

DISEÑO DE UN TROCEADOR MULTIFASE

**BRAYAN FERNANDO BUITRAGO RINCÓN
JUAN SEBASTIAN QUIJANO CARRILLO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2016**

DISEÑO DE UN TROCEADOR MULTIFASE

**BRAYAN FERNANDO BUITRAGO RINCON
JUAN SEBASTIAN QUIJANO CARRILLO**

**Trabajo de grado para optar al título de
INGENIERO ELECTRÓNICO**

Director

Ing. MSc. JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ

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

2016

Dedicatoria y agradecimientos

A Dios, por mantener las condiciones que me permitieron concluir esta etapa académica.

A mi mamá, Gloria, por su constante apoyo y tener en todo momento las palabras adecuadas que me han permitido seguir adelante.

A mi papá, Pedro, por sus consejos, ejemplo y gran apoyo a lo largo del camino.

A mi nona Bárbara, por la compañía durante esta etapa universitaria y su gran cariño.

A mi tía Lala, por su forma de ser tan bonita, buena energía y apoyo siempre.

A mi hermano, "Vichi", por su compañía y amistad.

A mi tío German, porque por sus consejos decidí iniciar este proyecto en particular; el cual resultó como él decía: Bonito y con grandes enseñanzas. ¡Gracias, colega!

A mi compañero Brayan, por su esfuerzo y buena actitud a lo largo del proyecto.

Al profesor Jaime Guillermo Barrero, por su orientación y buen sentido del humor.

A toda mi familia, que a lo largo del camino se ha mostrado interesada en mi carrera y me han expresado su cariño a través de sus palabras y atenciones.

A amigos y compañeros, que entre distancias o cercanías, han contribuido con hechos o palabras el apoyo necesario.

Juan Sebastian

Agradecimientos

A Dios, a mis padres, Fanny Luisa y Carlos Julio por su constante apoyo, consejos y esfuerzos, orientados con cariño a hacer de mí una mejor persona.

A mi hermana Dayan Lizeth por su ejemplo de dedicación y constancia y por toda la ayuda brindada durante mi carrera.

*A mi novia Jennifer, por su incondicional apoyo y cariño en todo momento.
A mi compañero Juan Sebastian por su esfuerzo y colaboración a lo largo de este proyecto.*

Al profesor Jaime Barrero, por su orientación y amabilidad durante todo el proceso.

A todos amigos y compañeros que a lo largo de la carrera contribuyeron a alcanzar este logro, a la escuela de ingeniería eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones, por todo el conocimiento brindado a lo largo de estos años.

Brayan Fernando Buitrago

Agradecimientos

Al grupo CEMOS y a la Universidad Industrial de Santander, por servir de canal para la realización de este proyecto.

A Texas Instruments, por su patrocinio en el envío de semiconductores para la realización de este proyecto.

A Coilcraft, por su patrocinio en el envío de inductores para la realización de este proyecto.

Al profe Jairo Mantilla Mantilla, por su destreza, amabilidad y apoyo en la soldadura de elementos superficiales.

A los docentes de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, por su enseñanza a lo largo de la carrera.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	17
1. OBJETIVOS.....	19
1.1. OBJETIVO GENERAL	19
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	19
2. MARCO TEORICO	20
2.1 INTRODUCCIÓN A LOS TROCEADORES O CONVERTIDORES CC/CC.....	20
2.2.1 Funcionamiento en modo continuo.	21
2.2.2 Funcionamiento modo discontinuo.	24
2.3 TOPOLOGIA DE LOS CONVERTIDORES BUCK.....	25
2.3.1 Convertidor Buck Asíncrono.....	25
2.3.2 Convertidor BUCK Síncrono.	26
2.3.3 Convertidor Buck Síncrono de dos fases.	27
3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR	29
3.1 ESPECIFICACIONES DEL DISEÑO	29
3.2 SIMULACIONES.....	31
3.2.1 Convertidor de una fase síncrono.	33
3.2.2 Convertidor de una fase síncrono.	36
3.2.3 Convertidor de dos fases.	38
3.2.4 Análisis de transitorios en el circuito	43
3.2.5 Variación del ciclo de trabajo y comparación de rizados entre topologías....	44
3.2.6 Análisis y comparación de eficiencia en configuraciones del conversor Buck.	46
3.2.7 Relación eficiencia contra frecuencia de conmutación.	52

4. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	54
4.1. GENERALIDADES	54
4.2 IMPLEMENTACIÓN DEL TROCEADOR Y RESULTADOS	59
4.2.1 Circuito impreso	60
4.2.2 Resultados	61
4.3 COMPARACIÓN SIMULACIONES – IMPLEMENTACIÓN.....	68
5. CONCLUSIONES	70
6. RECOMENDACIONES.....	71
REFERENCIAS	72
BIBLIOGRAFIA.....	75
ANEXOS	76

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Convertidor CC – CC reductor.....	21
Figura 2. Circuito equivalente con el semiconductor operado como interruptor cerrado.....	22
Figura 3. Circuito equivalente para semiconductor como interruptor abierto.	23
Figura 4. Convertidor Buck asíncrono.....	26
Figura 5. Convertidor Buck síncrono.....	26
Figura 6. Convertidor 2-Fases. (A) Circuito (B) Formas de onda Fuente.....	28
Figura 7. Esquemático en OrCad del convertidor síncrono de dos fases.	31
Figura 8. Disparos del convertidor síncrono de dos fases.	32
Figura 9. Topología Convertidor Buck Asíncrono	34
Figura 10. Simulación Convertidor Buck Asíncrono. Salida de tensión.	35
Figura 11. Simulación Convertidor Buck Asíncrono. Potencia promedio entregada (verde) y potencia promedio a la salida (roja).....	35
Figura 12. Simulación 1 fase síncrono. Salida de tensión.	36
Figura 13. Simulación 1 fase síncrono. Salida de corriente.	36
Figura 14. Simulación 1 fase síncrono. Corriente que circula por la bobina.	37
Figura 15. Simulación 1 fase síncrono. Potencia instantánea de salida (roja) y potencia instantánea de entrada (verde).	38
Figura 16. Simulación 2 fases síncrono, salida de tensión.	39
Figura 17. Simulación 2 fases síncrono, salida de corriente.....	39
Figura 18. Simulación 2 fases síncrono. (a) Corriente en la entrada; (b) Corriente en bobina fase 1; (c) Corriente en bobina fase 2.	40
Figura 19. Simulación Tiempo Muerto.	40
Figura 20. Simulación 2 fases síncrono. Funcionamiento en conmutación de los transistores.	41
Figura 21. Simulación 2 fases síncrono. Potencia instantánea de salida (roja) y potencia instantánea de entrada (verde).	41

Figura 22.	Potencia promedio de entrada (Verde) y salida (Roja). Dos fases.	42
Figura 23.	Circuito RLC equivalente.	43
Figura 24.	Rizado en corriente de salida. Topología síncrona de una fase.	45
Figura 25.	Rizado en corriente de salida. Topología síncrona de dos fase.	45
Figura 26.	Rizado en corriente de salida Vs Ciclo útil, para varias fases.	46
Figura 27.	Eficiencia Vs Frecuencia.	53
Figura 28.	Diagrama general del troceador.	54
Figura 29.	Circuito del Microcontrolador.	55
Figura 30.	Circuito generador de tiempo muerto.	56
Figura 31.	Implementación PWM y tiempo muerto.	57
Figura 32.	Señales PWM complementarias.	58
Figura 33.	Tiempo Muerto.	59
Figura 34.	Circuito impreso implementado del troceador reductor multifase.	61
Figura 35.	Circuito Interno del TLP250.	61
Figura 36.	Señal de entrada al MOSFET.	63
Figura 37.	Señal de disparos Complementarios en una fase.	64
Figura 38.	Salida de tensión una fase.	65
Figura 39.	Salida de tensión troceador de dos fases implementado.	66
Figura 40.	Comparación entrada Vs salida de tensión.	67
Figura 41.	Comparación de eficiencias.	69
Figura 42.	Esquemático en Kikad del circuito PWM.	81
Figura 43.	Circuito impreso del PWM y tiempo muerto.	82
Figura 44.	Cara superior del circuito impreso del troceador.	83
Figura 45.	Cara inferior circuito impreso del troceador.	84
Figura 46.	Circuito de diseño impreso troceador.	85

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Parámetros de diseño seleccionados.	29
Tabla 2. Parámetros del troceador Reductor multifase.	31
Tabla 3. Tabla de frecuencias.	44
Tabla 4. Comparación de eficiencias.	52
Tabla 5. Comparación eficiencia variando frecuencia de conmutación.	53
Tabla 6. Componentes utilizados implementación de circuito PWM y tiempo muerto.	57
Tabla 7. Componentes utilizados implementación troceador.	60
Tabla 8. Eficiencia troceador de 2 fases.	68
Tabla 9. Comparación eficiencias troceador multifase.	68
Tabla 10. Características del MOSFET CSD18509Q5B.	86
Tabla 11. Características del Inductor SER3018H.	86
Tabla 12. Características del Capacitor.	86
Tabla 13. Características del Driver TLP250.	86

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. ANÁLISIS DE PÉRDIDAS EN CONVERTIDORES MULTIFASE	76
ANEXO B. ELABORACIÓN DEL CIRCUITO IMPRESO	81
ANEXO C. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE LOS ELEMENTOS DEL PROTOTIPO.....	86

RESUMEN

TITULO: DISEÑO DE UN TROCEADOR MULTIFASE.*

AUTORES:

Brayan Fernando Buitrago Rincón, Juan Sebastian Quijano Carrillo **

PALABRAS CLAVE:

Troceador Reductor, Modulación PWM, Multifase, Microcontrolador.

DESCRIPCIÓN:

Este proyecto tiene como propósito presentar una solución en cuanto al manejo eficiente de la energía eléctrica, se realiza el diseño e implementación de un troceador multifase en funcionamiento como reductor síncrono.

Al ser síncrono el troceador, éste necesita un circuito para controlar la frecuencia de conmutación de los cuatro interruptores, para esto se selecciona y programa un microcontrolador de acuerdo a las especificaciones necesarias que realice dicho control.

Se realiza un análisis en simulación en base a la variación de la frecuencia de conmutación con el objetivo de encontrar un intervalo de frecuencias prudente en el cual se logre un balance entre tamaño, velocidad de respuesta y eficiencia en el troceador. De lo anterior se tiene la posibilidad de escoger una frecuencia con la cual se obtiene una eficiencia máxima. También, se presentan los beneficios que trae esta topología de dos fases respecto a las diferentes topologías del troceador reductor, resaltando porcentaje de rizado nulo a la salida y la eficiencia elevada que presenta.

En este texto se explica el funcionamiento del convertidor, el análisis de la eficiencia, un análisis de los transitorios presentes en el circuito y la respuesta en la conmutación de los semiconductores utilizados. De igual forma se presentan los esquemáticos necesarios, contrastando la simulación con las pruebas realizadas en la implementación.

*Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.
Director: MSc. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

ABSTRACT

TITLE: DESIGN OF A MULTIPHASE CONVERTER.*

AUTHORS:

Brayan Fernando Buitrago Rincón, Juan Sebastian Quijano Carrillo.**

KEYWORDS:

Reducer Converter, PWM modulation, multiphase, Microcontroller.

DESCRIPTION:

This project is carried out for the purpose to present a solution as the efficient management of electrical energy, using the design and implementation of a functional multiphase synchronous converter as proposed.

As a synchronous Converter (Multiphase), this required a circuit for controlling the commutation frequency of the switches. For this is selected and is programmed a microcontroller according to the specifications needed to perform such control. It is performed a simulation analysis based on the variation of the switching frequency in order to find a frequency range where prudent balance between size, response speed and converter efficiency is achieved. Based on the above it has the possibility to choose a frequency at which maximum efficiency is obtained. Also, the benefits that brings this topology of two phases regarding different topologies reducing Converter, highlighting the percentage of zero output and high efficiency that has the curly. (Functional multiphase synchronous converter)

In this text converter operation is explained, as well as the efficiency analysis, an analysis of the transients present in the circuit and the switching response of the semiconductors used. Equally schematic needed are presented contrasting the simulation tests with implementation tests, resulting a successful design of a multiphase synchronous converter.

* Degree Work

** Physico-Mechanical Engineering Faculty. School of Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering. Director: MSc. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años, Colombia ha pasado por un proceso acelerado de industrialización debido a los grandes cambios en su economía y a la necesidad de adaptación a nuevos mercados que le permitan elevar su crecimiento económico. Esto a su vez ha llevado a la utilización de dispositivos más eficientes y de bajo costo para aplicaciones industriales, los cuales tienen como principio de funcionamiento la conmutación de elementos de estado sólido. Debido a lo anterior, el papel que juega la ingeniería es cada vez mayor y complejo en su búsqueda de innovar y aprovechar de mejor manera los recursos; Un tema fundamental es el uso racional de la energía, en este caso la energía eléctrica.

Hoy en día, los convertidores de potencia son muy importantes en la industria, buscan proporcionar soluciones de alta eficiencia para una amplia gama de aplicaciones. Estos convertidores conmutados pueden ser encontrados en fuentes de alimentación, circuitos de carga de baterías para equipos, herramientas eléctricas, iluminación, televisores, automóviles y un sin número de otros dispositivos electrónicos. [15]

El principal objetivo del rectificador es proporcionar un valor de tensión adecuado para el funcionamiento de cualquier dispositivo. La fuente de alimentación se encarga de convertir la entrada de tensión alterna de la red en una tensión continua y consta de varias etapas que son: Transformación, rectificación, filtrado y regulación. [17]

La etapa de regulación consiste en el uso de varios circuitos integrados, que tienen la función de mantener constante las características del sistema y tienen la capacidad de mantener el estado de la salida independientemente de la entrada. Esta etapa se puede dividir en: Reguladores lineales y regulador de conmutación (*switching*). [17]

Entre los reguladores más comunes se encuentran los lineales, los cuales son dispositivos electrónicos que permiten controlar la tensión de salida, ajustando continuamente la caída de tensión en un transistor de potencia conectado en serie entre la entrada y la salida. Es decir que operan con una corriente continua, donde el nivel de tensión a la entrada siempre debe ser superior al de salida [3]. Estos reguladores presentan serias desventajas que se traducen en una baja eficiencia del orden entre el 30% y 60%, y una necesidad muy alta en cuanto a la disipación de calor debido a la energía que no llega hasta la carga.

Para elevar la eficiencia, lo ideal es minimizar las pérdidas en el elemento regulador. En las fuentes conmutadas, lo que se hace es utilizar un transistor operando en zona de corte y trío, de esta forma se tiene periodos de tiempo en que la corriente y la tensión es nula. Esto se logra convirtiendo la tensión de entrada en una señal cuadrada, siendo el concepto básico de las fuentes conmutadas y el cual permite lograr una eficiencia mucho mayor. [17]

Un punto clave en el diseño de una fuente de alimentación conmutada, es saber elegir los elementos adecuados para cuando se vaya implementar, ya que se deben tener en cuenta las corrientes y tensiones nominales que deben soportar los dispositivos, si no se presta atención a esto dentro del diseño al momento de la implementación ocurrirán daños considerables, en donde se verán afectados factores como son la eficiencia, factor de rizado a la salida y nivel de tensión deseado a la salida. [6]

1. OBJETIVOS

1.1. OBJETIVO GENERAL

Implementar un troceador multifase reductor, con eficiencia elevada.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular el troceador reductor multifase para determinar los elementos y parámetros que logra una eficiencia máxima.
- Implementar un troceador multifase (dos fases) reductor.
- Programar un sistema digital que controle las salidas de corriente y voltaje del troceador reductor multifase.
- Estudiar y analizar la eficiencia “resultante en la implementación”¹ del troceador de forma que cumpla con las expectativas en un uso racional de la energía.
- Realizar pruebas de laboratorio para comparar los datos obtenidos con las simulaciones.

¹“que implemente el” original del plan de proyecto fue sustituido por “resultante en la implantación del” como mejora en redacción del objetivo.

2. MARCO TEORICO

2.1 INTRODUCCIÓN A LOS TROCEADORES O CONVERTIDORES CC/CC.

Los troceadores son utilizados normalmente para convertir un nivel de tensión de continua no regulada, en otro nivel deseado de tensión de continua a la Salida. Una de las topologías básicas de los convertidores CC/CC es la de convertidor reductor. Un convertidor reductor, como su nombre indica, produce una tensión media de salida menor que la tensión de entrada. Sus principales aplicaciones son en fuentes de alimentación de CC reguladas, iluminación, carga de baterías y microprocesadores.

