5,02 | 5,76 |
| Eficiencia | 96,1% | 96,9% | 99,7% | 89,1% | 94,0% | 94,6% | 75,9% | 94,3% | 96,3% |

Disconti
nuo Disconti
nuo

Disconti Disconti
nuo nuos

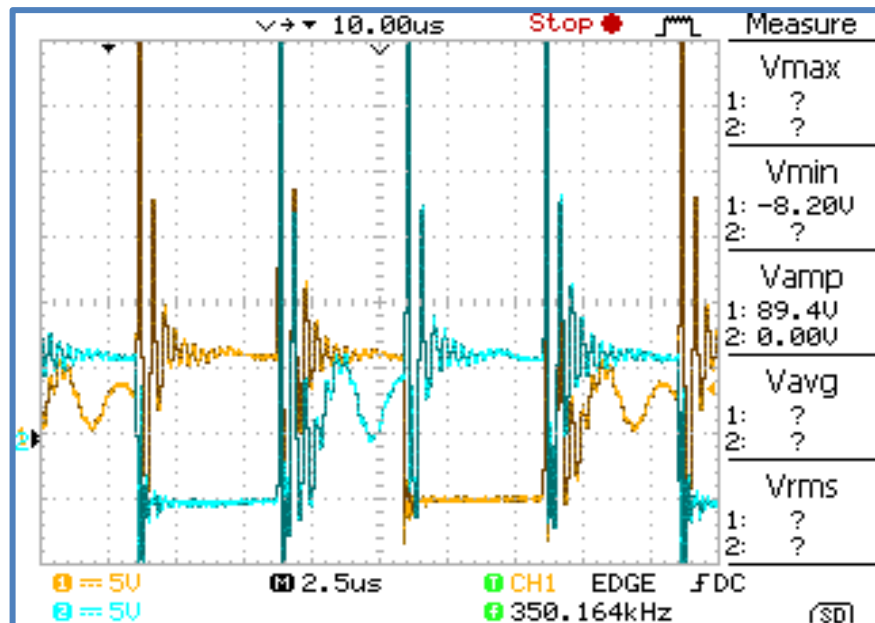
Disconti Disconti
nuo nuos

En esta configuración las simulaciones ideal y con componentes reales no cumplen con lo que establece la ecuación 9, dado que los valores de tensión de salida para los ciclos de trabajo de 25% y 50% están muy por encima de los valores ideales, lo que indica que la corriente a través de las bobinas se hace cero en algún instante de tiempo generando una discontinuidad de funcionamiento. Los datos medidos en el prototipo comprueban las simulaciones porque también se encuentra la misma discontinuidad de funcionamiento con los mismos ciclos de trabajo. Sin embargo para el ciclo del 75% el circuito funciona de manera continua y se observa que la diferencia entre los valores de tensión de salida simulados con componentes reales y los medidos es de apenas 0.08 V.

Dado que la salida de tensión para los ciclos de trabajo de 25% y 50% es mayor a la espera, al realizar el cálculo de la eficiencia el resultado muestra una eficiencia alta, pero este hecho no es confiable, debido a que el circuito funciona de manera discontinua.

En la figura 38 se muestran las tensiones de los diodos D1 (amarillo) y D3 (azul), para un ciclo de trabajo de 50%, en la cual se puede observar el fenómeno en el cual el diodo deja de conducir cuando la corriente a través de la bobina es cero, como se mencionó en el capítulo 2.

Figura 38. Tensión en los diodos D1 y D3.



Teniendo en cuenta que el bombillo produjo un funcionamiento discontinuo para los ciclos de trabajo de 25% y 50%, se realizó una nueva prueba con una carga resistiva de valor 1Ω aproximadamente, que es menor a la del bombillo usado anteriormente. En la tabla 14 se muestran los datos medidos para todas las configuraciones en el prototipo, de manera que, se puede comparar el comportamiento cuando se aumenta el número de ramas activas.

Tabla 14. Comparación entre las diferentes configuraciones de ramas activas.

| | Vin | Iin | Vout | Iout | Vavg | Vrms | ciclo | eficiencia | Rcarga [Ω] | Vteorico |
|---------|------|------|------|------|------|------|-------|------------|---------------------|----------|
| 1 Rama | 8,77 | 0,33 | 1,27 | 1,35 | 1,1 | 1,11 | 25% | 59,24 | 0,94 | 2,19 |
| | 7,96 | 1,25 | 2,57 | 2,72 | 2,38 | 2,38 | 50% | 70,26 | 0,94 | 3,98 |
| | 7,98 | 2,38 | 3,58 | 3,4 | 3,53 | 3,53 | 75% | 64,09 | 1,05 | 5,99 |
| 2 Ramas | 8,6 | 0,38 | 1,49 | 1,56 | 1,27 | 1,28 | 25% | 71,13 | 0,96 | 2,15 |
| | 7,39 | 1,7 | 3,19 | 3,33 | 2,83 | 2,83 | 50% | 84,56 | 0,96 | 3,70 |
| | 6,61 | 3,31 | 4,29 | 4,52 | 3,91 | 3,91 | 75% | 88,63 | 0,95 | 4,96 |
| 4 Ramas | 8,57 | 0,77 | 2,26 | 2,28 | 1,93 | 1,93 | 25% | 78,09 | 0,99 | 2,14 |
| | 7,82 | 2 | 3,62 | 3,72 | 3,22 | 3,22 | 50% | 86,10 | 0,97 | 3,91 |
| | 6,9 | 3,85 | 4,92 | 5,16 | 4,37 | 4,37 | 75% | 95,57 | 0,95 | 5,18 |

Como se puede apreciar en la tabla anterior, las tensiones de salida mejoran para la configuración de cuatro ramas comparada con la de una rama, dado que las diferencias con el valor teórico son menores que para las otras dos configuraciones.

También se observa que la corriente de entrada es siempre mayor para la configuración de cuatro ramas comparada con las otras dos configuraciones. LA corriente de entrada más alta en esta prueba fue de 3,85 A, y la de salida es de 5,16 A, lo que muestra que aumenta la corriente en la salida debido a que hay más elementos almacenadores de energía. Los componentes deben soportar una

corriente de entre 1 A a 5 A aproximadamente, este rango puede aumentar si la tensión de entrada es mayor o si la carga resistiva tiene un valor menor de 1 Ω .