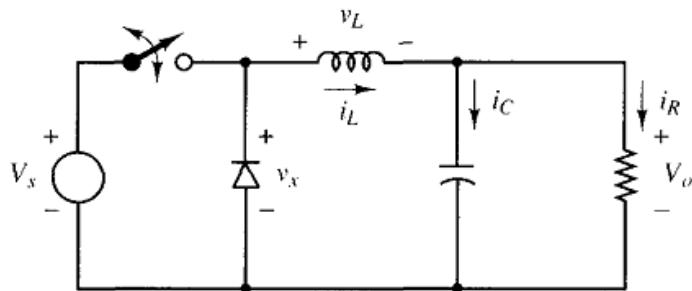
Se denomina fuente de alimentación en un equipo electrónico, a un circuito destinado a generar una o varias tensiones continuas, normalmente fijas en el margen de 1.5 a 12 V, con una o dos polaridades, que suministra energía al resto del equipo si se trata de Electrónica de Señal, o a los circuitos de control si se trata de un equipo de Electrónica de Potencia. [1]

Además de estos requisitos, un propósito bastante común es reducir el tamaño y peso de las fuentes de alimentación y mejorar el rendimiento. Tradicionalmente se han usado las fuentes de alimentación lineales. Sin embargo, los avances en la tecnología de semiconductores han conducido a las fuentes de alimentación conmutadas, las cuales son más pequeñas y mucho más eficientes comparadas con las lineales, debido a que estas trabajan a frecuencias elevadas, los elementos almacenadores de energía como son capacitor e inductor van a tener un valor menor.[1][2]

2.2 TROCEADOR REDUCTOR

2.2.1 Funcionamiento en modo continuo. En la Figura 1 se observa el circuito de la configuración típica de un troceador reductor, donde el interruptor allí mostrado es la representación más simple de un dispositivo semiconductor, más específicamente un transistor. La conmutación de dicho dispositivo depende de la señal de activación que el mismo reciba, para el caso particular de los transistores MOSFET, la señal de activación debe actuar entre los terminales de compuerta y fuente, estas señales suelen ser de tipo PWM.²[4]

Figura 1. Convertidor CC – CC reductor.



Autor: Daniel W. Hart. Electrónica de potencia Pag.204. [3]

Las condiciones que debe reunir la señal de conmutación deben estar orientadas por los tres estados posibles del MOSFET, corte, saturación y lineal.

Para la deducción de la ecuación que caracteriza a este tipo de convertidores, es necesario el análisis del circuito cuando el dispositivo semiconductor actúa como interruptor abierto y como interruptor cerrado; asumiendo que el período de conmutación del mismo es T , se define el tiempo que permanece cerrado como $D \cdot T$ mientras que el tiempo que permanece abierto se expresa como $(1-D) \cdot T$, donde D es el ciclo útil de trabajo, es decir; la razón entre el tiempo que dura la señal de PWM en alto y el periodo de la misma. Igualmente, es necesario

² Pulse Width Modulation

establecer que la corriente en la bobina es permanente, es decir, es siempre positiva. [4]

Cuando el semiconductor opera como interruptor cerrado, el circuito resultante es el mostrado en la Figura 2. De dicho circuito se aprecia que la tensión en la bobina está dada por la ecuación (1).

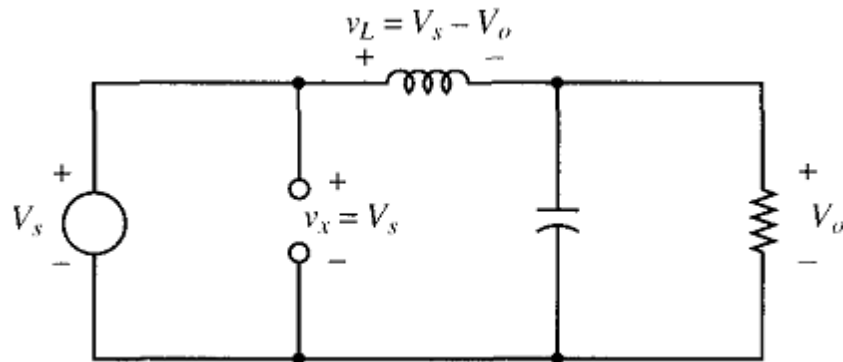
$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_S - V_o \quad (1)$$

De la ecuación anterior es posible obtener la variación de la corriente en la bobina para esta situación y su igualdad está definida por la siguiente ecuación.[4]

$$(\Delta i_L)_{cerrado} = \left(\frac{V_S - V_o}{L} \right) * D * T \quad (2)$$

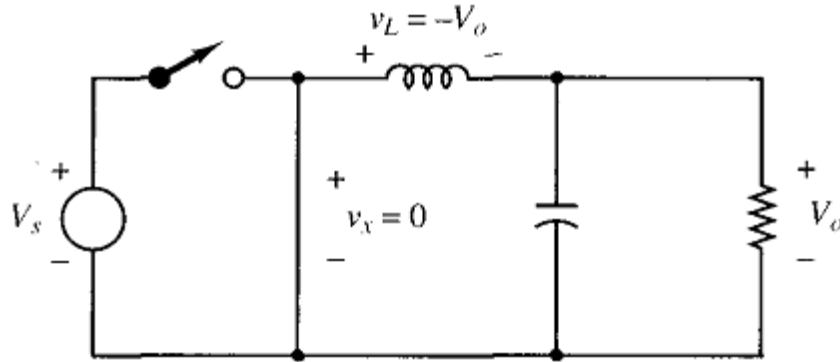
En la otra situación posible, es decir; cuando el semiconductor actúa como como interruptor abierto, el circuito es configurado como se muestra en la Figura 3.

Figura 2. Circuito equivalente con el semiconductor operado como interruptor cerrado.



Autor: Daniel W. Hart. Electrónica de potencia Pag.204. [3]

Figura 3. Circuito equivalente para semiconductor como interruptor abierto.



Autor: Daniel W. Hart. Electrónica de potencia Pag.204. [3]

En el circuito anterior, es posible apreciar que la tensión en la bobina es como se define en la ecuación (3). De dicha ecuación es posible concluir al igual que en el caso anterior, la variación de la corriente en la bobina, que resulta en la igual descrita en la ecuación (4). [4][5]

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = -V_o(3)$$

$$(\Delta i_L)_{abierto} = - \left(\frac{V_o}{L} \right) * (1 - D) * T \quad (4)$$

Dado que una de las consideraciones mencionadas para hallar la ecuación característica de este tipo de convertidor es la corriente continua en la bobina, esto implica que dicha intensidad sea igual, tanto para el inicio como el final de cada ciclo de operación del interruptor, ante lo cual se concluye que la variación neta de la corriente de la bobina en un periodo de conmutación es cero, descrito esto en la ecuación (5). Reemplazando en esta igualdad las ecuaciones (2) y (4), se logra definir la ecuación (6), la cual es la ecuación característica de un troceador reductor.

$$(\Delta i_L)_{abierto} + (\Delta i_L)_{cerrado} = 0 \quad (5)$$

$$V_o = V_s * D \quad (6)$$

Si se conoce el valor de la carga presente en el troceador, es posible calcular la corriente promedio de la misma a partir de la Ley de Ohm, obteniendo así la ecuación (7). [4]

$$I_{O(ave)} = \frac{V_S * D}{R} \quad (7)$$

2.2.2 Funcionamiento modo discontinuo.. Cuando la corriente es permanente, la corriente en la bobina es positiva durante todo el periodo de conmutación, no es necesario que la corriente sea permanente para que funcione un convertidor, pero cuando es discontinua (igual o menor que cero) es necesario realizar un análisis diferente.

La corriente en la bobina y la corriente en la fuente cuando el convertidor funciona con corriente discontinua, es descrito por las siguientes relaciones entre la salida y la entrada, teniendo en cuenta que la tensión media en la bobina es nula en régimen permanente. A partir de la tensión en la bobina se tiene:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{D + D_1} \quad (8)$$

La corriente media en la bobina es igual a la corriente media en la resistencia, ya que la corriente media en el condensador es cero. Su poniendo que la tensión de salida es constante.

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (9)$$

Como la corriente es inicialmente cero, la corriente máxima es igual a la variación de corriente producida cuando el interruptor está cerrado. Cuando el conmutador está cerrado la tensión en la bobina es

$$V_L = V_s - V_o \quad (10)$$

Con lo que obtenemos

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{DT} = \frac{I_{max}}{DT} \quad (11)$$

Donde D_1 es igual a

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}}{2} \quad (12)$$

Sustituyendo D_1 en la ecuación (8) se obtiene

$$V_o = V_s * \left(\frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}} \right) \quad (13)$$

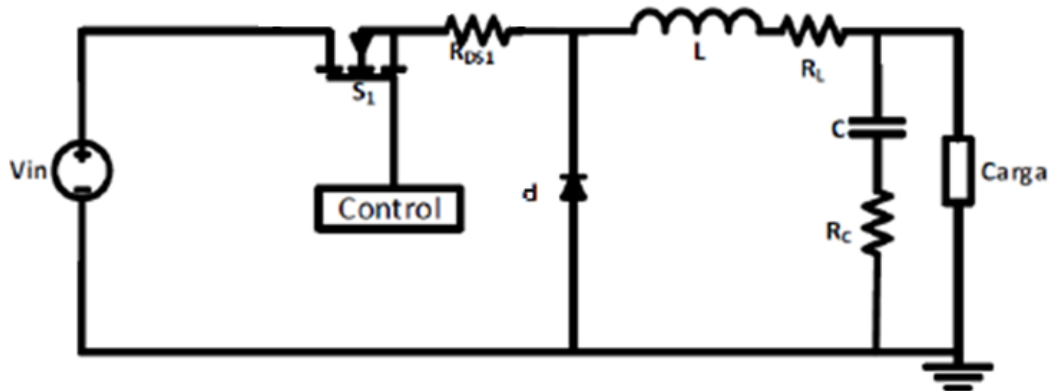
El límite entre la corriente permanente y la corriente discontinua se produce cuando $D_1 = 1 - D$. También se cumple otra condición en este límite, $I_{min} = 0$.

2.3 TOPOLOGIA DE LOS CONVERTIDORES BUCK

Los convertidores Buck o también llamados reductores presentan diversas topologías las más utilizadas serán expuestas a continuación.

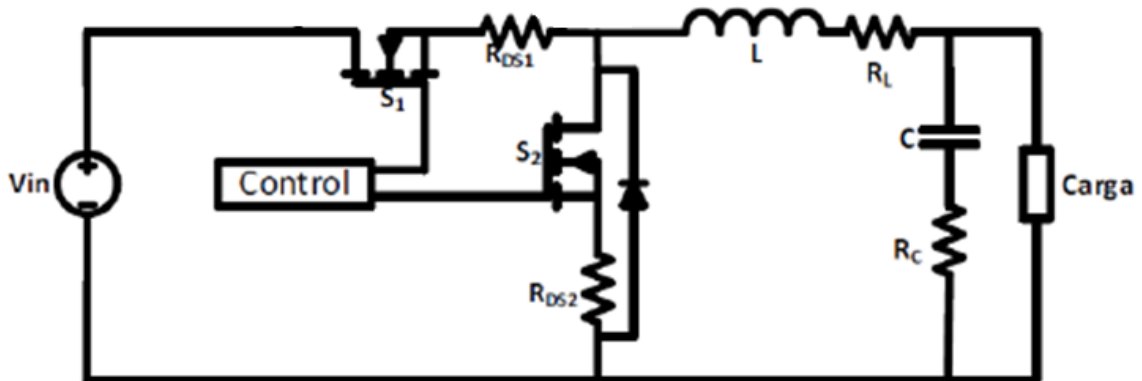
2.3.1 Convertidor Buck Asíncrono. Es un troceador de baja potencia, su topología es mostrada en la figura 4, el cual transforma una energía de forma continua a otra de la misma forma. Este tipo de convertidor presenta pérdidas relevantes en sus componentes de conmutación y elementos almacenadores de energía, debido a que, a bajas tensiones de salida las pérdidas se ven afectadas por la caída de tensión del diodo rectificador.[5]

Figura 4. Convertidor Buck asíncrono.



2.3.2 Convertidor BUCK Síncrono. Un modo de disminuir las pérdidas de conmutación en un convertidor asíncrono es utilizando la topología síncrona, la cual consiste en reemplazar el diodo d de rectificación de baja por un transistor MOSFET S_2 , el cual opera como una resistencia con menor pérdida. En la figura 5 se muestra la topología en el que un *Driver* amplifica y sincroniza la señal de control proveniente del PWM que alimenta las compuertas del MOSFET de alta y de baja.

Figura 5. Convertidor Buck síncrono.



Durante el funcionamiento común el MOSFET actúa en trío o corte dependiendo de la frecuencia de conmutación del PWM, una lógica externa no

permite que los transistores entren en conducción al mismo tiempo, estableciendo un tiempo muerto con el fin de evitar un cortocircuito en el sistema.

La rectificación síncrona puede ser realizada de dos formas: Rectificación síncrona excitada y rectificación síncrona autoexcitada. La excitada tiene un circuito de control externo, el cual se encarga de la conmutación de los transistores y la autoexcitada no necesita de un circuito de control externo. [5]

2.3.3 Convertidor Buck Síncrono de dos fases.. Si se quisiera utilizar un troceador normal (una fase) para el diseño de un suministro de corrientes elevadas, este flujo de corriente aumentará la temperatura en los componentes de potencia individuales; La consecuencia de este aumento de temperatura se verá reflejado en las pérdidas y en el tiempo de vida de estos componentes. La solución para este problema está utilizando un troceador de múltiples fases, esto significa, varios troceadores de una sola fase conectados en paralelo, de manera que comparten la cantidad de corriente que fluye en el circuito.

En efecto, un convertidor de múltiples fases intercala la señal PWM de disparo de los transistores en las etapas de potencia en paralelo, reduciendo la corriente de entrada y la corriente de rizado de salida, sin aumentar la frecuencia de conmutación. [8]

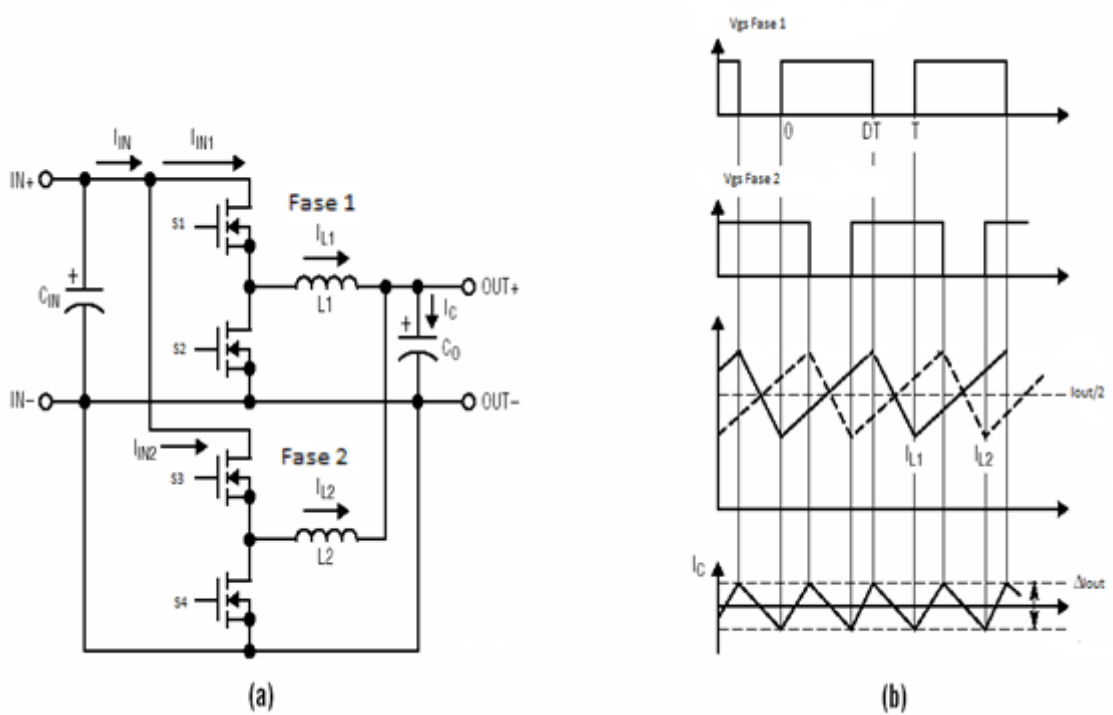
En la figura 6 se muestra un esquema para un convertidor 2-fases, y las formas de onda típicas de la corriente a través de los diferentes inductores de salida.

El uso de más de una fase para los propósitos de alta corriente conduce a varias ventajas, como:

- Dado que la corriente de salida es compartido por las diferentes fases, la ondulación es menor que la obtenida al tener sólo una fase.

- El tamaño y el costo de los condensadores se reducen, así como los valores del inductor, lo que significa al mismo tiempo una mejor respuesta dinámica a transitorios de la carga.
- Mejor comportamiento térmico debido a la distribución del calor sobre el área de PCB, porque se radia a más componentes, reduciendo el sobrecalentamiento y que se extiende tiempos de vida de los componentes.[8]

Figura 6. Convertidor 2-Fases. (A) Circuito (B) Formas de onda Fuente.



Autor: C A. Silva, "Conception and Modeling of a Low-Voltage DC/DC Power Supply in Multiphase Buck- Converter Topology (Board Layout, Measurements and Simulation). Pag.9.[8]

La topología del convertidor Buck multifase es un circuito donde la estructura básica del convertidor Buck se repite varias veces en paralelo entre la entrada y la carga. Compartiendo una misma capacitancia a la salida.

3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR

En esta etapa de diseño se analiza el troceador seleccionando los componentes y la topología adecuada procurando que la eficiencia del mismo sea elevada, realizando las simulaciones respectivas para implementarlo posteriormente.

3.1 ESPECIFICACIONES DEL DISEÑO

Se seleccionan los parámetros de entrada y salida de tensión del troceador:

Tabla 1. Parámetros de diseño seleccionados.

Parámetros	Valor
Voltaje de entrada, V_{in}	12[V]
Ciclo de trabajo, D	50%
Frecuencia de conmutación, f_c	100[kHz]
Resistencia de salida, $Load$	1 [Ω]

Se trabaja a 12 [V] dado que es un valor de tensión que frecuentemente una fuente de alimentación puede suplir, a un ciclo útil del 50% ya que al ser de dos fases el rizo de corriente y tensión a la salida va a ser nulo (esto será explicado con detalle más adelante), y una frecuencia de conmutación de 100 [kHz], dado que es una frecuencia elevada, el troceador va a tener una mejor velocidad de respuesta y los elementos almacenadores de energía pueden ser de un tamaño menor.

Dado que el troceador funciona en modo continuo para un mejor desempeño, se puede saber el ciclo de trabajo, así como la inductancia mínima de este y la capacitancia de salida.

Despejando el ciclo de trabajo de (6) se obtiene un ciclo útil del 50%.

El cálculo de la inductancia mínima esta expresadas por:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2 * f_c} \quad (14)$$

Dando como resultado una inductancia mínima de 2,5 [uH]. Por teoría y simulación se observa que el rizado de corriente que pasa por la bobina disminuye al aumentar la inductancia; para efectos de cubrir un mayor rango de resistencia de carga se opta por aumentar de forma considerable el valor de inductancia respecto al umbral mínimo calculado, esto evita que el troceador entre fácilmente en discontinuidad y mantenga una eficiencia elevada; debido a la disponibilidad en el mercado y a la adquisición de los elementos, basados en las características eléctricas deseadas, se selecciona una inductancia de 33 [uH].

Una vez conociendo el valor de la inductancia, se calcula la capacitancia de salida usando la expresión:

$$C = \frac{(1 - D)}{8 * L * (f_c)^2 * \Delta V} \quad (15)$$

Utilizando (15) y seleccionando un (ΔV) del 0,7%, considerando que es un valor prudente para el diseño se calcula el capacitor de la salida a utilizar.

$$C = \frac{(1 - 0.5)}{8 * (33 * 10^{-6}) * (100 * 10^3)^2 * \frac{0,7}{100}}$$

Teniendo como resultado una capacitancia de 27,056 [uF]; por disponibilidad del mercado se selecciona una capacitancia de 27 [uF].

Los parámetros finales (a implementar) del diseño serán:

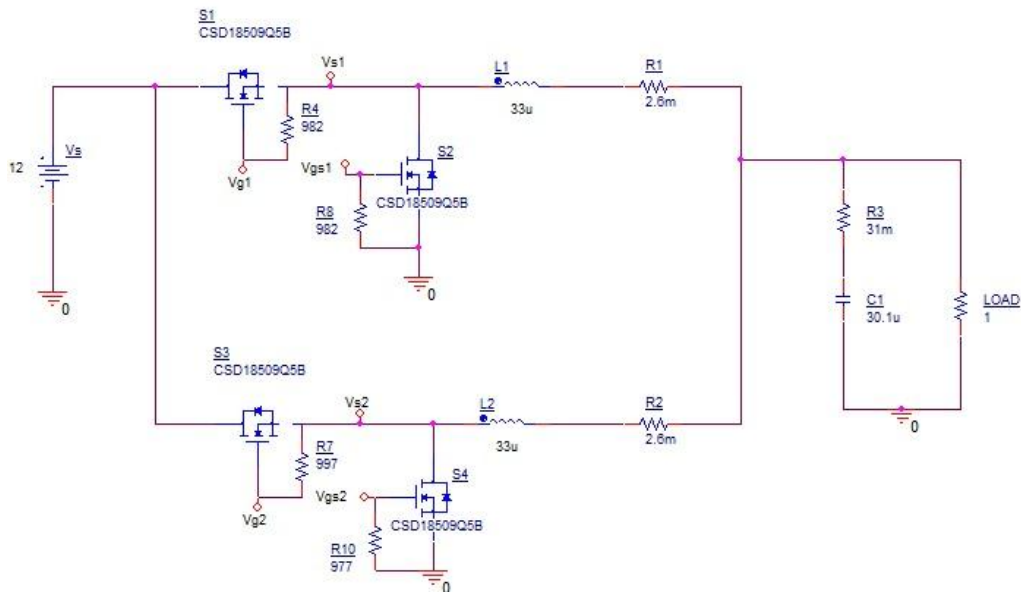
Tabla 2. Parámetros a implementar del troceador Reductor multifase.

Parámetros	Valor
Voltaje de entrada, V_{in}	12[V]
Ciclo de trabajo, D	50%
Voltaje de salida, V_o	6[V]
Frecuencia de conmutación, f_c	100[kHz]
Resistencia de salida, $Load$	0.5-10 [Ω]
Capacitancia de salida, C	27[uF]
Inductancia, L	33[uH]
Porcentaje de rizado, ΔV	0,7%

3.2 SIMULACIONES

La etapa de simulación consta tanto de la comparación entre el troceador Buck síncrono de una fase y de dos fases, como el asíncrono de una sola fase, estas simulaciones son realizadas con una carga resistiva de valor 1 [Ω] denominada R_{load} . Lo anterior se realiza a través del software de simulación OrCad [9] con los esquemáticos a continuación:

Figura 7. Esquemático en OrCad del convertidor síncrono de dos fases.

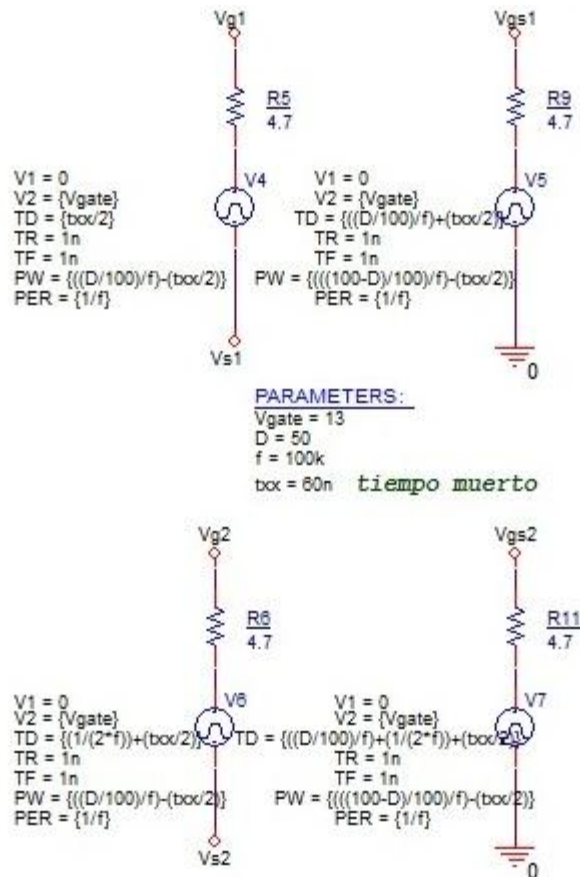


Con la figura 7 se simula el convertidor síncrono de dos fases y también el convertidor síncrono de una fase; basta con “apagar” una rama en paralelo para que el convertidor funcione en una sola fase.

Los elementos almacenadores de energía presentan una resistencia la cual fue calculada utilizando el medidor de impedancias en el laboratorio, éstas están representadas por R1 y R2 que serán la resistencia del inductor y R3 la resistencia presente en el capacitor. La capacitancia del condensador a la salida también es medida en el laboratorio.

Las resistencias R4, R7, R8 y R10 son las encargadas de realizar la descarga de las capacitancias internas que posee el MOSFET para su buen funcionamiento.

Figura 8. Disparos del convertidor síncrono de dos fases.



Las resistencias R5, R6, R9 y R11 están conectadas entre el positivo del PWM y la puerta del transistor, la función de estas resistencias es evitar la deformación de la onda cuadrada en la implementación y limitar la corriente que entra a la puerta del transistor. Sin embargo, para la simulación, se omiten dichas resistencias debido a que deformaban la onda cuadrada (en simulación) y la eficiencia se veía afectada.

La figura 8 muestra cómo se realiza la simulación del disparo para los transistores en OrCad, donde se ajustan los siguientes parámetros:

Vgate: Tensión máxima onda cuadrada.

D: ciclo de trabajo.

f: frecuencia de operación.

txx: tiempo muerto.

V1: primer nivel de tensión pico de la onda.

V2: segundo nivel de tensión pico de la onda.

PW: tiempo en el cual la onda mantiene el nivel de tensión máximo.

TD: tiempo de retardo (*delay*), el cual consta en demorar la aplicación del *PW*.

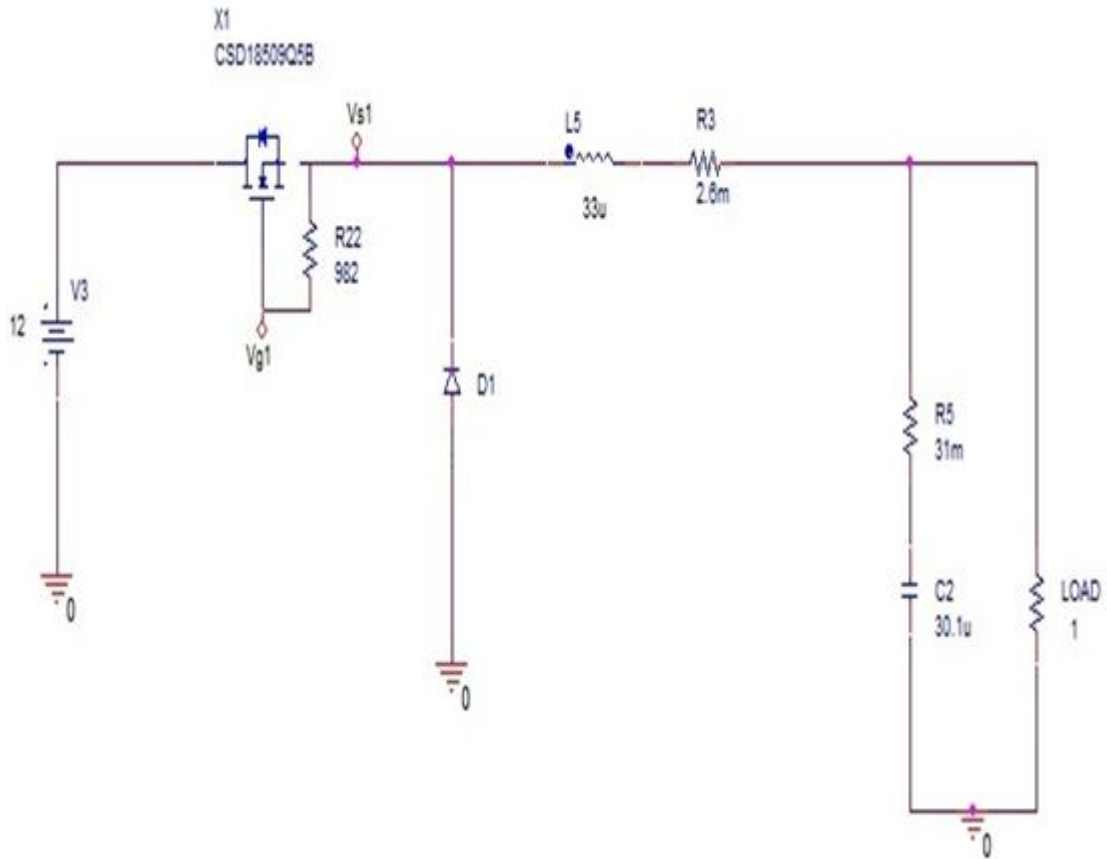
TR: tiempo de subida (*rise*), en el cual se efectúa la transición del nivel bajo de tensión al alto.

TF: tiempo de caída (*fall*), en el cual se efectúa la transición del nivel alto de tensión al bajo.

PER: tiempo en el cual se ajusta el periodo que debe tener la onda.

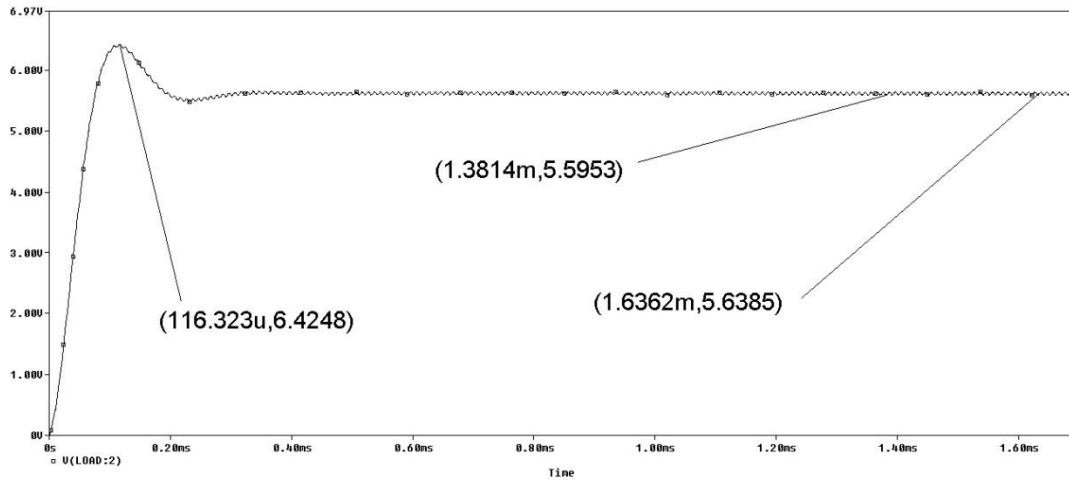
3.2.1 Convertidor de una fase Asíncrono. En la Figura 9 se presenta la topología del troceador reductor asíncrono, el cual a diferencia de del síncrono consta de un diodo en lugar de un transistor.

Figura 9. Topología Convertidor Buck Asíncrono



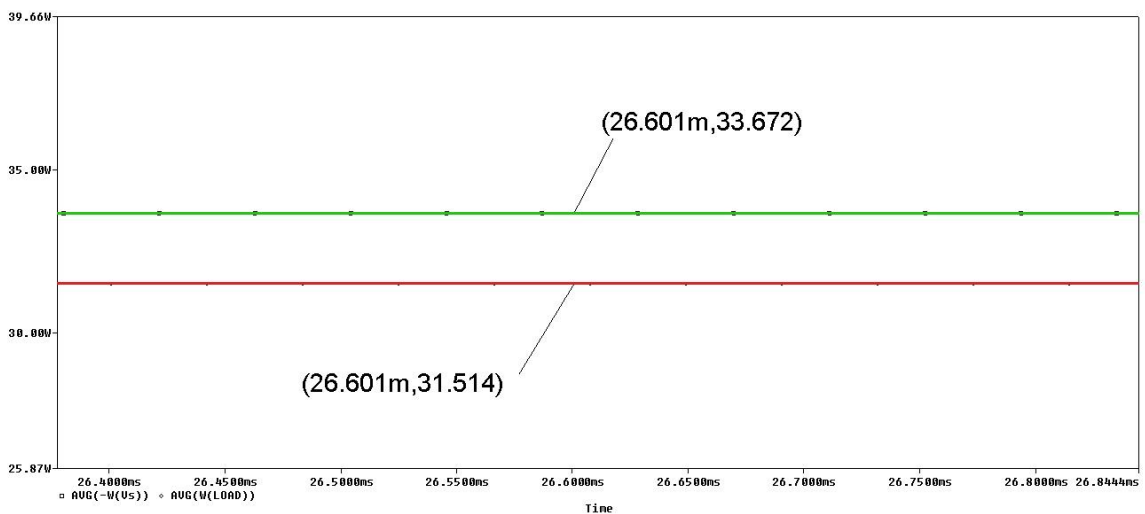
Esta topología presenta algunas desventajas, ya que el diodo repercute en más pérdidas en aspectos como frecuencia y caídas de tensión; A diferencia del transistor, el cual demuestra un rendimiento muy superior en estos aspectos.