Se observa además que las eficiencias calculadas para la configuración de cuatro ramas son mejores que para las configuraciones de una y dos ramas respectivamente. Por ejemplo la eficiencia para un ciclo de trabajo de 75% para la configuración de una rama es de apenas 64,09%, mientras que, para la configuración de cuatro ramas es del 95,57%.

Cabe señalar que en esta prueba en ningún momento se produjo el estado de funcionamiento discontinuo, lo que indica que el circuito funciona mejor con una carga resistiva de valor pequeño si se compara con la carga del bombillo que aumentaba su valor de resistencia a medida que se calentaba.

Por último se muestra en la tabla 15 los costos de fabricación del prototipo, que en el caso de este trabajo, algunos de los elementos se consiguieron como muestras gratuitas (bobinas y transistores), y en consecuencia el costo es menor al especificado en la tabla, se muestran los valores comerciales de todos los elementos utilizados con fines ilustrativos.

Tabla 15. Costos fabricación del prototipo.

| ELEMENTO | REFERENCIA | VALOR | |
|--------------------------------|--------------------|---------------|-------------------|
| | | UNITARIO (\$) | TOTAL (\$) |
| OCTOACOPLADOR | TLP250 | 5.000 | 20.000 |
| FUENTE AISLADA | DCP010515BP | 17.500 | 70.000 |
| TRANSISTOR | CSD19502Q5B | 3.300 | 13.200 |
| DIODO | DB2441700L | 4.500 | 18.000 |
| BOBINA | SER3018H-232 | 10.000 | 40.000 |
| RESISTENCIAS, CONDENSADORES | OTROS ELEMENTOS | 5.000 | 5.000 |
| PCB | FABRICACION | 40.000 | 40.000 |
| COSTO TOTAL TARJETA | | | \$ 206.200 |

5. CONCLUSIONES

A continuación se exponen las diferentes conclusiones que se desprenden del desarrollo total del trabajo propuesto, así como también, se indican las observaciones y recomendaciones que se pueden establecer para posibles mejoras y futuros trabajos en la implementación del mismo.

- Se presentó la simulación e implementación de un Conversor Reductor DC-DC con cuatro ramas en paralelo en el que se determinaron los correspondientes parámetros de rendimiento y funcionamiento.
- Fue de gran importancia la literatura y los conceptos aportados por la rama de la ingeniería electrónica de potencia para lograr el diseño, implementación y análisis del convertidor DC-DC.
- Se logró establecer los parámetros deseables para los distintos elementos que conforman el prototipo final gracias a las simulaciones del comportamiento del conversor. Como por ejemplo: en la Bobina donde la Inductancia debe ser mayor de 20 μH y, tanto el Transistor como el Diodo deben soportar una corriente promedio en el rango de 2 A a 12 A y tener un tiempo de respuesta total menor de 100 ns.
- Gracias a las simulaciones realizadas en el programa Orcad Capture, se pudo prever el comportamiento que tendrían los elementos seleccionados y la salida de tensión y corriente que entregaría el prototipo al momento de sobrepasar los límites de carga resistiva; evitando así en la práctica posibles daños que podrían haberse presentado en el desarrollo de las pruebas para los elementos y el circuito en general.
- La corriente que circula a través de las bobinas depende del ciclo de trabajo al cual se está prendiendo y apagando el transistor; así a medida que el ciclo de trabajo aumenta la corriente a través de las bobinas debe aumentar porque el tiempo activo del pulso al ser mayor hace que las bobinas se carguen con mayor energía durante más tiempo, y tengan poco tiempo para descargarse. En otras palabras, si está más tiempo activo el pulso la bobina tiene más tiempo para almacenar energía.
- Siempre y cuando la carga resistiva del prototipo este dentro del rango establecido y el ciclo de trabajo sea mayor al 25%, se obtiene un funcionamiento continuo del circuito, si la inductancia es mayor de 20 μH .

- El capacitor en paralelo con la carga, tiene la función de suavizar los picos de tensión que se presentan cuando el circuito se enciende; dado que aumenta el tiempo de establecimiento del circuito y lo lleva, de una respuesta sub amortiguada a una respuesta críticamente amortiguada que depende del valor de capacitancia.
- Si la energía almacenada en una bobina se descarga muy rápido provoca que el diodo asociado a esa misma rama entre en estado de no conducción y en consecuencia el circuito funciona mal, en este estado la corriente a través de la bobina es cero y se conoce como funcionamiento discontinuo.
- El circuito con una rama tiende a exigir a la fuente de tensión la corriente más alta por cada rama de todas las configuraciones. Por lo tanto, el diseño e implementación de la primera rama es la que establece la corriente que deben soportar los diferentes elementos elegidos.
- Se comprueba que para dos ramas a un ciclo de trabajo de un 50 % el rizado es menor debido a que la corriente a través de las bobinas son de igual pendiente pero de signo contrario y por lo tanto ocurre la cancelación de pendientes cuando se suman en el nodo común en la salida del circuito.
- En el circuito con 4 ramas en paralelo la corriente de entrada es 1,6 veces mayor (ver tabla 14) que la corriente de entrada para la configuración de una rama; esta es una ventaja dado que permite tener a las bobinas almacenar mayor energía que pueda ser consumida por la carga.
- Gracias a que se puede ajustar el ciclo de trabajo con el potenciómetro el usuario puede obtener una salida de tensión ajustada al requerimiento que se desee. Sin embargo, al realizar este proceso el rizado de la tensión en la salida puede aumentar.
- Cuando se realizó la simulación con componentes reales en el capítulo 2 se observó la tensión del diodo cuando la corriente a través de la bobina es cero (ver figura 21); donde se observa una oscilación indeseada que produce que el circuito no funcione de manera adecuada. Este fenómeno, se pudo verificar en el laboratorio; como se observa en el capítulo 4 donde se muestra la medición de tensión en los diodos D1 y D3 (ver, figura 38).

5.1 OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES

- Al momento de elegir los elementos usados para el prototipo es necesario hacer un análisis de las características de funcionamiento de los mismos y considerar la escogencia de los componentes que sean de fácil acceso con respecto a lo que el mercado ofrece. A su vez, debe centrarse el interés de su elección en pensar en cada pieza como parte fundamental en el engranaje y funcionalidad de todo el circuito.
- Se observó que para el desarrollo óptimo de este prototipo la carga resistiva debe manejarse dentro del rango de $0,8 \Omega$ y $2,5 \Omega$; porque si se trabaja fuera de esos límites el circuito arroja una tensión de salida diferente a la esperada idealmente, porque si se incrementa el valor de la resistencia, la corriente que el circuito exige a la fuente es menor, provocando que la corriente a través de las bobinas sea más pequeña y en consecuencia sea más fácil entrar en estado de funcionamiento discontinuo.
- Siempre que se desee realizar prototipos de esta topología es necesario diseñar en primer lugar una rama y establecer en ella todos los parámetros de funcionamiento teniendo en cuenta que ésta servirá de modelo base para desarrollar las siguientes ramas que se quieran implementar.
- En el momento de tomar los datos se realizaron varias muestras de los mismos, para obtener un valor promedio del valor medido y así obtener un valor confiable para realizar los análisis.

5.2 MEJORAS Y SUJERENCIAS

- Para mejorar este diseño se recomienda la búsqueda de un Diodo que cumpla con todas las especificaciones planteadas en los parámetros deseados para el convertidor, en especial que supere una corriente de conducción de al menos 12 A y con una menor caída de tensión, que la del diodo utilizado.
- Se recomienda el uso de una fuente que sea capaz de generar una tensión regulada de 6 V a 24 V a una corriente de al menos de 15 A . Para realizar pruebas a mayor tensión de entrada.
- Para optimizar el diseño de este prototipo se sugiere usar otros valores de inductancia que el utilizado para esta investigación para las bobinas, con el fin de utilizar cargas resistivas mayores a 2.5Ω .

BIBLIOGRAFIA

- ARDUINO MEGA 2560. Arduino Notebook: A Beginner's Reference Written and compiled by Brian W. Evans. Published: First Edition August 2007. This work is licensed under the Creative Commons Attribution-Noncommercial-Share Alike 3.0 License.
- ATMEL® Data Sheet ATMEGA 2560. The 8-bit Atmel Microcontroller with 16/32/64KB In-System Programmable Flash. Of Atmel Library Support: ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V.
- BOSE, Bimal, *Moder power electronics and AC drives*. New Jersey, Upper Saddle River, Ed. Prentice Hall PTR, 2002.
- Dong-hyun Ha, Nam-Ju Park, Kui-Jun Lee, Dong-Gyu Lee and Dong-Seok Hyun, " *Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Automotive Electric Systems*," Department of Electrical Engineering, Hanyang University, Seoul, Korea.
- EAGLE CS, *Easily Applicable Graphical Layout Editor*. Manual Versión 7. Second edition . Copyright © 2014 CadSoft Computer. All Rights Reserved. CadSoft Computer 19620 Pines Blvd. Suite 217. Pembroke Pines, Florida 33029 U.S.A
- F. Liccardo, P. Marino, G. Torre and M .Triggianese, " *Interleaved dc-dc Convertersfor Photovoltaic Modules*," Dipartimento d'Ingegneria dell'Informazione, Via Roma, 29 Aversa (CE), (Italy).
- HART, W Daniel, *ELECTRONICA DE POTENCIA*. Madrid, Pearson Educacion, S.A. 2001.
- The Mendeley Support Team, *Getting Started with Mendeley*. London: Mendeley Ltd., 2011, pp. 1-16.
- IPC ASSOCIATION CONNECTING ELECTRONICS INDUSTRIES. IPC-2222 Sectional Design Standar for Rigid Organic Printed Board. Northbrook, IL, USA: IPC, 1988. Norma IPC -2222.
- _____. IPC-2221A Generic Standar on Printed Board Design. Northbrook, IL, USA: IPC, 2003. Norma IPC-2221A.
- INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TÉCNICAS. Documentación Presentación de tesis, trabajos de grado y otros trabajos de investigación. Bogotá: icontec, 2008 (Sexta actualización).
- J. G. ARGUELLO, "DISEÑO DE UN CONVERTSOR DC-DC INTEGRABLE EN TECNOLOGIA CMOS.,"Tesis de grado, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga, Noviembre 2010.
- J. Wibben and R. Harjani, " *A high efficiency DC-DC converter using 2nH integrated inductors*," *Journal of Solid State Circuits*, IEEE, vol 39, pp. 2342-2348, 2004.
- TEMA 1: Introducción a los Sistemas de Potencia," in *Electrónica de Potencia*, pp. 1-19.
- M. H. RASHID, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- NIHAL, Kularatna, *POWER ELECTRONICS HANDBOOK INDUSTRIAL ELECTRONICS SERIES*. Edited by TIMOTHY. SK VARENINA.
- O. Cornea, N. Muntean, and M. Gavris, " *Interleaved 3 Phase DC/DC Converter for*

Automotive Applications,” 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010, 2010.

Orcad® Capture. User’s Guide 60-30-611. Second edition 31 de May 2000. Cadence PCB Systems Division. 13221 SW 68th Parkway, Suite 200. Portland, OR 97223.

P. Hazucha, G. Schrom, J. Han, B. A. Bloechel, P. Hack, G. E. Dermer, S. Narendra, D. Gardner, T. Karnick, V. De, and S. Borkar, " A 233Mhz 80%-67% efficient four-phase dc-dc converter utilizing air-core inductors on package," *Journal of Solid State Circuits*, vol. 40, pp. 838-845, 2005.

WILLIAMS, W Barry, PRINCIPLES AND ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS Devices, Drivers, Applications, and Passive Components. University of Strathclyde, Glasgow. Published by Barry W Williams ISBN 978-0-9553384-0-3, 2006.

W. P. R. Ned Mohan, Tore M. Undeland, *Electrónica De potencia Convertidores, aplicaciones y diseño.*, Segunda Ed. McGrawHill, 1995, pp. 1-690.

Y. Louvrier, P. Barrade, and Prof. Alfred Rufer, "Weight and efficiency optimization strategy of an interleaved DC-DC converter for a solar aircraft".

Yogesh K. Ramadass and Anantha P. Chandrakasan, "Minimum Energy Tracking Loop with Embedded DC–DC Converter Enabling Ultra-Low-Voltage Operation Down to 250 mV in 65 nm CMOS," IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 43, NO. 1, JANUARY 2008

ANEXOS A. DEFINICIONES Y TERMINOS

A continuación se presentan los conceptos básicos que se manejan durante todo el desarrollo del proyecto.

MOSFETS DE POTENCIA: Los *Mosfets* son dispositivos controlados por tensión, que requieren una pequeña corriente de entrada. Estos pueden ser manipulados cambiando el nivel de tensión en la compuerta para que opere en una de las tres regiones posibles: corte, trío o saturación. En general los mosfet de potencia se utilizan para conmutar señales, dado que los tiempos de respuesta de estos están en el rango de los nanosegundos y son excelentes para operar a altas frecuencias.