Figura 10. Simulación Convertidor Buck Asíncrono. Salida de tensión.



En la Figura 10 se puede observar que la tensión de salida ha decaído notablemente respecto a la deseada y a su vez, mantiene un rizo a la salida propio de la configuración de una sola fase. La disminución de tensión se debe fundamentalmente a la caída que posee el diodo y que en efectos de tensiones de baja magnitud se hace aún más visible su desperfecto.

Figura 11. Simulación Convertidor Buck Asíncrono. Potencia promedio a la entrada (verde) y potencia promedio a la salida (roja).



La figura 11 muestra la potencia promedio de la entrada y la salida, con esta se puede calcular la eficiencia del troceador asíncrono, dando como resultado una eficiencia del 93.59%.

3.2.2 Convertidor de una fase síncrono. Se realiza la simulación de una fase obteniendo las gráficas más relevantes para su análisis.

Figura 12. Simulación 1 fase síncrono. Salida de tensión.

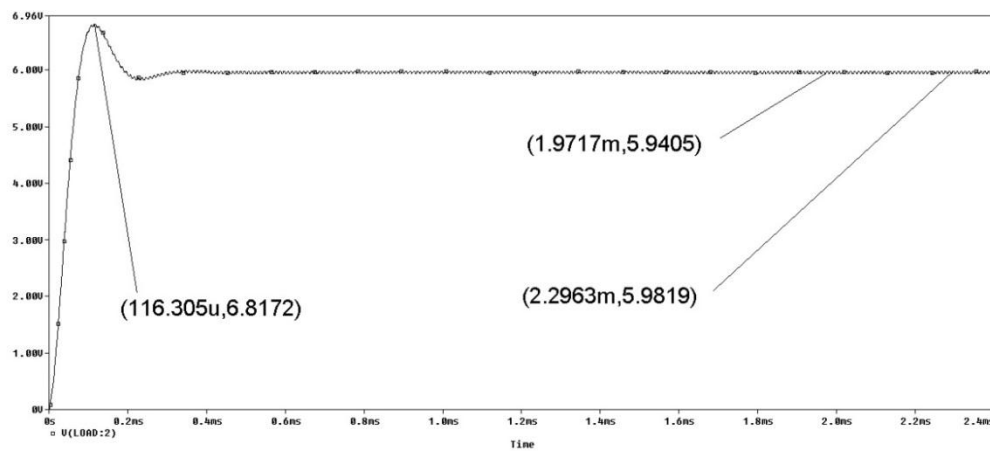
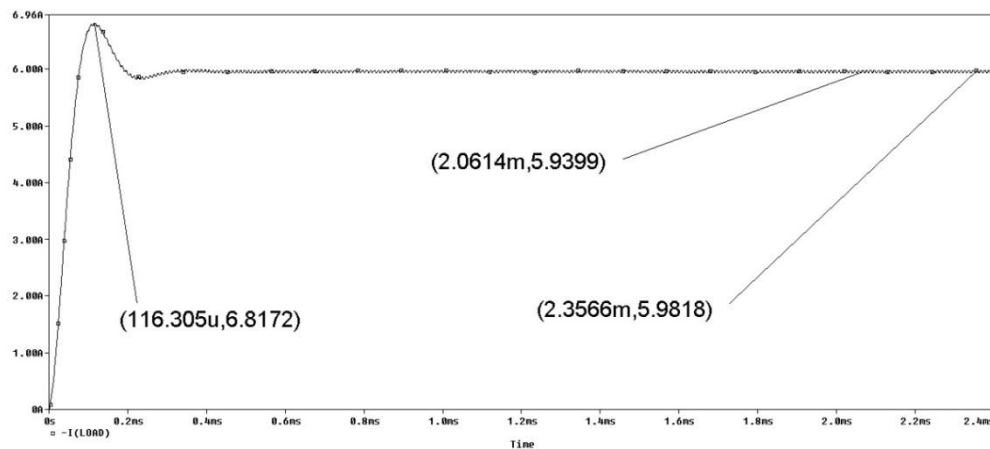


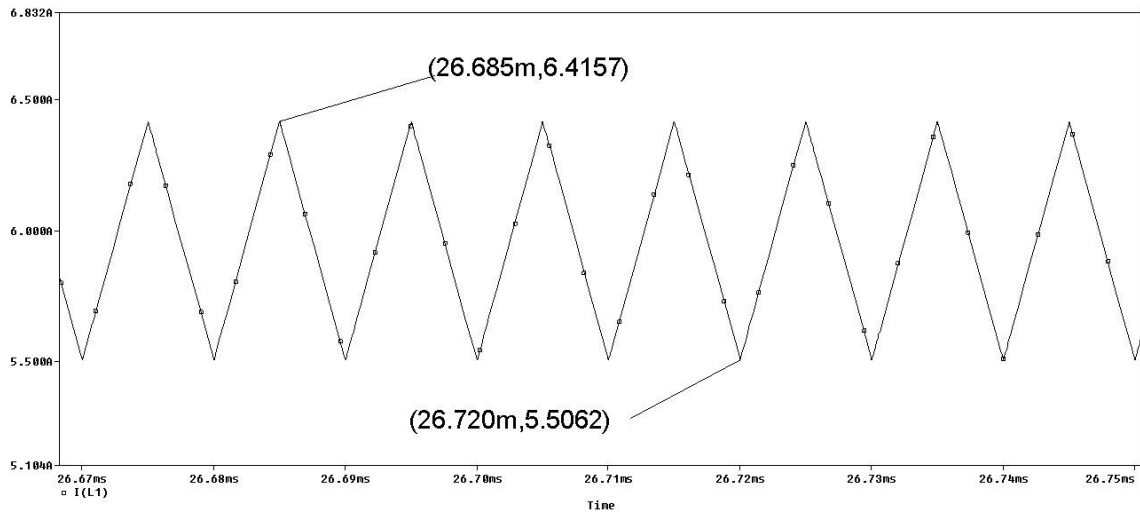
Figura 13. Simulación 1 fase síncrono. Salida de corriente.



Las figuras 12 y 13 muestran la tensión y corriente en la carga resistiva del troceador, se puede observar un delta de rizado de corriente del 0,042 [A], éste

depende del valor de capacitancia seleccionada a la salida del troceador. Entre más grande sea el valor del capacitor seleccionado, menor será el porcentaje de rizado a la salida; sin embargo, el transitorio cambia y la salida tardará más tiempo en alcanzar el estado “cuasiestable”.

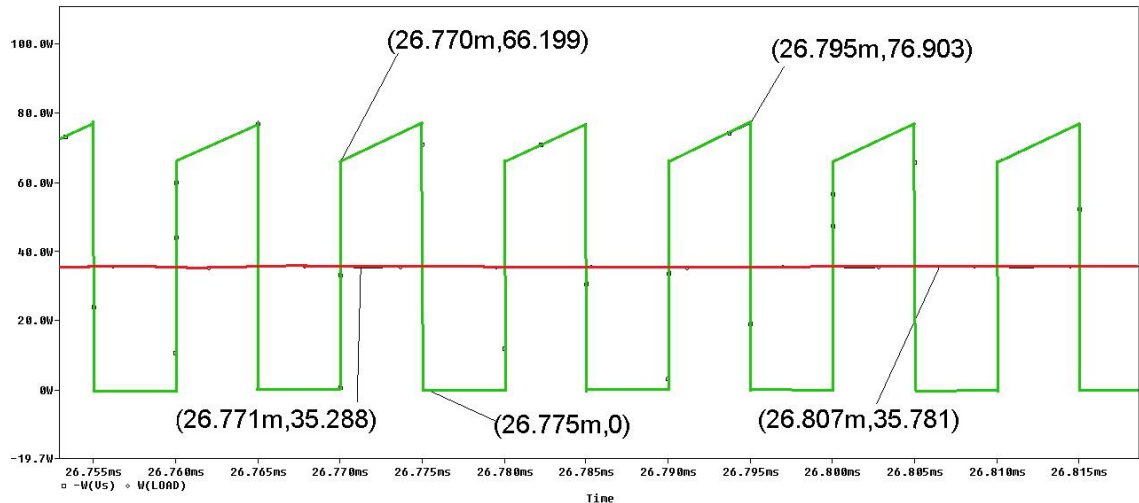
Figura 14. Simulación 1 fase síncrono. Corriente que circula por la bobina.



En la figura 14 se observa la corriente que circula por la bobina, tiene esta forma debido a que en el tiempo de conducción del transistor superior la bobina empieza a almacenar energía de forma lineal aproximadamente, al momento que este transistor se “apaga” y el transistor inferior entra en funcionamiento, la bobina empieza a descargarse dando esta forma de onda aproximadamente triangular.

Para esta topología de una fase síncrono, se presenta un rizo de corriente en la bobina de $\Delta I_L = 0,910 [A]$, dado que este delta de rizo es bajo evita que el troceador entre fácilmente en modo discontinuo al momento de variar la resistencia de carga.

Figura 15. Simulación 1 fase síncrona. Potencia instantánea de salida (roja) y potencia instantánea de entrada (verde).



En la figura 15 se ve la relación de potencia de entrada y la potencia de salida, la gráfica describe un funcionamiento continuo a la salida, a diferencia de la de entrada que presenta una forma irregular debido a la conmutación del transistor superior. A pesar que la potencia de salida se ve afectada por las pérdidas de todos los elementos del circuito ($P_{prom_{salida}}=35,49 [W]$), se puede observar que ésta se acerca al valor medio de potencia a la entrada ($P_{prom_{salida}}=35,734 [W]$), lo cual es un indicador de la eficiencia elevada que maneja esta topología. (los valores medios se calculan por medio de la herramienta “AVG()” del simulador de OrCad)

3.2.3 Convertidor de dos fases. Conformado fundamentalmente por dos troceadores conectados en paralelo compartiendo una misma carga. La cualidad principal de esta topología multifase consiste en la reducción de corriente que circula por los elementos que conforman el circuito, es decir, al ser de dos fases la corriente se divide por cada fase reduciendo las perdidas por efecto Joule y asegurando un tiempo de vida mayor para estos elementos.

Figura 16. Simulación 2 fases síncrono, salida de tensión.

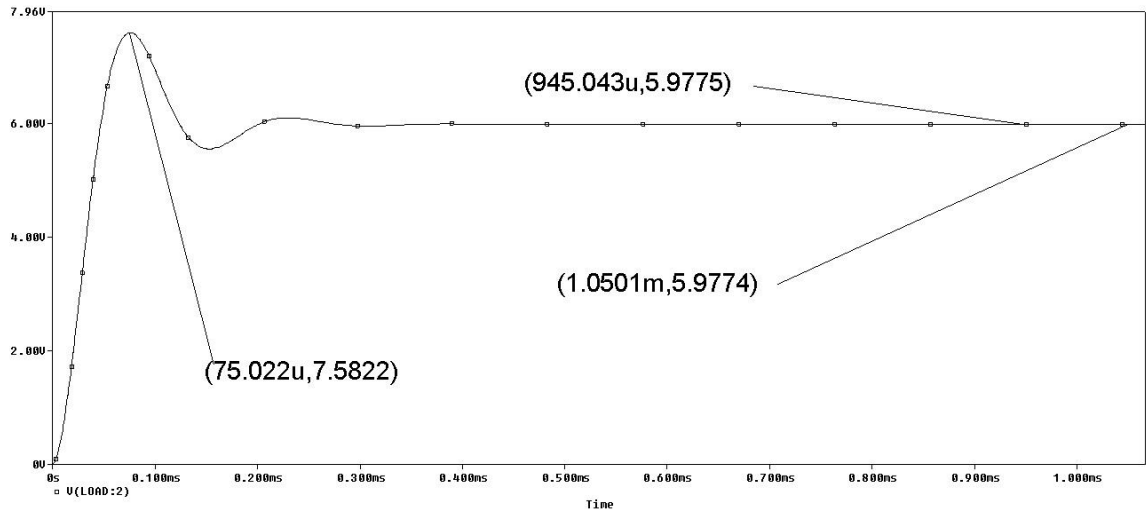
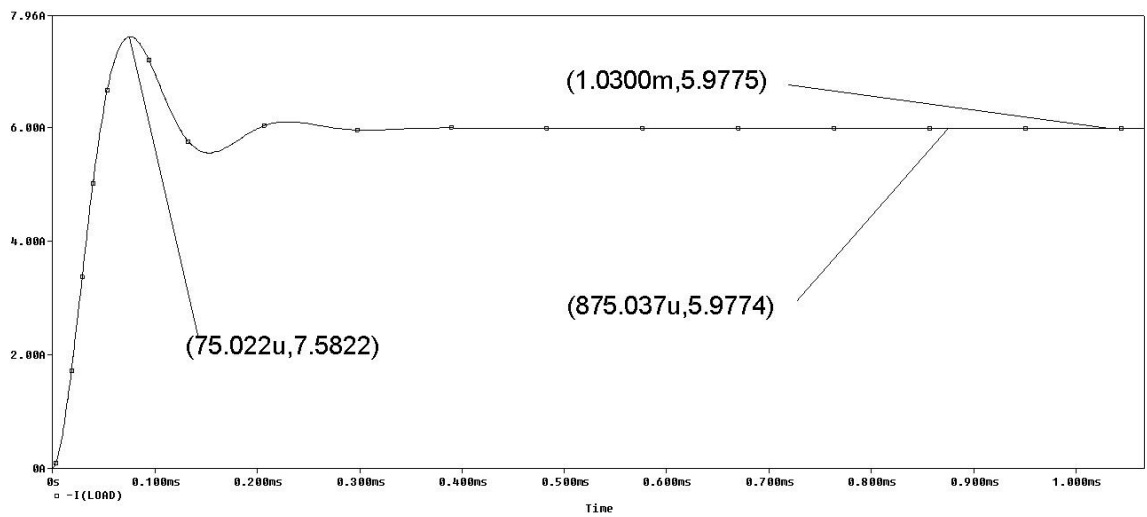
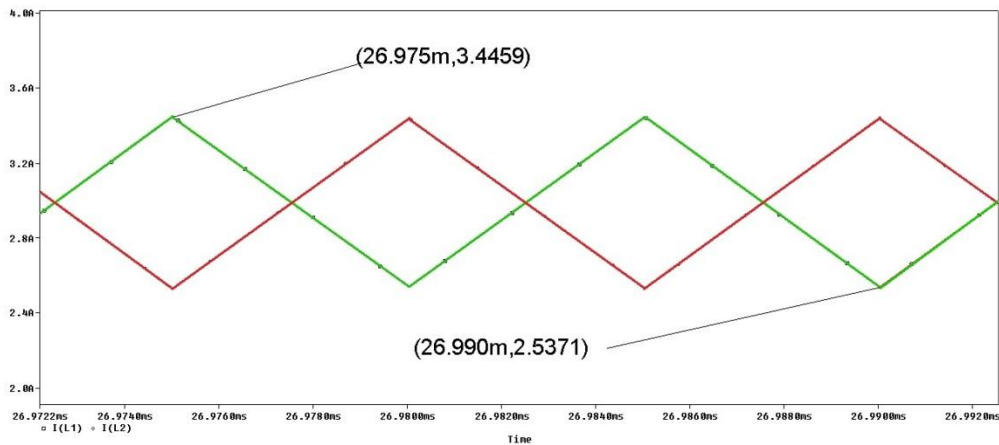


Figura 17. Simulación 2 fases síncrono, salida de corriente.



En las figuras 16 y 17 se observa la tensión y corriente a la salida del circuito, a diferencia del circuito de una fase, este no presenta un rizado de tensión ni de corriente describiendo un comportamiento constante. Como se esperaba, al tener una entrada de tensión de 12[V] y trabajar a un ciclo útil del 50% se obtiene una tensión promedio 5,9775 [V] (muy cercano a los 6 [V]).

Figura 18. Simulación 2 fases síncrono. Corrientes que circulan por cada fase, fase 1 (verde), fase 2 (roja).