PWM: Modulación por ancho de pulso o PWM (*Pulse Width Modulation*) es una técnica utilizada para controlar el nivel de tensión promedio de una señal, esta técnica consiste en variar el tiempo durante el cual el pulso está en un estado alto, mientras que el resto del periodo se mantiene en un estado bajo.

CICLO DE TRABAJO: Es la relación entre la duración de un pulso activo y del periodo de la onda, normalmente se expresa como un porcentaje.

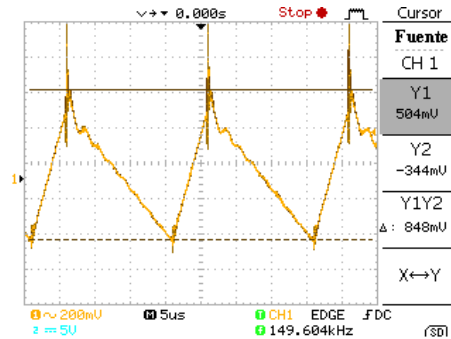
CONTROL DE CONMUTACIÓN: Por medio de un microcontrolador es posible establecer una señal PWM de ciclo de trabajo variable, la cual puede ser utilizada para energizar la compuerta de un transistor; que actúa como interruptor permitiendo el paso de un estado activo a inactivo a una frecuencia y ciclo de trabajo específico.

RIZADO: Es una componente pequeña de AC, residuo del proceso de rectificar una señal a continua que puede ser filtrada mediante el uso de otros componentes electrónicos. La reducción del rizado consiste en minimizar al máximo esta componente en una señal.

ANEXO B. FIGURAS TOMADAS CON EL OSCILOSCOPIO.

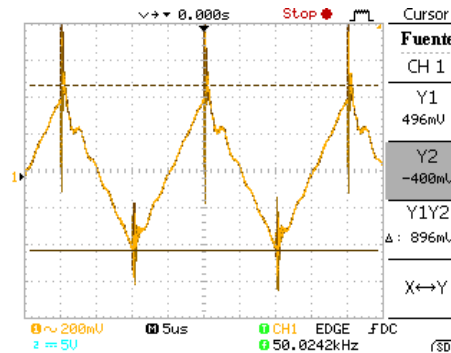
En este anexo se presentan las diferentes formas de onda de la tensión de salida obtenidas con el osciloscopio para las diferentes configuraciones del circuito.

FIGURA B.1 Tensión salida 25% una rama



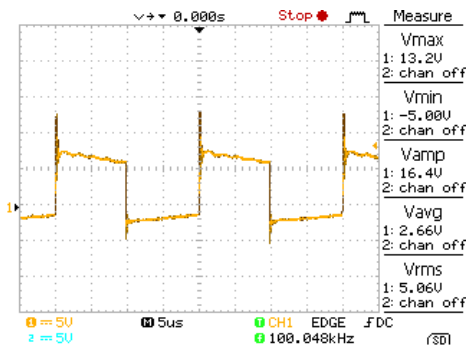
$$V_{in} = 9V \quad R = 2.5 \Omega$$

FIGURA B.2 Tensión salida 50% una rama



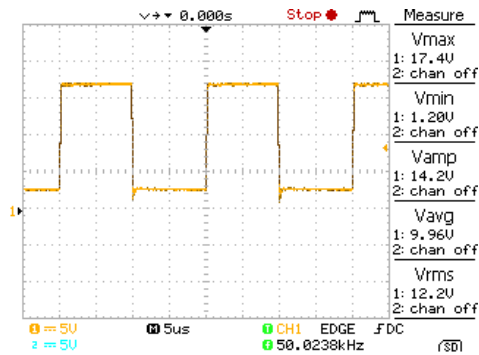
$$V_{in} = 9V \quad R = 2.5 \Omega$$

FIGURA B.3 Tensión Bobina 50% una rama.



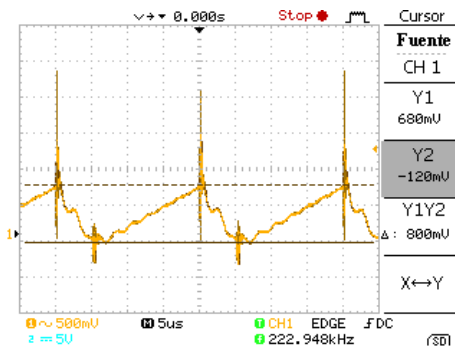
$$V_{in} = 9V \quad R = 2.5 \Omega$$

FIGURA B.4 Tensión Vgs 50% una rama.



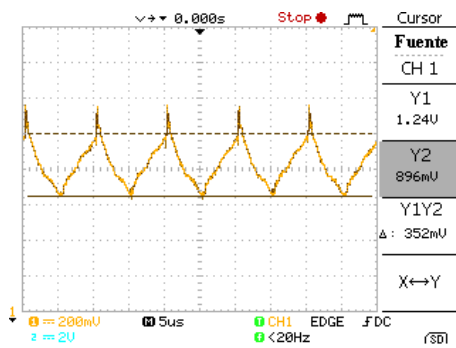
$V_{in} = 9V$ $R = 2.5 \Omega$

FIGURA B.5 Tensión salida 75% una rama.



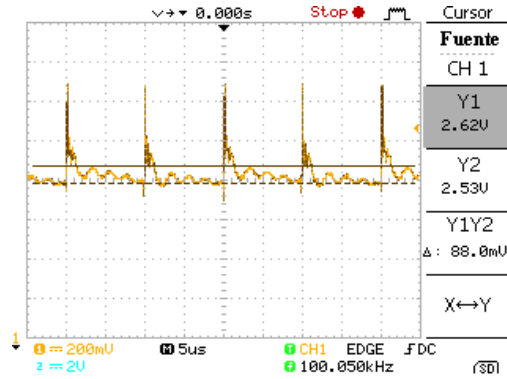
$V_{in} = 9V$ $R = 2.5 \Omega$

FIGURA B.6 Tensión salida 25% dos ramas.



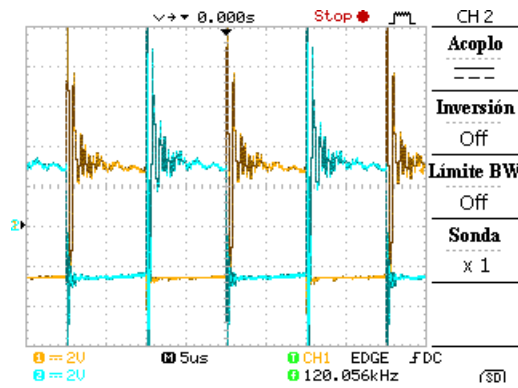
$V_{in} = 6V$ $R = 0.8 \Omega$

FIGURA B.7 Tensión salida 50% dos ramas.



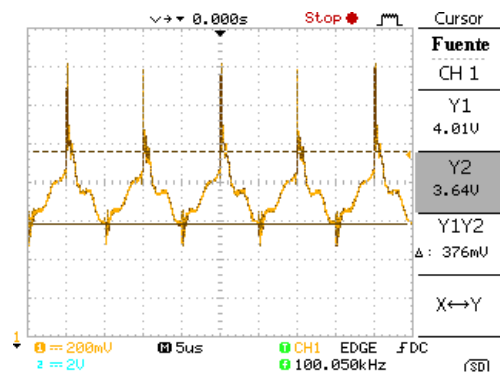
$V_{in} = 6V$ $R = 0.8 \Omega$

FIGURA B.8 Tensión Bobinas 50% dos ramas.



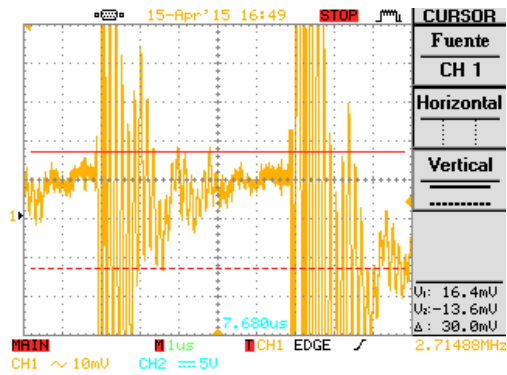
$V_{in} = 6V$ $R = 0.8 \Omega$

FIGURE B.9 Tensión salida 75% dos ramas.



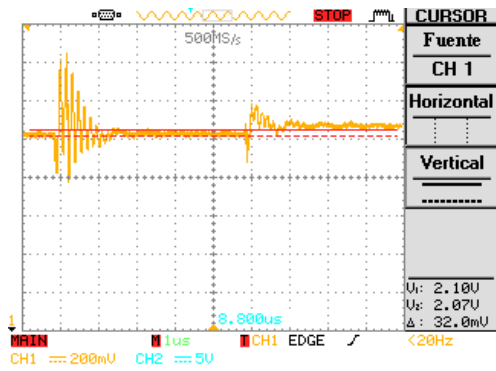
$V_{in} = 6V$ $R = 0.8 \Omega$

FIGURA B.10 Tensión salida 25% cuatro ramas.



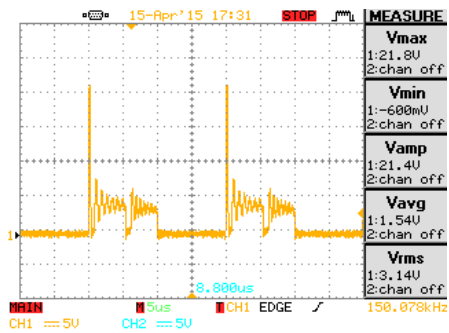
$V_{in} = 9V$ $R = 0.3\Omega$

FIGURA B.11 Tensión salida 50% cuatro ramas.



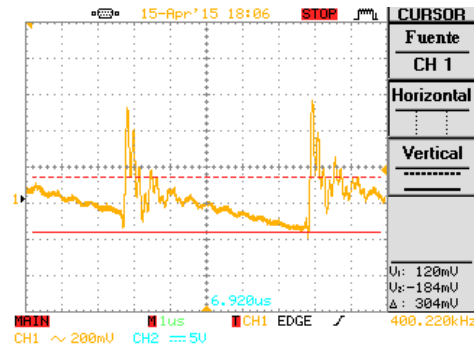
$V_{in} = 6V$ $R = 0.3\Omega$

FIGURA B.12 Tensión V_{ds} 50% cuatro ramas.



$V_{in} = 6V$ $R = 0.3\Omega$

FIGURA B.13 Tensión salida 75% cuatro ramas.



$V_{in} = 9V$ $R = 0.8 \Omega$

ANEXO C. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS ELECTRONICOS UTILIZADOS