En la figura 18 se puede observar la corriente que circula por la bobina en cada fase, al estar trabajando el troceador con un ciclo de útil del 50% la corriente de una fase está desfasada 180° una respecto a la otra.

Este desfase ocasiona que al realizar sumatoria de corrientes en la carga la corriente resultante sea constante y libre de rizo, debido a que en todo momento la pendiente de corriente de una fase es inversa a la otra.

Figura 19. Simulación Tiempo Muerto.

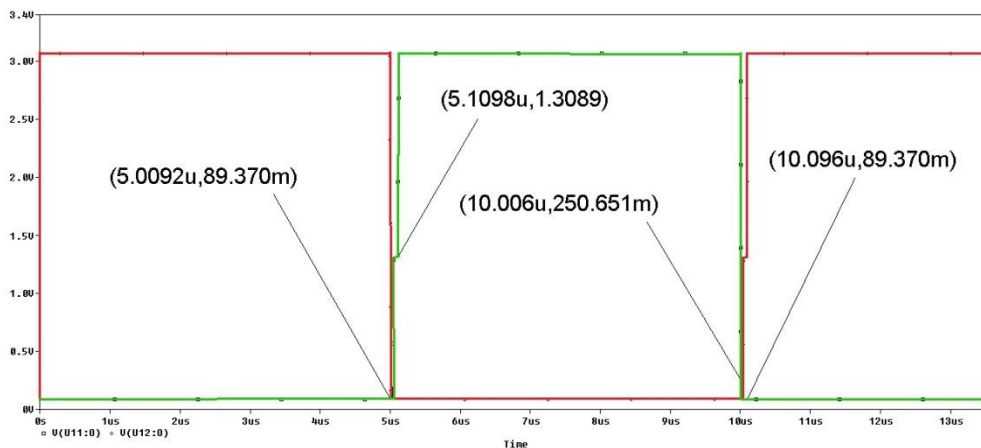
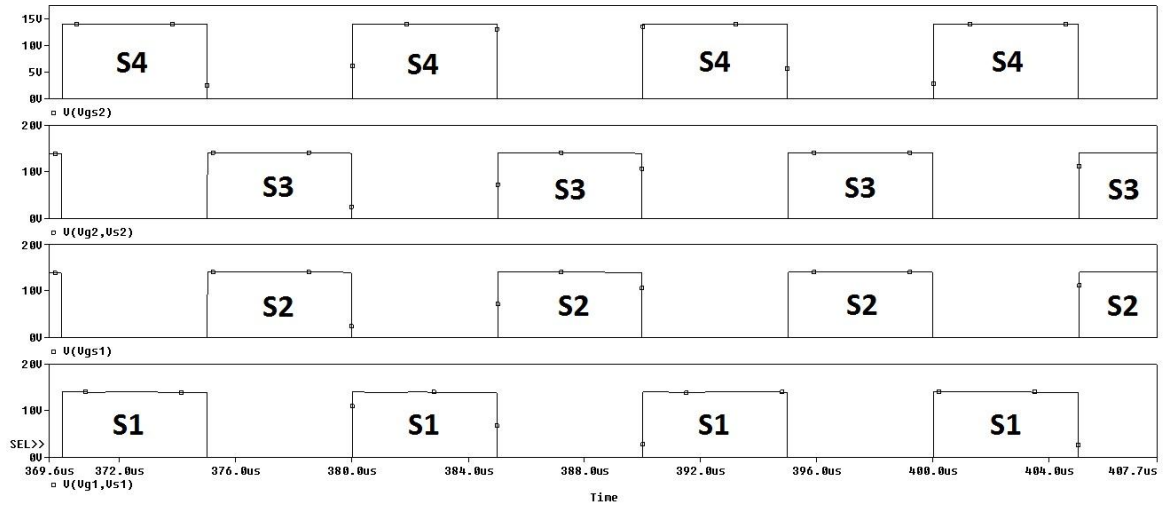
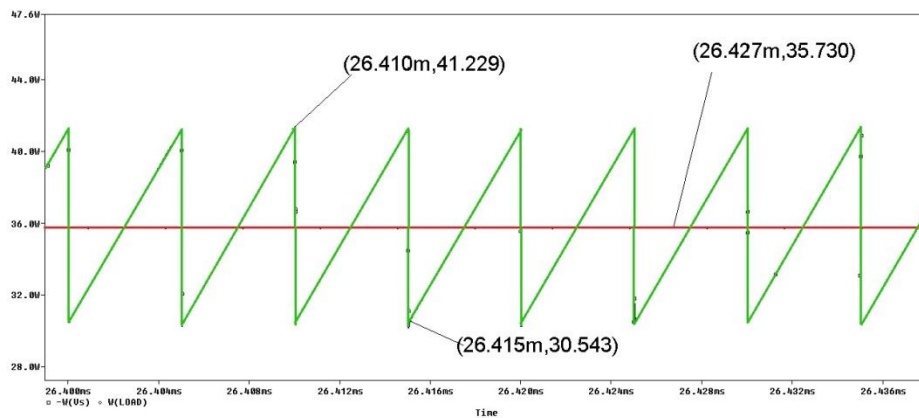


Figura 20. Simulación 2 fases síncrono. Funcionamiento en conmutación de los transistores.



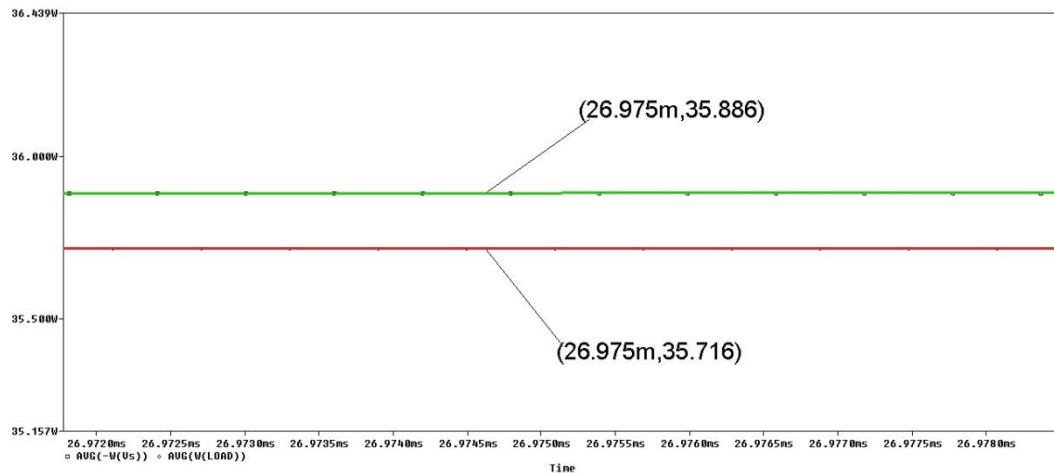
En la figura 20 se puede observar la señal de activación para los cuatro transistores utilizados en el troceador reductor síncrono. Los transistores S_1 y S_3 son activados en el mismo instante pero desfasados 180 grados uno del otro, los transistores S_2 y S_4 son activados al mismo tiempo siendo la señal complementaria de S_1 y S_3 . Ésta compone el circuito de control de conmutación.

Figura 21. Simulación 2 fases síncrono. Potencia instantánea de salida (roja) y potencia instantánea de entrada (verde).



En la figura 21 se ve la relación de potencia de entrada y la potencia de salida, la gráfica describe un funcionamiento netamente continuo, a diferencia de la señal de entrada que presenta una forma de onda “diente de sierra”. Una diferencia respecto al convertidor de una fase, es el hecho de suministra potencia en todo instante de tiempo, ya que al “apagarse” el transistor S_1 de una fase, se “enciende” el transistor S_3 de la otra fase, esto gracias al funcionamiento del 50% del ciclo de trabajo con dos fases.

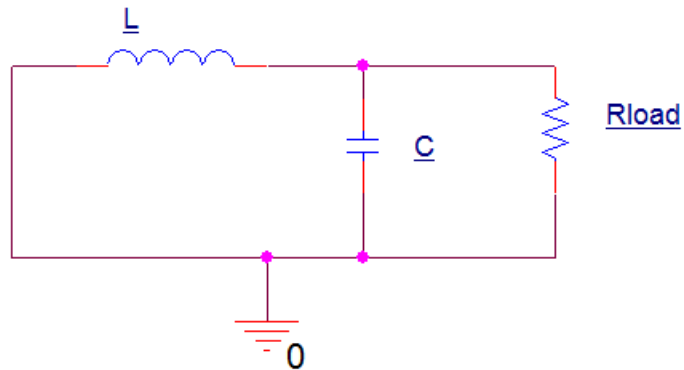
Figura 22. Potencia promedio de entrada (Verde) y salida (Roja). Dos fases.



En la figura 22 se observa la potencia promedio de la entrada y la salida del troceador reductor síncrono de 2 fases, ambas muestran un valor de potencia cercano a 35[W] (salida 35.716[W] y entrada 35,886 [W]), al realizar el cálculo de eficiencia usando la relación $n = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} * 100$ da un resultado de 99.53%.

3.2.4 Análisis de transitorios en el circuito. Dentro del funcionamiento del troceador, queda en operación un circuito RLC en paralelo sin fuente, esto teniendo en cuenta que se desprecian las pérdidas de los elementos almacenadores de energía. El cual condiciona de qué manera va a responder el circuito en su transitorio hacia un estado estable o cuasi-estable.

Figura 23. Circuito RLC equivalente.



De lo anterior se tiene el análisis de un circuito de segundo orden, el cual posee dos frecuencias naturales que corresponden a las raíces de la ecuación característica de la ecuación diferencial de la red RLC en paralelo,

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \quad (16)$$

Donde ω_o se conoce como la frecuencia resonante o frecuencia natural no amortiguada [rad/s], y α es la frecuencia neperiana o factor de amortiguamiento, expresada en nepers por segundo [Np/s] [19].

donde:

$$\alpha = \frac{1}{2RC}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (17)$$

Tabla 3. Tabla de frecuencias.

Resistencia de carga [Ω]	α [Np/s]	ω_o [rad/s]
0,75	22148,39	31729,25
1,5	11074,2	31729,25
3,3	5033,73	31729,25
3,9	4259,31	31729,25
6,8	2442,84	31729,25
10	1661,13	31729,25

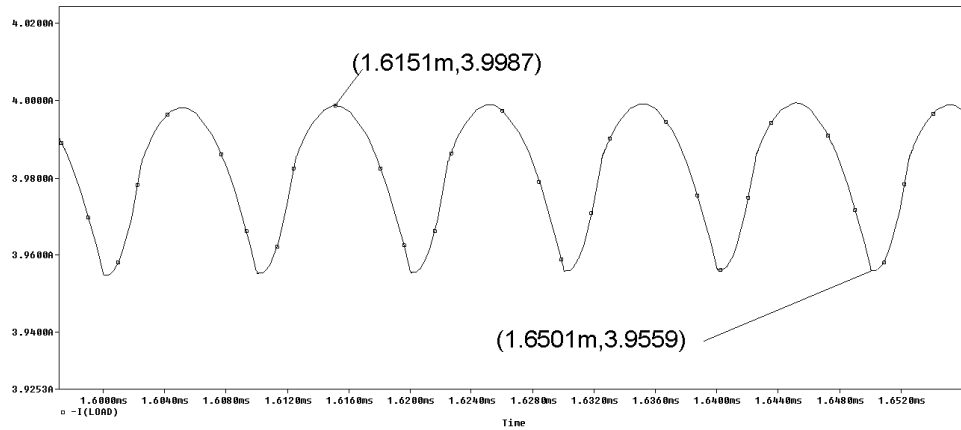
En la tabla 3 se presenta el valor de las frecuencias para las cuales el circuito funciona de acuerdo a la variación de resistencias de carga utilizadas en simulación. De acuerdo a los datos, todos los casos describen un comportamiento subamortiguado y el cual aumenta conforme lo hace la resistencia de carga.

3.2.5 Variación del ciclo de trabajo y comparación de rizados entre topologías. Para apreciar de mejor manera el efecto que tiene la adición de una fase a la topología síncrona, se realizan pruebas de simulación con un ajuste del ciclo de trabajo al 25% y se observa la corriente de salida para las topologías síncronas (una y dos fases) con el objetivo de diferenciar su rizado.

Topología síncrona de una fase

Para esta simulación se “apagan” los transistores S_3 y S_4 de la figura 7 dejando funcionando sólo una fase.

Figura 24. Rizado en corriente de salida. Topología síncrona de una fase.

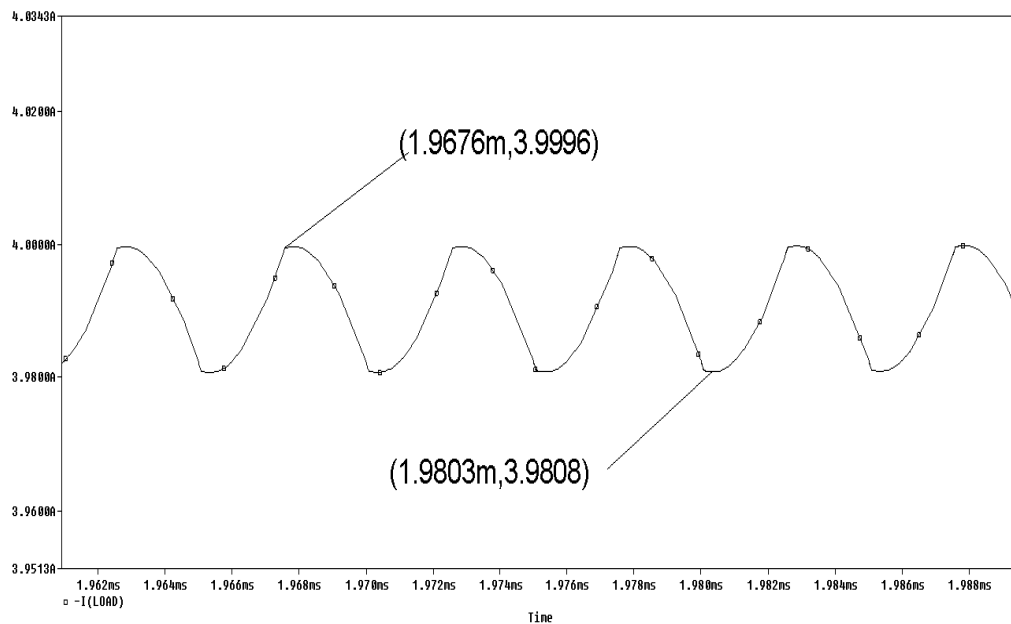


En la figura 24 se observa la salida de corriente, con las condiciones anteriormente mencionadas, dando como resultado un rizado de $\Delta i = 0,0428$ [A].

Topología síncrona de Dos fases

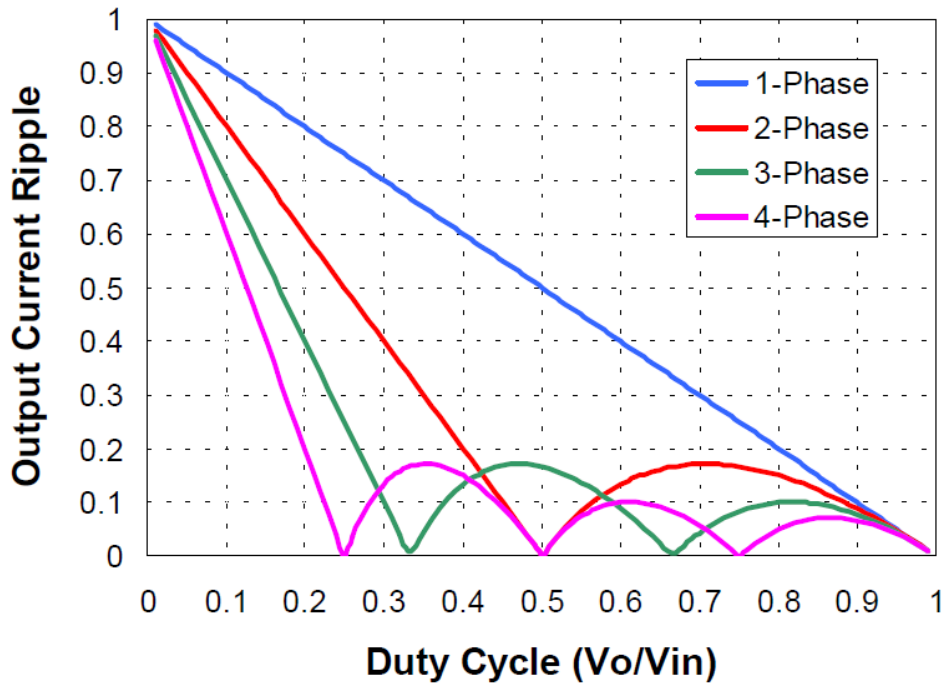
Para esta simulación se utiliza el esquemático de la figura 7 funcionando con las dos fases.