FIGURA C.1 Hoja de datos Optoacoplador TLP250

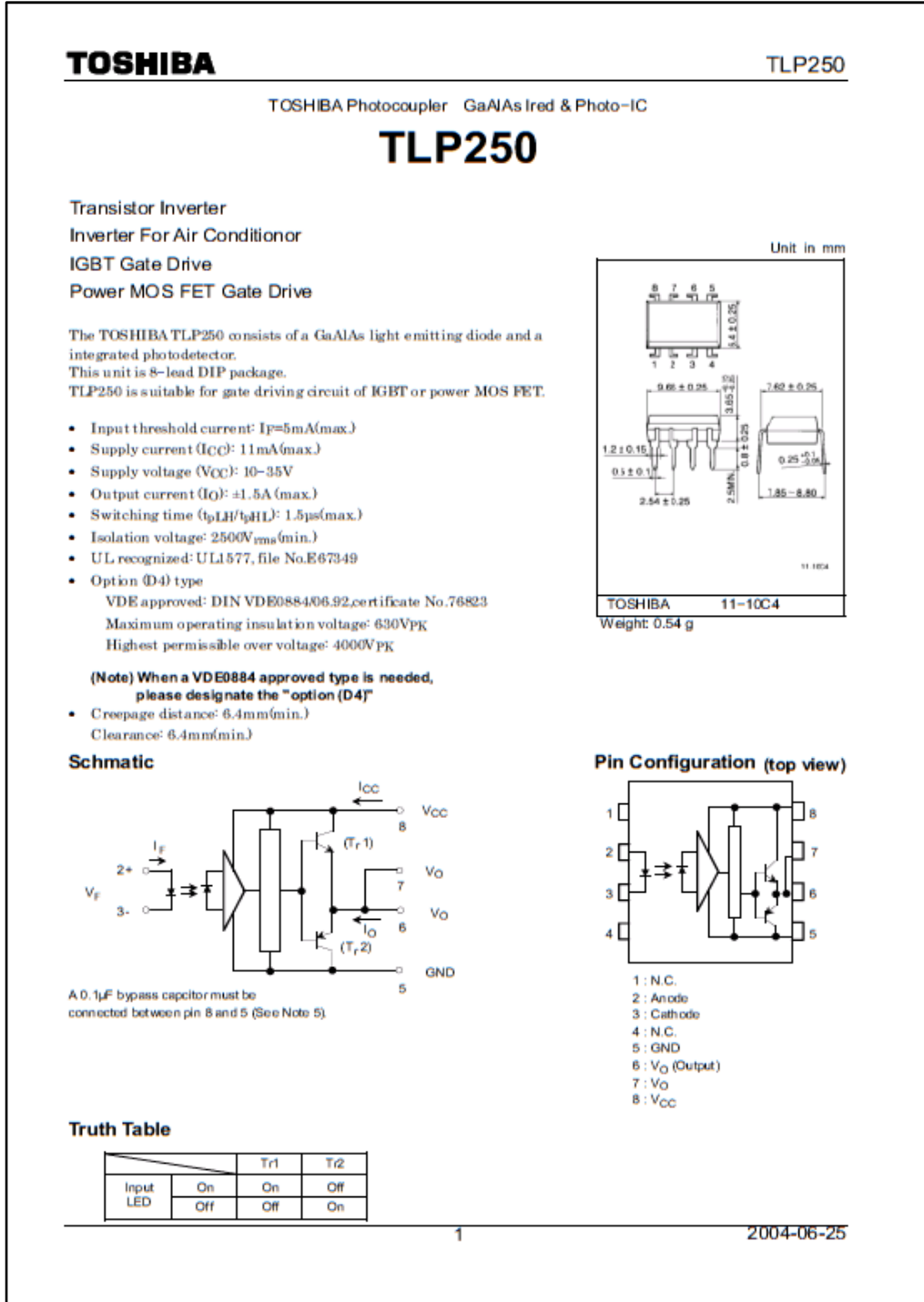


FIGURA C.2 Hoja de datos Bobina SER2918H-223KL



Shielded Power Inductors - SER2900



- Same electrical specifications as Coilcrafts SER2800
- Extremely low DCR; Current handling to >100 Amps
- Third mounting pad for greater stability and board adhesion

Core material: Ferrite

Terminations: Leads: RoHS compliant tin-silver over copper
Base pad: RoHS compliant tin over nickel over phosphor bronze
Other terminations available at additional cost.

Weight: SER2915L-28.5g; SER2915H-29.7g; SER2918H-35.7g

Ambient temperature: -40°C to +85°C with 1rms current; +85°C to +125°C with derated current

Storage temperature: Component: -40°C to +125°C
Tray packaging: -40°C to +80°C

Resistance to soldering heat: Max three 40 second reflows at +260°C, parts cooled to room temperature between cycles

Moisture Sensitivity Level (MSL): 1 (unlimited floor life at <30°C / 85% relative humidity)

Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF): 38 per billion hours / 26,315,789 hours, calculated per Telcorda SR-332

Packaging: 25 pieces per tray

PCB washing: Tested with pure water or alcohol only. For other solvents, see Doc787_PCB_Washing.pdf.

| Part number | Inductance ¹ ±10% (µH) | DCR ² (mOhms) | | SRF typ ³ (MHz) | Isat (A) ⁴ | | | Irms (A) ⁵ | |
|----------------|---|-----------------------------|------|----------------------------------|-----------------------|-------------|-------------|-----------------------|--------------|
| | | nom | max | | 10% drop | 20% drop | 30% drop | 20°C rise | 40°C rise |
| SER2915L-152KL | 1.5 | 1.50 | 1.65 | 60 | 100 | >100 | >100 | 20 | 30 |
| SER2915H-222KL | 2.2 | 1.86 | 2.05 | 40 | 100 | >100 | >100 | 20 | 30 |
| SER2915L-222KL | 2.2 | 1.50 | 1.65 | 50 | 82.0 | 84.0 | 84.8 | 20 | 30 |
| SER2918H-332KL | 3.3 | 2.60 | 2.86 | 40 | 91.0 | 92.5 | 93.6 | 20 | 28 |
| SER2915H-332KL | 3.3 | 1.86 | 2.05 | 30 | 62.0 | 66.9 | 68.4 | 20 | 30 |
| SER2915L-332KL | 3.3 | 1.50 | 1.65 | 40 | 48.0 | 54.0 | 57.0 | 20 | 30 |
| SER2918H-472KL | 4.7 | 2.60 | 2.86 | 30 | 59.0 | 61.2 | 62.4 | 20 | 28 |
| SER2915H-472KL | 4.7 | 1.86 | 2.05 | 25 | 42.0 | 48.0 | 50.1 | 20 | 30 |
| SER2915L-472KL | 4.7 | 1.50 | 1.65 | 30 | 33.0 | 36.9 | 39.0 | 20 | 30 |
| SER2918H-682KL | 6.8 | 2.60 | 2.86 | 25 | 42.0 | 45.0 | 45.9 | 20 | 28 |
| SER2915H-682KL | 6.8 | 1.86 | 2.05 | 20 | 30.0 | 34.5 | 36.2 | 20 | 30 |
| SER2915L-682KL | 6.8 | 1.50 | 1.65 | 25 | 22.0 | 26.0 | 27.8 | 20 | 30 |
| SER2918H-103KL | 10 | 2.60 | 2.86 | 20 | 28.0 | 31.2 | 32.1 | 20 | 28 |
| SER2915H-103KL | 10 | 1.86 | 2.05 | 15 | 18.0 | 21.5 | 23.4 | 20 | 30 |
| SER2915L-103KL | 10 | 1.50 | 1.65 | 20 | 13.0 | 16.2 | 17.6 | 20 | 30 |
| SER2918H-153KL | 15 | 2.60 | 2.86 | 16 | 18.0 | 21.2 | 21.9 | 20 | 28 |
| SER2915H-153KL | 15 | 1.86 | 2.05 | 12 | 11.5 | 14.0 | 15.2 | 20 | 30 |
| SER2915L-153KL | 15 | 1.50 | 1.65 | 15 | 7.5 | 9.8 | 11.0 | 20 | 30 |
| SER2918H-223KL | 22 | 2.60 | 2.86 | 15 | 12.0 | 14.0 | 15.0 | 20 | 28 |
| SER2915H-223KL | 22 | 1.86 | 2.05 | 10 | 7.0 | 8.6 | 9.6 | 20 | 30 |
| SER2915L-223KL | 22 | 1.50 | 1.65 | 10 | 4.5 | 6.0 | 6.8 | 20 | 30 |
| SER2918H-333KL | 33 | 2.60 | 2.86 | 10 | 7.0 | 8.7 | 9.6 | 20 | 28 |
| SER2915H-333KL | 33 | 1.86 | 2.05 | 8 | 4.0 | 5.1 | 5.9 | 20 | 30 |
| SER2915L-333KL | 33 | 1.50 | 1.65 | 7 | 2.0 | 2.6 | 3.3 | 20 | 30 |