Figura 25. Rizado en corriente de salida. Topología síncrona de dos fase.



En la figura 25 se observa la salida de corriente, con las condiciones anteriormente mencionadas, dando como resultado un rizado de $\Delta i=0,0188$ [A], el cual disminuye respecto a la topología de una fase.

Figura 26. Rizado en corriente de salida Vs Ciclo útil, para varias fases.



Fuente: Topology Improvement for Multiphase VRMs[20]

En la figura 26 se plantea la relación entre rizado de corriente a la salida y ciclo útil, teniendo en cuenta el número de fases que pueda tener un troceador, a mayor cantidad de fases conectadas en paralelo el rizado tiene a ser cero en más ciclos de trabajo determinados.

3.2.6 Análisis y comparación de eficiencia en configuraciones del convertidor Buck.. Uno de los principales problemas asociados a los convertidores DC-DC es la pérdida de potencia en la conmutación, esto limita el rendimiento del convertidor de forma considerable sin importar su configuración.

A continuación se realiza el cálculo teórico de la eficiencia para cada una de las configuraciones simuladas:

La eficiencia en un convertidor reductor multifase está determinada por (A17) lo que se procede a efectuar el cálculo de las pérdidas en el troceador reductor síncrono multifase descritas en el Anexo A, empezando por las pérdidas asociadas al MOSFET superior, (A1). Las pérdidas por conducción en $S1$ están dadas por

$$P_{S1_conducción} = D \cdot \left(I_o^2 + \frac{\Delta i L^2}{12} \right) \cdot R_{DS(on)} = 0.5 \cdot \left(4^2 + \frac{0.5^2}{12} \right) \cdot 10^{-3} = 8,01 [mW]$$

Las pérdidas por conmutación en el encendido de $S1$ son

$$P_{S1_SW(on)} = \frac{(V_{in} + V_{fr}) I_o \cdot Q_{SW} \cdot f_s}{2 \cdot I_{G(on)}}$$

Donde

$$Q_{SW} \approx Q_{GD} + \frac{Q_{gs}}{2}, I_{G(on)} = \frac{V_{DD} - V_{GP}}{R_{GH} + R_G + R_g} \text{ y } V_{GP} \approx V_{GS(th)} + \frac{I_o}{g f_s}$$

Así

$$P_{S1_SW(on)} = \frac{(12 + 0,7)4 \cdot 5,5 \times 10^{-9} \cdot 100 \times 10^3}{2 \cdot 1.768} = 7,9 [mW]$$

Las pérdidas por conmutación en el apagado de $S1$ son

$$P_{S1_SW(off)} = \frac{(V_{in} + V_{fr}) I_o \cdot Q_{SW} \cdot f_s}{2 \cdot I_{G(off)}}$$

Donde

$$I_{G(off)} = \frac{V_{GP}}{R_{GL} + R_G + R_g}$$

Así

$$P_{S1_SW(off)} = \frac{(12 + 0,7)4 \cdot 5,5 \times 10^{-9} \cdot 100 \times 10^3}{2 \cdot 314,58 \times 10^{-3}} = 44,41 [mW]$$

De este modo las pérdidas en el MOSFET superior son

$$P_{S1_Total} = 8,01 [mW] + 7,9 [mW] + 44,41 [mW] = 60,32 [mW]$$

Las pérdidas asociadas al MOSFET inferior son:

$$P_{S2_conducción} = D_2 \cdot \left(I_o^2 + \frac{\Delta i L^2}{12} \right) \cdot R_{DS(on)} = 0.488 \cdot \left(4^2 + \frac{0.5^2}{12} \right) \cdot 10^{-3} = 7,82 [mW]$$

Donde

$$D_2 = (1 - D - (T_{d1} + T_{d2}) \cdot f_s) = (1 - 0,5 - (60 \times 10^{-9} + 60 \times 10^{-9}) \cdot 100 \times 10^3) \\ = 0,488$$

Las pérdidas por conmutación en el encendido de S2 son

$$P_{S2_sw(on)} = \left(t_2 \cdot V_{fr} + t_3 \frac{V_{fr} + I_o \cdot R_{DS(on)}}{2} \right) \cdot I_o \cdot f_s$$

Donde

$$t_2 = \left[\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GP}} \right) - \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GS(th)}} \right) \right] \cdot (R_{gh} + R_g + R_G) \cdot C_{iss} \\ t_2 = \left[\ln \left(\frac{13}{13 - 1,51} \right) - \ln \left(\frac{13}{13 - 1,4} \right) \right] \cdot (1 + 1,6 + 2,2) \cdot 1200 \times 10^{-12} = 54,88 [ps]$$

Y t_3 se define como:

$$t_3 = \left[\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - 0,9 \cdot V_{SPEC}} \right) - \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GP}} \right) \right] \cdot (R_{gh} + R_g + R_G) \cdot C_{iss} \\ t_3 = \left[\ln \left(\frac{13}{13 - 0,9 \cdot 10} \right) - \ln \left(\frac{13}{13 - 1,51} \right) \right] \cdot (1 + 1,6 + 2,2) \cdot 1200 \times 10^{-12} = 6,078 [ns]$$

Así $P_{S2_sw(on)}$ queda

$$P_{S2_sw(on)} = \left(54,88 \times 10^{-12} \cdot 0,7 + 6,078 \times 10^{-9} \frac{0,7 + 4 \cdot 10^{-3}}{2} \right) \cdot 4 \cdot 100 \times 10^3 \\ P_{S2_sw(on)} = 0,87 [mW]$$

Las pérdidas por conmutación en el apagado de S2 se calculan de manera similar

$$P_{S2_sw(off)} = \left(t_5 \cdot V_{fr} + t_4 \frac{V_{fr} + I_o \cdot R_{DS(on)}}{2} \right) \cdot I_o \cdot f_s$$

Donde

$$t_4 = \ln\left(\frac{0,9 \cdot V_{SPEC}}{V_{GP}}\right) \cdot (R_{gL} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$$

$$t_4 = \ln\left(\frac{0,9 \cdot 10}{1,51}\right) \cdot (1 + 1,6 + 2,2) \cdot 1200 \times 10^{-12} = 10,28 \text{ [ns]}$$

Y t5 se define como

$$t_5 = \ln\left(\frac{V_{GP}}{V_{GS(th)}}\right) \cdot (R_{gL} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$$

$$t_5 = \ln\left(\frac{1,51}{1,4}\right) \cdot (1 + 1,6 + 2,2) \cdot 1200 \times 10^{-12} = 435,7 \text{ [ps]}$$

Así Ps2_sw(off) queda

$$P_{S2_SW(off)} = \left(435,7 \times 10^{-12} \cdot 0,7 + 10,28 \times 10^{-9} \frac{0,7 + 4 \cdot 10^{-3}}{2}\right) \cdot 4 \cdot 100 \times 10^3$$

$$P_{S2_SW(off)} = 1,57 \text{ [mW]}$$

Por otra parte, las pérdidas de potencia originadas por la conducción del diodo intrínseco son:

$$P_{\text{diodo_cond}} = V_{fr} \cdot I_o (D_{d1} + D_{d2}) = V_{fr} \cdot I_o (T_{d1} + T_{d2}) f_s$$

$$P_{\text{diodo_cond}} = 0,7 \cdot 4(60 \times 10^{-9} + 60 \times 10^{-9}) \cdot 100 \times 10^3 = 33,6 \text{ [mW]}$$

Las pérdidas debidas a la recuperación inversa del diodo intrínseco de S2 son:

$$P_{\text{diodo_inv}} = \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot V_{in} \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 11 \times 10^{-9} \cdot 12 \cdot 100 \times 10^3 = 6,6 \text{ [mW]}$$

De este modo las pérdidas en el MOSFET inferior son

$$P_{S2_Total} = 7,82 \text{ [mW]} + 0,87 \text{ [mW]} + 1,57 \text{ [mW]} + 33,6 \text{ [mW]} + 6,6 \text{ [mW]}$$

$$P_{S2_Total} = 50,46 \text{ [mW]}$$

Las pérdidas adicionales están constituidas por:

$$P_{adicionales} = P_G + P_{driver_{(on)}} + P_{driver_{(off)}} + P_{Coss}$$

Las pérdidas por el manejo de las cargas en la compuerta de los MOSFET se determinan de la siguiente forma:

$$P_G = C_{iss} \cdot V_{DD}^2 \cdot f_s = 1200 \times 10^{-12} \cdot 13^2 \cdot 100 \times 10^3 = 20,28 \text{ [mW]}$$

Las pérdidas disipadas en el *Driver* durante el encendido están dadas por:

$$P_{Driver_{(on)}} = \frac{P_G \cdot R_{gH}}{2(R_{gH} + R_G + R_g)} = \frac{20,28 \times 10^{-3} \cdot 1}{2(1 + 1,6 + 2,2)} = 2,113 \text{ [mW]}$$

De modo similar las pérdidas debidas al apagado del *Driver* son:

$$P_{Driver_{(off)}} = \frac{P_G \cdot R_{gL}}{2(R_{gL} + R_G + R_g)} = \frac{20,28 \times 10^{-3} \cdot 1}{2(1 + 1,6 + 2,2)} = 2,113 \text{ [mW]}$$

Por último, las pérdidas por la capacitancia de salida de los MOSFET se determinan por:

$$P_{Coss} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{in}^2 \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 350 \times 10^{-12} \cdot 12^2 \cdot 2,113 \times 10^{-3} \cdot 100 \times 10^3 = 1,07 \text{ [mW]}$$

Así el valor de las pérdidas adicionales es:

$$P_{adicionales} = 20,28 \text{ [mW]} + 2,113 \text{ [mW]} + 2,113 \text{ [mW]} + 1,07 \text{ [mW]} = 25,58 \text{ [mW]}$$

Las pérdidas por conducción en los capacitores se deben principalmente a la resistencia en serie equivalente intrínseca al capacitor y se calcula de la siguiente forma:

$$P_{cap} = \left(\frac{\Delta i_{L(on)}}{\sqrt{12}} \right)^2 \cdot ESR_C = \left(\frac{0,5}{\sqrt{12}} \right)^2 \cdot 5 \times 10^{-3} = 0,11 \text{ [mW]}$$

Las pérdidas por conducción en la resistencia en serie equivalente debidas a la inductancia de la bobina están dadas por:

$$P_L = I_{Lrms}^2 \cdot ESR_L = \left(I_o^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right) \cdot ESR_L = \left(4^2 + \frac{0,5^2}{12} \right) \cdot 1,4 \times 10^{-3} = 22,43 \text{ [mW]}$$

Se puede definir la potencia de salida como el producto del voltaje y la corriente de salida promedio.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 6 \cdot 8 = 48 \text{ [W]}$$

Las pérdidas en el convertidor Buck asíncrono de una fase se expresan como

$$\begin{aligned} P_{p\u00e9rdidas} &= P_{S1_total} + P_{diodo} + P_L + P_{adicionales} + P_{cap} \\ P_{p\u00e9rdidas} &= 60,32 \text{ [mW]} + 3,166 \text{ [W]} + 22,43 \text{ [mW]} + 25,58 \text{ [mW]} + 0,11 \text{ [mW]} \\ P_{p\u00e9rdidas} &= 3,275 \text{ [W]} \end{aligned}$$

As\u00ed, la eficiencia en el convertidor Buck as\u00edncrono de una fase es de:

$$ef(\%) = \frac{100\% \cdot P_o}{P_o + P_{p\u00e9rdidas}} = \frac{100\% \cdot 48}{48 + 3,275} = 93,6\%$$

Las pérdidas en el troceador reductor de una fase se expresan como

$$\begin{aligned} P_{p\u00e9rdidas} &= P_{S1_total} + P_{S2_total} + P_L + P_{adicionales} + P_{cap} \\ P_{p\u00e9rdidas} &= 60,32 \text{ [mW]} + 50,46 \text{ [mW]} + 22,43 \text{ [mW]} + 25,58 \text{ [mW]} + 0,11 \text{ [mW]} \\ P_{p\u00e9rdidas} &= 158,9 \text{ [mW]} \end{aligned}$$

As\u00ed, la eficiencia en el troceador reductor de una fase es de:

$$ef(\%) = \frac{100\% \cdot P_o}{P_o + P_{p\u00e9rdidas}} = \frac{100\% \cdot 48}{48 + 158,9 \times 10^{-3}} = 99,67\%$$

Las pérdidas en el troceador reductor Multifase son:

$$\begin{aligned} P_{multifase} &= N \cdot (P_{S1_total} + P_{S2_total} + P_L + P_{adicionales}) + P_{cap} \\ P_{multifase} &= 2 \cdot (50,46 \text{ [mW]} + 22,43 \text{ [mW]} + 25,58 \text{ [mW]}) + 0,11 \text{ [mW]} \\ P_{multifase} &= 0,197 \text{ [W]} \end{aligned}$$

Por último la eficiencia en el troceador reductor síncrono multifase se puede calcular con:

$$ef(\%) = \frac{100\% \cdot N \cdot P_o}{N \cdot P_o + P_{\text{multifase}}} = \frac{100\% \cdot 2 \cdot 48}{2 \cdot 48 + 0,197} = 99,79\%$$

En la tabla 4 el resultado de la eficiencia del convertidor según su topología usada:

Tabla 4. Comparación de eficiencias.

Topología	Eficiencia teórica	Eficiencia en simulación	Porcentaje de error
Asíncrona (una fase)	93,60%	93,59%	0,011%
Síncrona (una fase)	99,67%	99,32%	0,351%
Síncrona (dos fases)	99,79%	99,53%	0,261%

Como se puede observar al ser el convertidor síncrono, la eficiencia es más elevada que el asíncrono; Esto se debe a que el diodo tiene mayores pérdidas, en el caso de los convertidores síncronos de una y dos fases la diferencia entre eficiencias no es muy notoria, dando un porcentaje de error de eficiencia menor al 0,4%.

3.2.7 Relación entre eficiencia y frecuencia de conmutación. Con el fin de buscar obtener una eficiencia máxima en el troceador se realizaron simulaciones variando la frecuencia de conmutación de los transistores, y con una resistencia de carga de 0,5 [Ω] para garantizar que la corriente alcance una intensidad suficiente y evitar que entre en funcionamiento discontinuo; estos resultados están descritos en la siguiente tabla (Tabla 5).

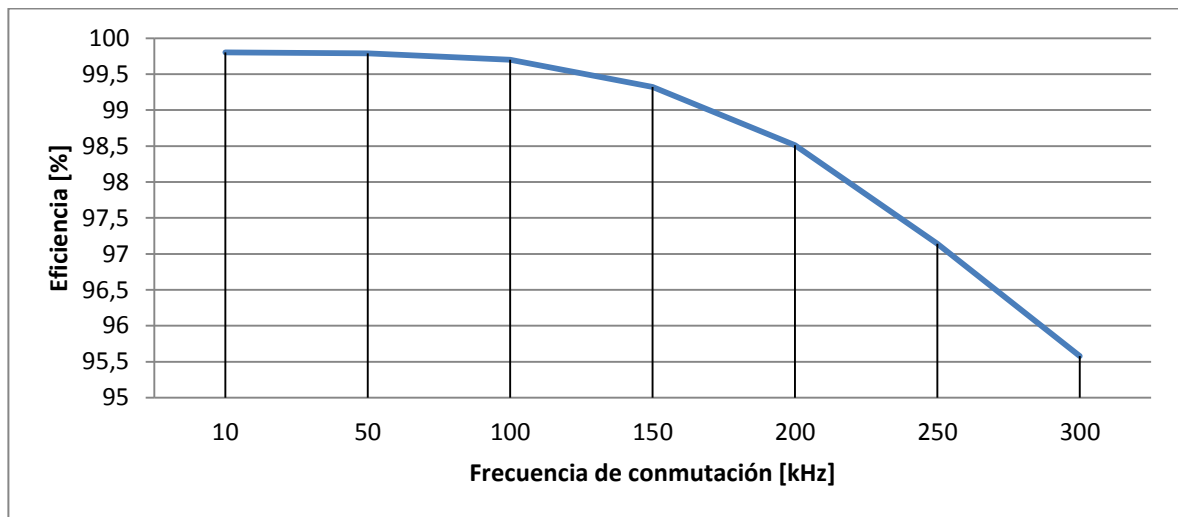
Se ha demostrado que al trabajar a “bajas” frecuencias las pérdidas por conmutación disminuyen y también que al aumentar la frecuencia, el valor de la inductancia y capacitancia para el diseño puede ser de un valor menor, haciendo necesaria la búsqueda de una frecuencia o un intervalo de frecuencias prudente el cual mantenga una relación aceptable entre eficiencia y tamaño al implementar un troceador.