1. When ordering, specify termination code:

SER2915-333KL

Termination: L = RoHS compliant tin-silver over copper
Special order:
T = RoHS tin-silver-copper (95.5/40.5) or
S = non-RoHS tin-lead (63/37)

2. Inductance measured at 500 kHz, 0.1 Vrms, 0 A dc on an Agilent/HP 4284A LCR meter or equivalent.

3. DCR measured on a Keithley 580 micro-ohmmeter or equivalent.

4. SRF measured using an Agilent/HP 4365A network analyzer and an Agilent/HP 16092A test fixture.

5. Peak dc current at which the inductance drops the specified amount from its value without current. When Isat rating is less than Irms, Isat is the more critical specification.

6. Current that causes the specified temperature rise from 25°C ambient. When Irms is greater than Isat, Isat is the more critical specification, and Irms is shown in gray type. See Temperature Rise vs Current curve on next page.

7. Electrical specifications at 25°C.

Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.



US +1-847-639-6400 sales@coilcraft.com
UK +44-1236-730595 sales@coilcraft-europe.com
Taiwan +886-2-2264 3646 sales@coilcraft.com.tw
China +86-21-6218 8074 sales@coilcraft.com.cn
Singapore +65-6484 8412 sales@coilcraft.com.sg

Document 644-1 Revised 06/10'13

© Coilcraft Inc. 2013
This product may not be used in medical or high risk applications without prior Coilcraft approval. Specifications subject to change without notice. Please check website for latest information.

FIGURA C.3 Hoja de datos TRANSISTOR CSD19502Q5B

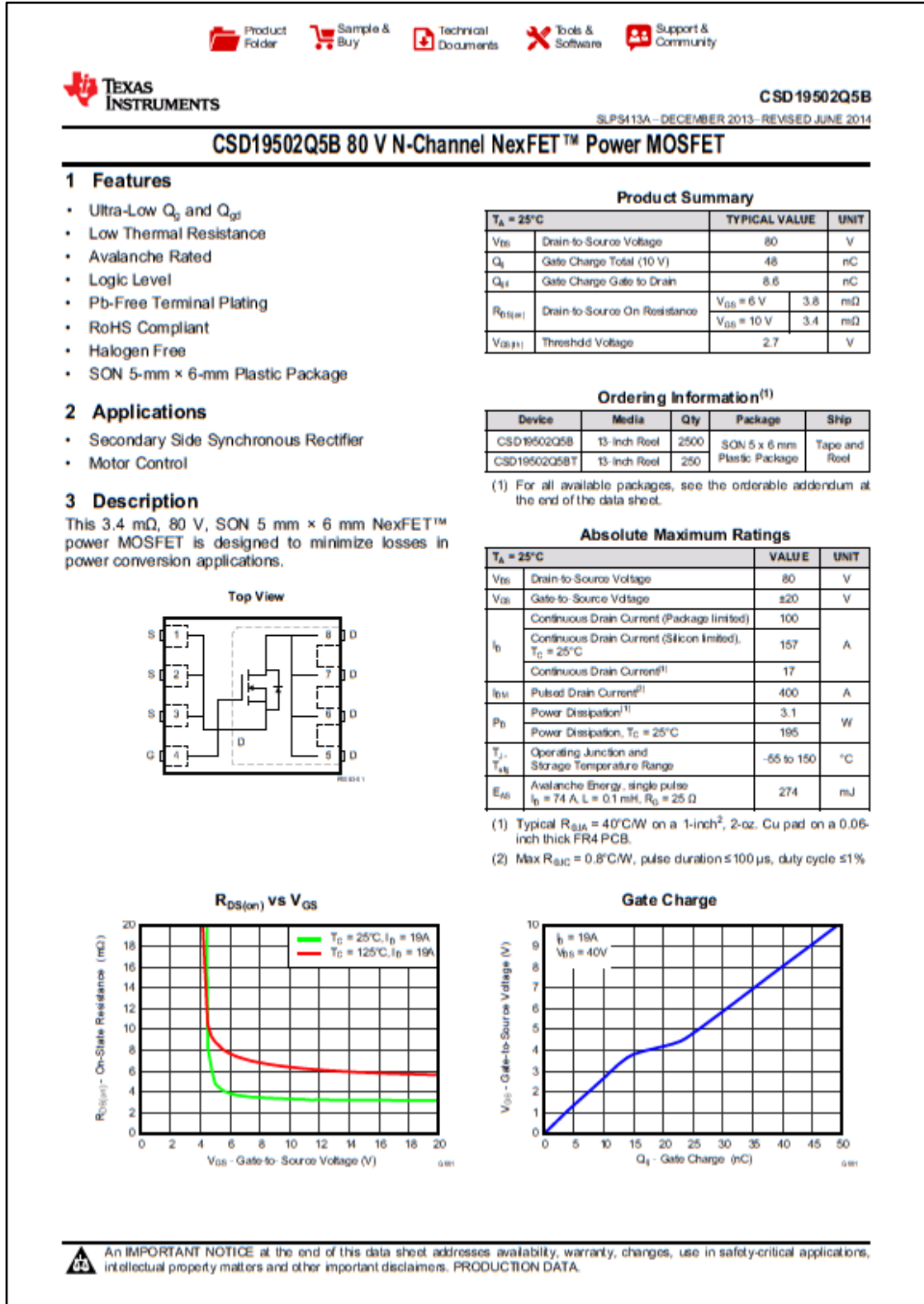


FIGURA C.4 Hoja de datos DIODO DB2441700L

Doc No. TT4-FA-12395
Revision. 3

Panasonic

Schottky Barrier Diode
DB2441700L

DB2441700L
Silicon epitaxial planar type

For rectification

■ Features

- Low forward voltage V_F
- Forward current (Average) $I_F(AV) = 5$ A rectification is possible
- Halogen-free / RoHS compliant
(EU RoHS / UL-94 V-0 / MSL:Level 1 compliant)