Tabla 5. Comparación de eficiencia variando frecuencia de conmutación.

eficiencia [%]	frecuencia [kHz]
99,80	10
99,79	50
99,70	100
99,32	150
98,51	200
97,14	250
95,58	300

La tabla 5 presenta los resultados de los datos de eficiencia obtenidos por medio de simulación al variar la frecuencia de conmutación y teniendo en cuenta el tiempo muerto establecido.

Figura 27. Eficiencia Vs Frecuencia de conmutación.



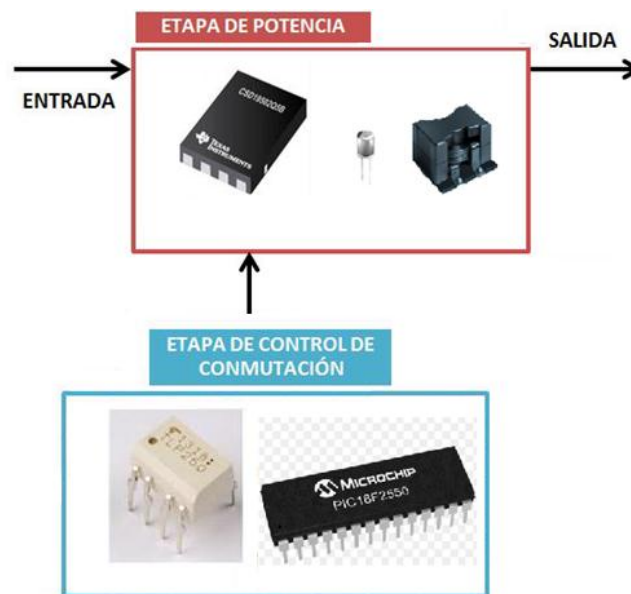
La figura 27 muestra de manera gráfica la estimación hecha por medio de simulación entre la eficiencia del troceador de dos fases síncrono y la frecuencia de conmutación. La eficiencia máxima se da en el intervalo de frecuencias entre 10 y 100 [kHz].

4. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1. GENERALIDADES

El funcionamiento correcto del convertidor se compone principalmente de dos etapas: una etapa de potencia, compuesta por dos troceadores síncronos conectados en paralelo y la etapa de control de conmutación encargada de generar las señales digitales PWM, la intercesión de tiempos muertos, para evitar cortos circuitos, aislamiento galvánico entre esta etapa y la de potencia, así como el manejo de los interruptores.

Figura 28. Diagrama general del troceador.



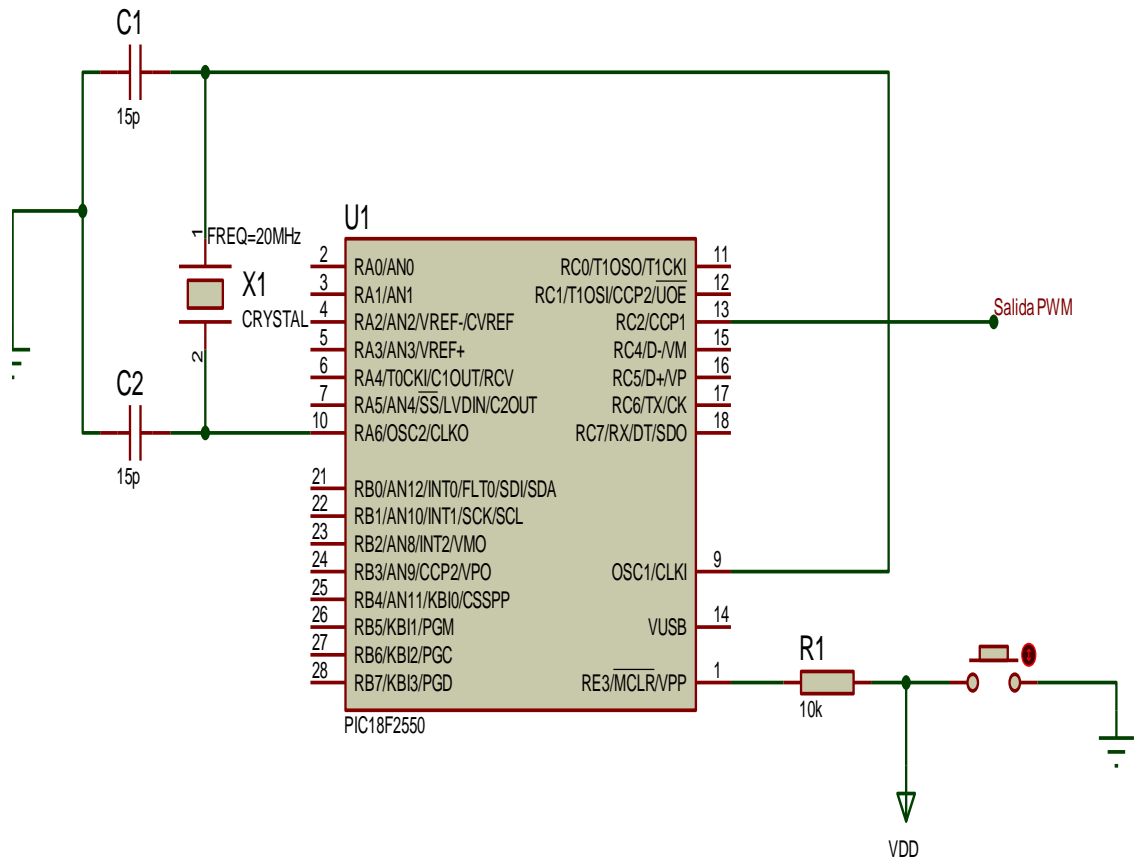
4.2 CONTROL DE CONMUTACIÓN

Para programar la modulación de ancho de pulso (PWM) necesaria para el correcto funcionamiento de los transistores, se utilizó el microcontrolador

PIC18F2550, este es seleccionado por su facilidad de adquisición y bajo costo en el mercado, utilizando el lenguaje de programación C++ con un arreglo de resistencias, capacitores y cristal oscilador, además, se ajustó la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo con el cual se deseaba operar para obtener la señal PWM requerida.

El circuito de la figura 29 es recomendado por el fabricante del microcontrolador para la programación de PWM, Dado que se van a conmutar los transistores a una frecuencia de 100 [KHz] se selecciona un cristal oscilador de 20 [MHz] con el cual el microcontrolador tendrá una respuesta más rápida, el valor de las capacitancias son indicadas en la hoja de datos para un cristal del cristal oscilador de este valor.

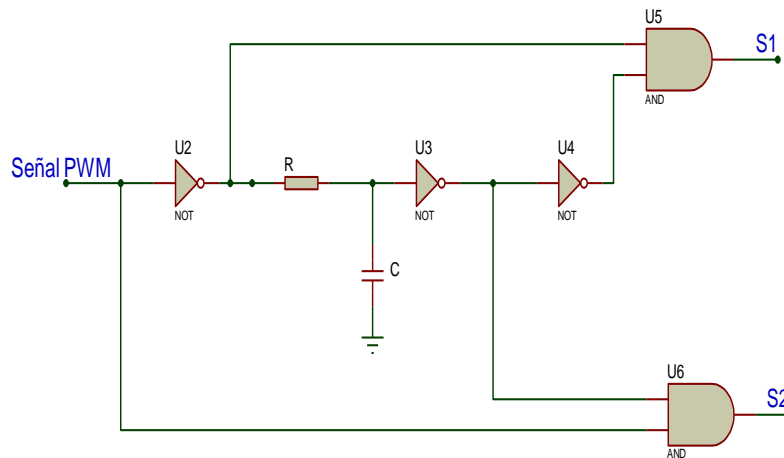
Figura 29. Circuito del Microcontrolador.



Para el correcto funcionamiento de los MOSFET en una configuración síncrona, las señales enviadas a los interruptores deben ser complementarias, es decir, mientras un interruptor está apagado el otro debe mantenerse encendido. Debido a que los semiconductores no son ideales existe un momento durante la conmutación en el cual los dos interruptores de la misma rama están conduciendo, provocando un cortocircuito en las fuentes de alimentación. [7]

Para evitar esta situación, es necesario añadir un tiempo muerto T_c entre las señales de disparo complementarias, utilizando compuertas (NOT y AND) y un arreglo RC. El arreglo RC tiene un proceso de carga y descarga que hace lenta la respuesta de las compuertas inversoras U3 y U4, permitiendo el tiempo de retardo en la salida. Se simula e implementa el circuito de la figura 30.

Figura 30. Circuito generador de tiempo muerto.



El tiempo muerto T_c se obtiene retrasando la aparición de la señal de disparo en uno de los interruptores con el propósito que ambos interruptores no se encuentren encendidos al mismo tiempo. [7]

La expresión que define el tiempo muerto está dada por:

$$T_c = R * C \quad (30)$$

Se implementan los circuitos del microcontrolador y el generador de tiempo muerto con el fin de obtener una señal PWM complementaria con frecuencia de conmutación de 100 [kHz], un ciclo de trabajo del 50% y un tiempo muerto de 60 [ns].

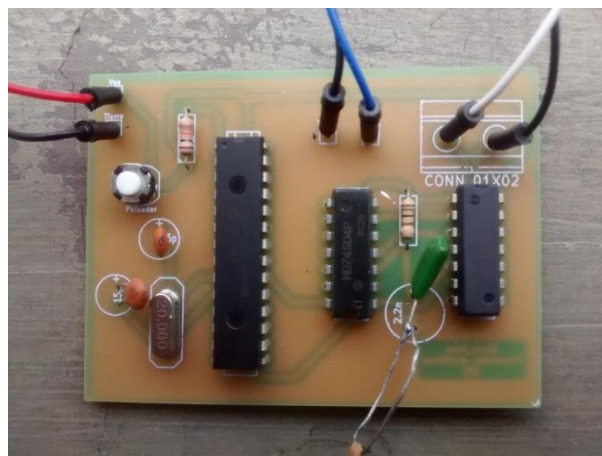
Para la implementación del circuito PWM y tiempo muerto se utilizaron los siguientes elementos:

Tabla 6. Componentes utilizados implementación de circuito PWM y tiempo muerto.

Referencia	Descripción	Cantidad
U1	Microcontrolador PIC18F2550	1
X1	Oscilador Cristal de cuarzo 20[MHz]	1
Pulse	Pulsador	1
R	Resistencia 100[Ω]	1
C	Capacitor cerámico 580[pΩ]	1
C1,C2	Capacitor cerámico 15[pF]	2
R1	Resistencia 10[kΩ]	1
And	Compuerta lógica SN74LS08	1
Not	Compuerta lógica HD74S04	1

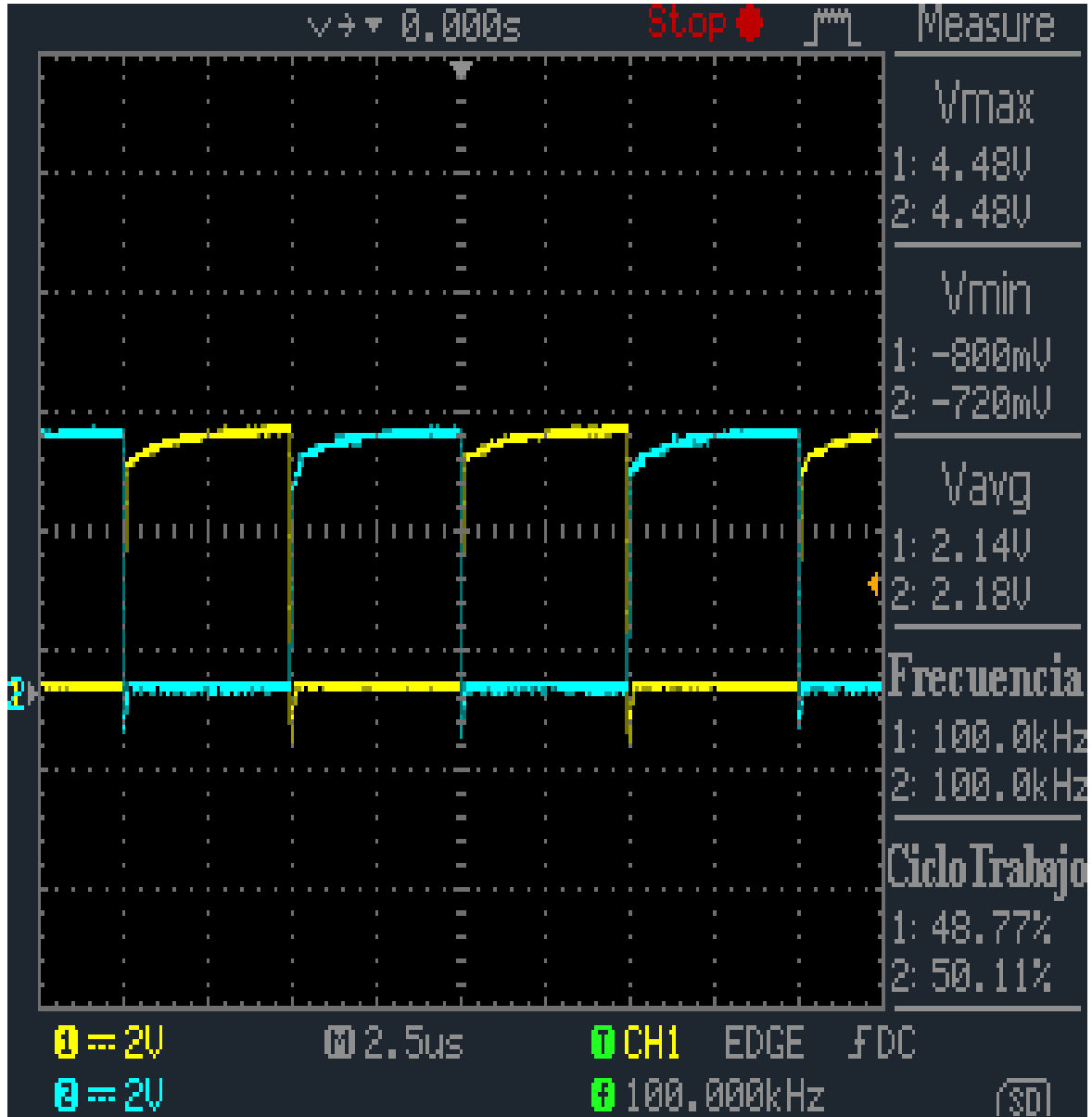
Para realizar el circuito impreso se utilizó el programa Kikad [16] el circuito impreso completo y su esquemático se puede observar en el Anexo B.1

Figura 31. Implementación PWM y tiempo muerto.