■ Marking Symbol: 4W

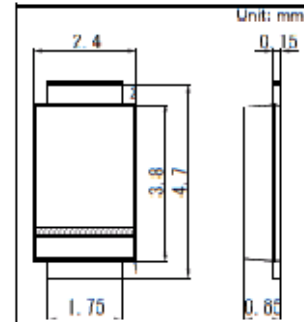
■ Packaging

Embossed type (Thermo-compression sealing) : 3 000 pcs / reel (standard)

■ Absolute Maximum Ratings $T_a = 25$ °C

| Parameter | Symbol | Rating | Unit |
|--|-----------|-------------|------|
| Reverse voltage | V_R | 40 | V |
| Repetitive peak reverse voltage | V_{RRM} | 40 | V |
| Forward current (Average) ¹ | $I_F(AV)$ | 5.0 | A |
| Non-repetitive peak forward surge current ² | I_{FSM} | 50 | A |
| Junction temperature | T_J | 125 | °C |
| Operating ambient temperature | T_{opr} | -40 to +85 | °C |
| Storage temperature | T_{stg} | -40 to +125 | °C |

Note: ¹ For embedded alumina substrate (substrate size: 5 cm×5 cm)
² 50 Hz sine wave 1 cycle (Non-repetitive peak current)



| | |
|------------|--------------|
| Panasonic | TMiniP2-F2-R |
| JEITA Code | SC-110A |
| | — |

Internal Connection

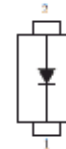




FIGURA C.5 Hoja de datos de FUENTE AISLADA DCP010515BPB



Burr-Brown Products
from Texas Instruments

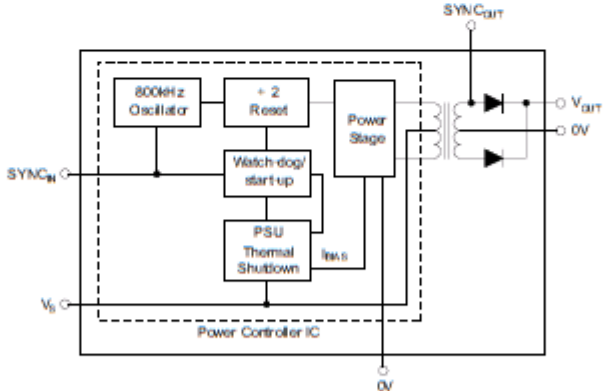



DCP01B SERIES

SBVS012E - DECEMBER 2000 - REVISED DECEMBER 2007

**Miniature, 1W Isolated
UNREGULATED DC/DC CONVERTERS**


| | |
|---|--|
| <p>FEATURES</p> <ul style="list-style-type: none"> ● Up To 85% Efficiency ● Thermal Protection ● Device-to-Device Synchronization ● Short-Circuit Protection ● EN55022 Class B EMC Performance ● UL1950 Recognized Component ● JEDEC DIP-14 and SOP-14 Packages <p>APPLICATIONS</p> <ul style="list-style-type: none"> ● Point-of-Use Power Conversion ● Ground Loop Elimination ● Data Acquisition ● Industrial Control and Instrumentation ● Test Equipment | <p>DESCRIPTION</p> <p>The DCP01B series is a family of 1W, unregulated, isolated DC/DC converters. Requiring a minimum of external components and including on-chip device protection, the DCP01B series provides extra features such as output disable and synchronization of switching frequencies.</p> <p>The use of a highly-integrated package design results in highly reliable products with a power density of 40W/in^3 (2.4W/cm^3). This combination of features and small sizes makes the DCP01B suitable for a wide range of applications.</p> |
|---|--|



 Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Product or processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2000-2007, Texas Instruments Incorporated

ANEXO D. IMÁGENES PROTOTIPO

Figura D.1 Prototipo final con cuatro ramas en paralelo.

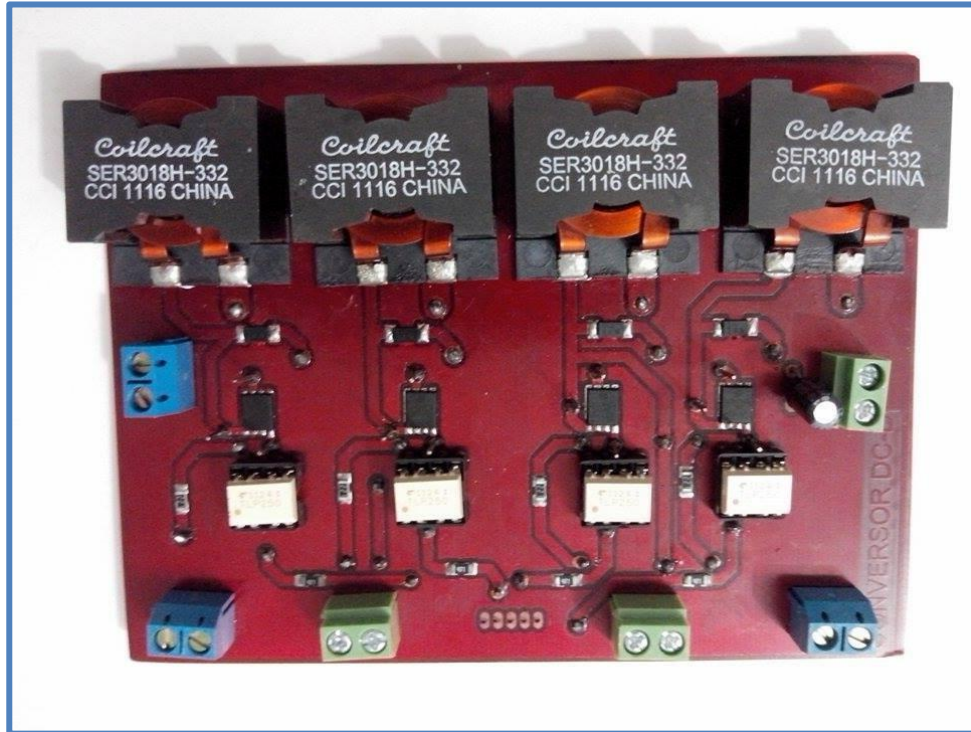


Figura D.2 Tarjeta fuentes aisladas.