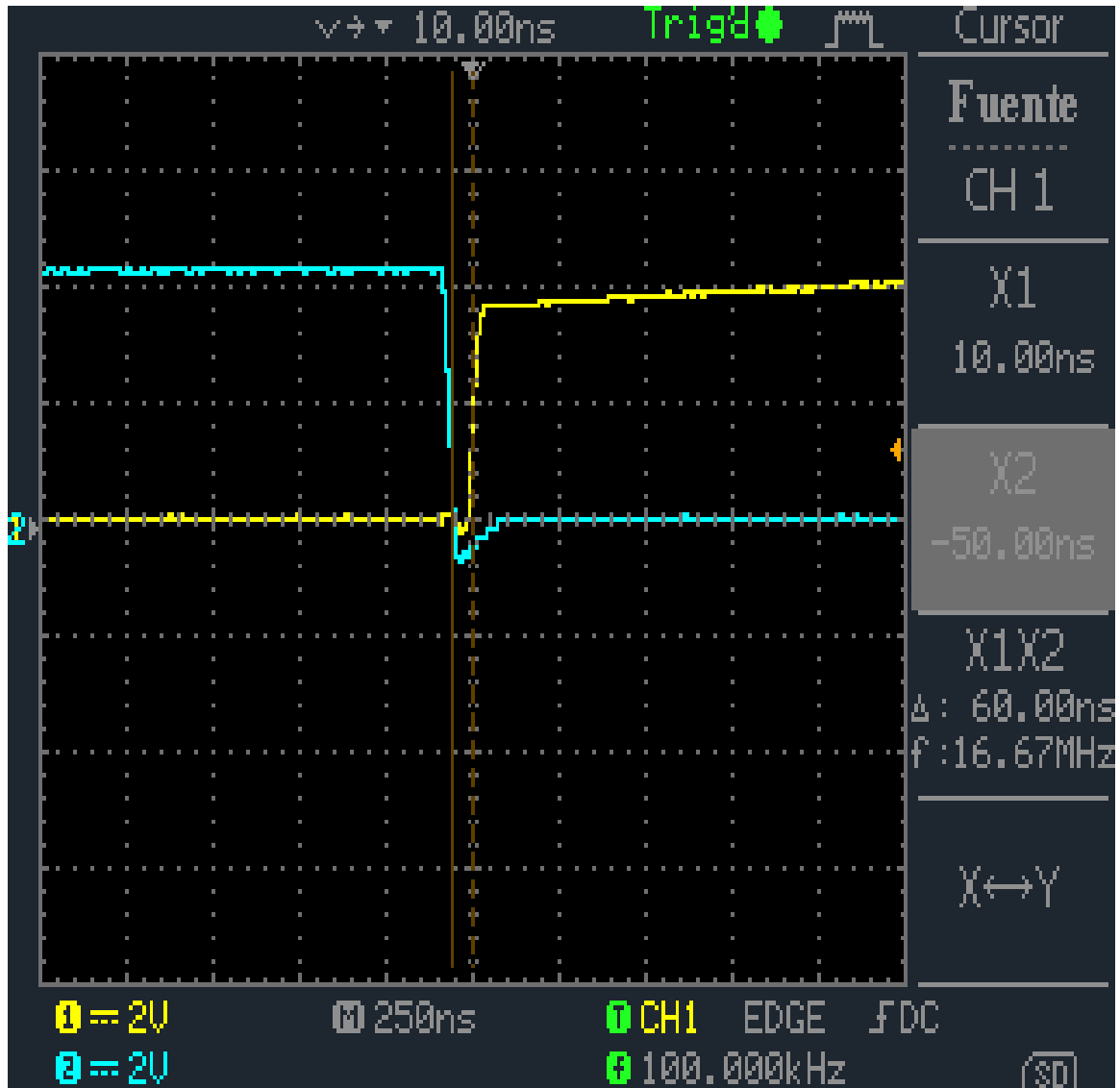
En la figura 32 se puede observar el correcto funcionamiento del PWM: las salidas, una complementaria a la otra, la frecuencia y el ciclo útil esperado.

Figura 32. Señales PWM complementarias



Para evitar cortocircuito en la operación de los interruptores se añadió el tiempo muerto antes mencionado, este tiempo muerto se puede observar en la figura 33.

Figura 33. Tiempo Muerto.



4.2 IMPLEMENTACIÓN DEL TROCEADOR Y RESULTADOS

Con el fin de disminuir las pérdidas y aumentar la eficiencia del troceador reductor multifase se seleccionaron los componentes que tuvieran los mejores parámetros eléctricos, como resultado en la tabla se pueden observar las referencias de los componentes utilizados y la cantidad de estos.

En el Anexo B se muestra el esquemático y el circuito impreso diseñado.

En el Anexo C se especifican los parámetros eléctricos de estos elementos.

Tabla 7. Componentes utilizados implementación troceador.

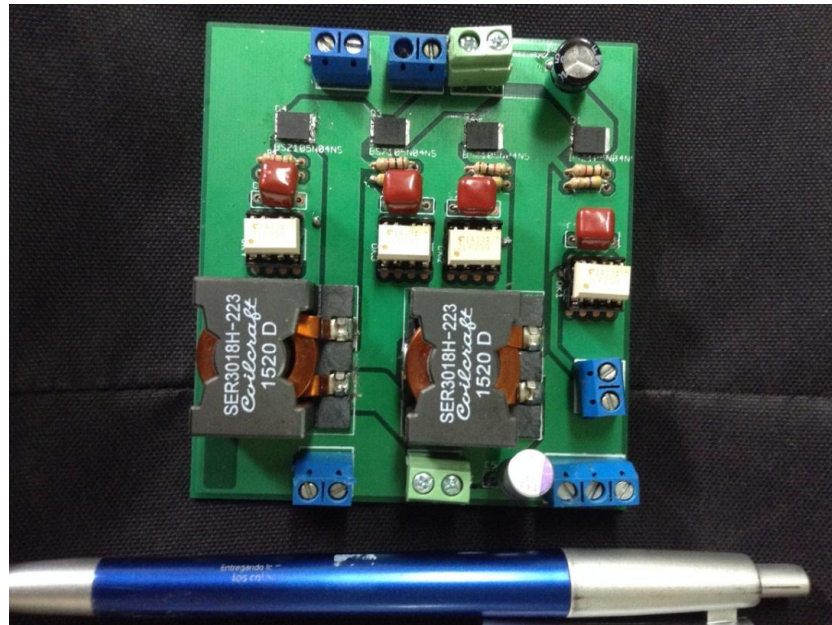
Referencia	Descripción	Cantidad
Q1, Q2, Q3, Q4	Transistor de potencia CSD18509Q5B	4
L	Inductancia SER3018H de 33[uH]	2
C5	Capacitor electrolítico de 27[uF]	1
OK1, OK3, OK3, OK4	Gate Drive TLP250	4
R1, R2, R3, R4	Resistencia 1 [kΩ]	4
R5, R6, R7, R8	Resistencia 4,7 [Ω]	4
C1, C2, C3, C4	Capacitor de tantalio de 1 [uF]	4
C6	Capacitor cerámico de 560 [nF]	1

4.2.1 Circuito impreso. El diseño del circuito del troceador se realizó en 2 capas con el software EAGLE® [9]. En la capa superior se colocaron las pistas con el mayor ancho, dado que por estas va a circular la corriente que pasa por las bobinas y transistores, esta corriente es de valores elevados y los elementos utilizados son superficiales. Al ser de naturaleza superficial, estos componentes poseen una alta disipación al calor por lo tanto no es necesario utilizar un disipador externo.

En la capa inferior van las pistas de menor ancho por donde circulan las señales de activación de cada transistor y van soldados los elementos de inserción del circuito.

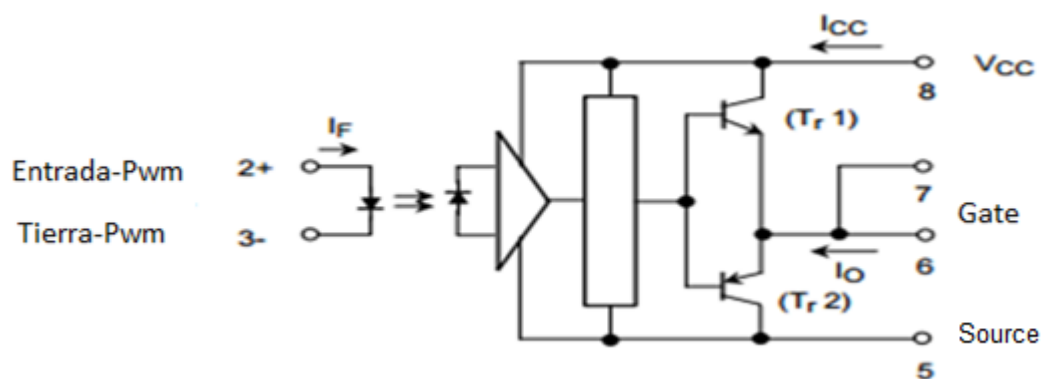
4.2.2 Resultados. En la figura 34. Se observa el circuito final ya implementado.

Figura 34. Circuito impreso implementado del troceador reductor multifase.



Como primera instancia se revisa que la señal de disparo que entra a cada uno de los transistores sea la adecuada, con el fin que este funcione como interruptor cambiando de estados entre corte y triodo. Para esto se empleó un *Gate Driver* de referencia TLP250 para cada transistor.

Figura 35. Circuito Interno del TLP250.



En la figura 35 se observan las conexiones internas del TLP250 cuya función es amplificar la señal proveniente del PWM sirviendo como etapa de potencia amplificadora y como protección al microcontrolador realizando un aislamiento galvánico entre este y el troceador.

Al ser el troceador Síncrono de Dos Fases necesita un sistema de disparo el cual satisfaga el correcto funcionamiento de sus cuatro transistores; Los transistores que van en serie con la fuente de alimentación necesitan un disparo con fuente cuadrada flotante (no referenciada a la tierra del troceador), el cual se realiza conectando la salida de un *driver* (TLP250) entre la compuerta y surtidor de dichos transistores. Los otros dos transistores, que son los que reemplazan a los diodos en la topología asíncrona, también poseen un disparo con fuente de onda cuadrada, las dos referenciadas a la tierra del troceador.

Para evitar que la señal Pwm amplificada se distorsione y pierda su naturaleza de forma cuadra se emplean capacitancias de tantalio de 1[uF] entre la tierra y la polarización de estos *Drivers*. Son seleccionados de tantalio por su capacidad precisa y estable, por su poca caída de tensión y muy baja impedancia a altas frecuencias. A diferencia de los de aluminio que no toleran picos de tensión y se destruyen si se conectan al revés o se exponen a picos de tensión.

Figura 36. Señal de entrada al MOSFET.

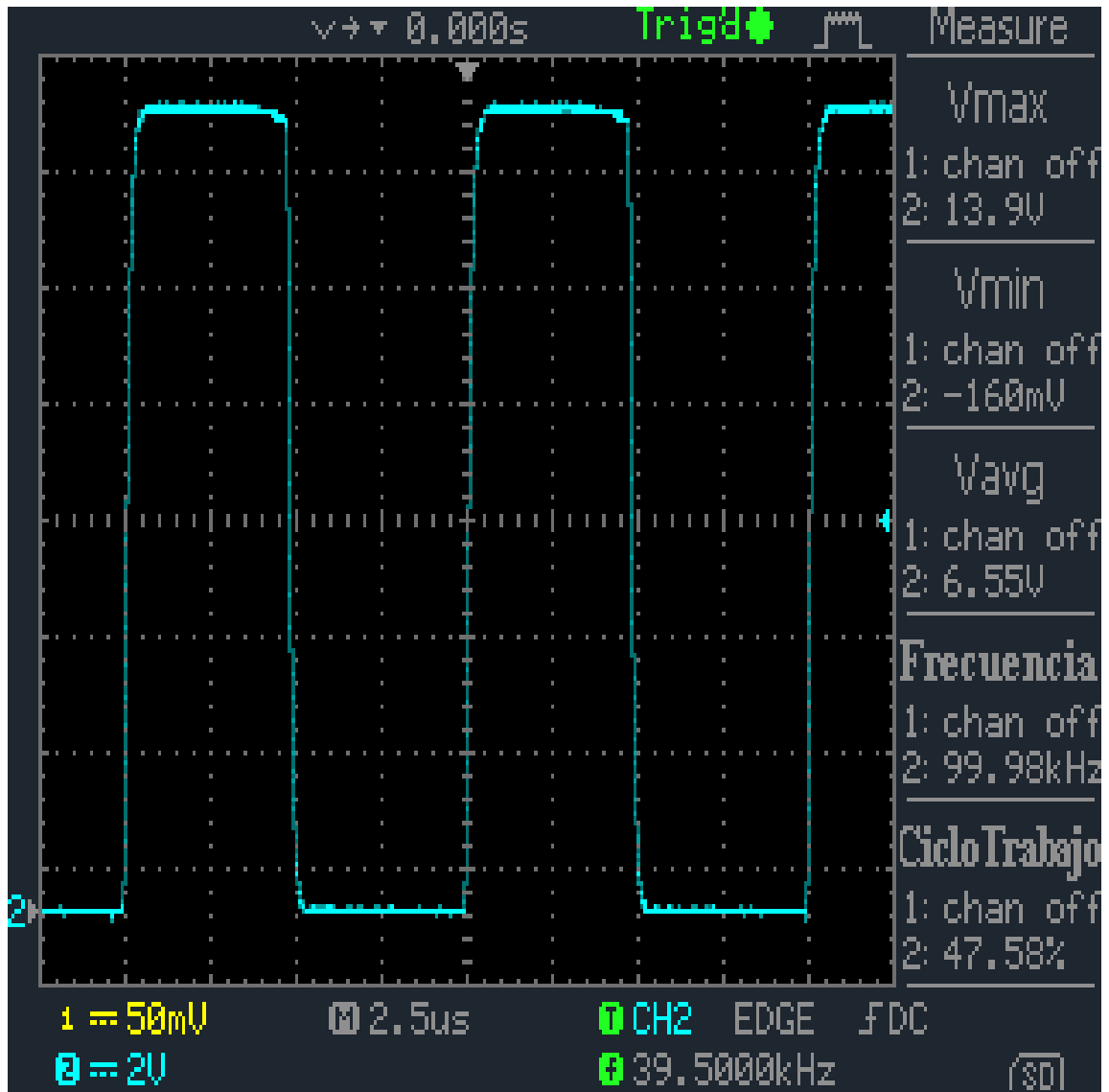
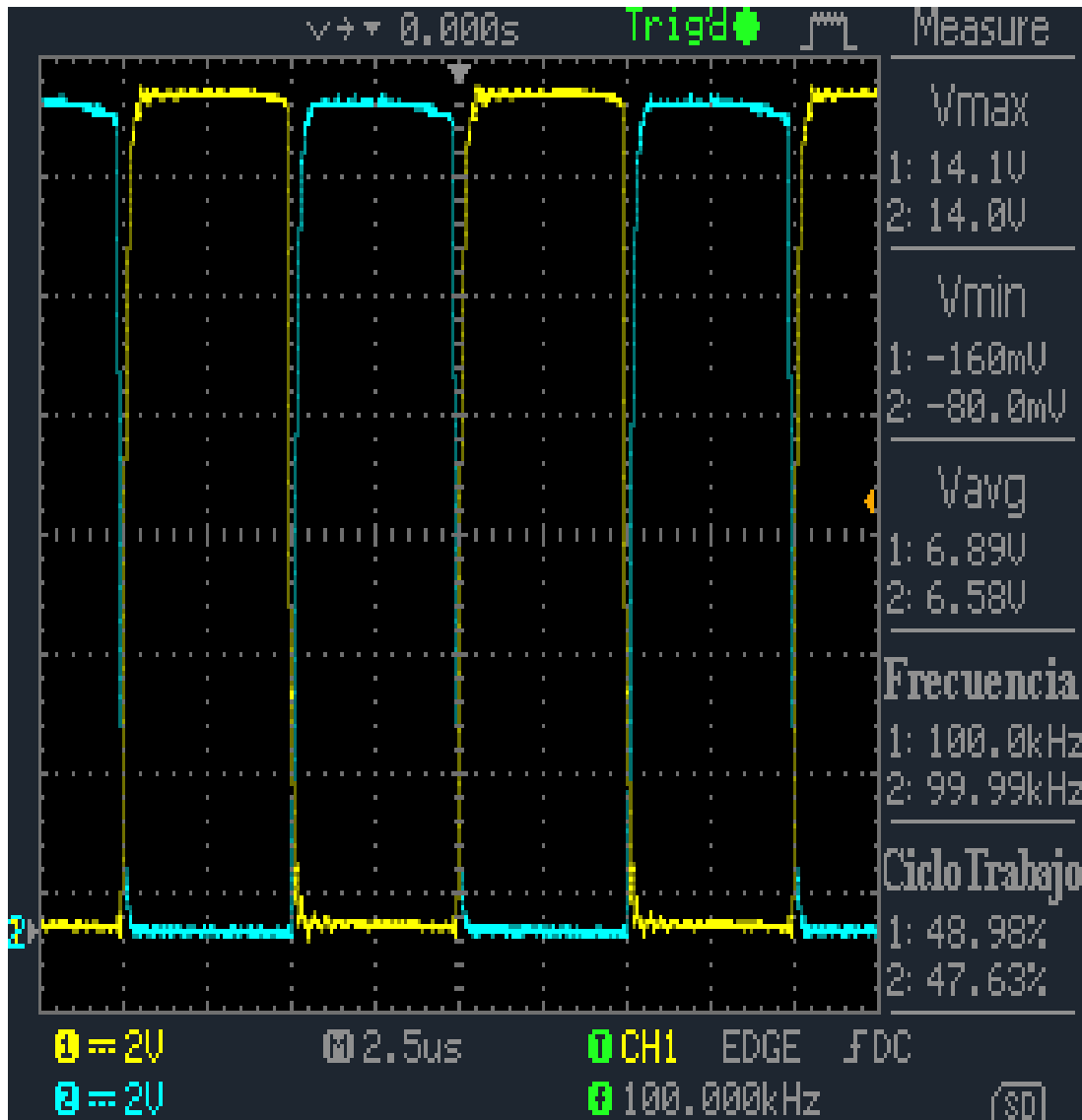
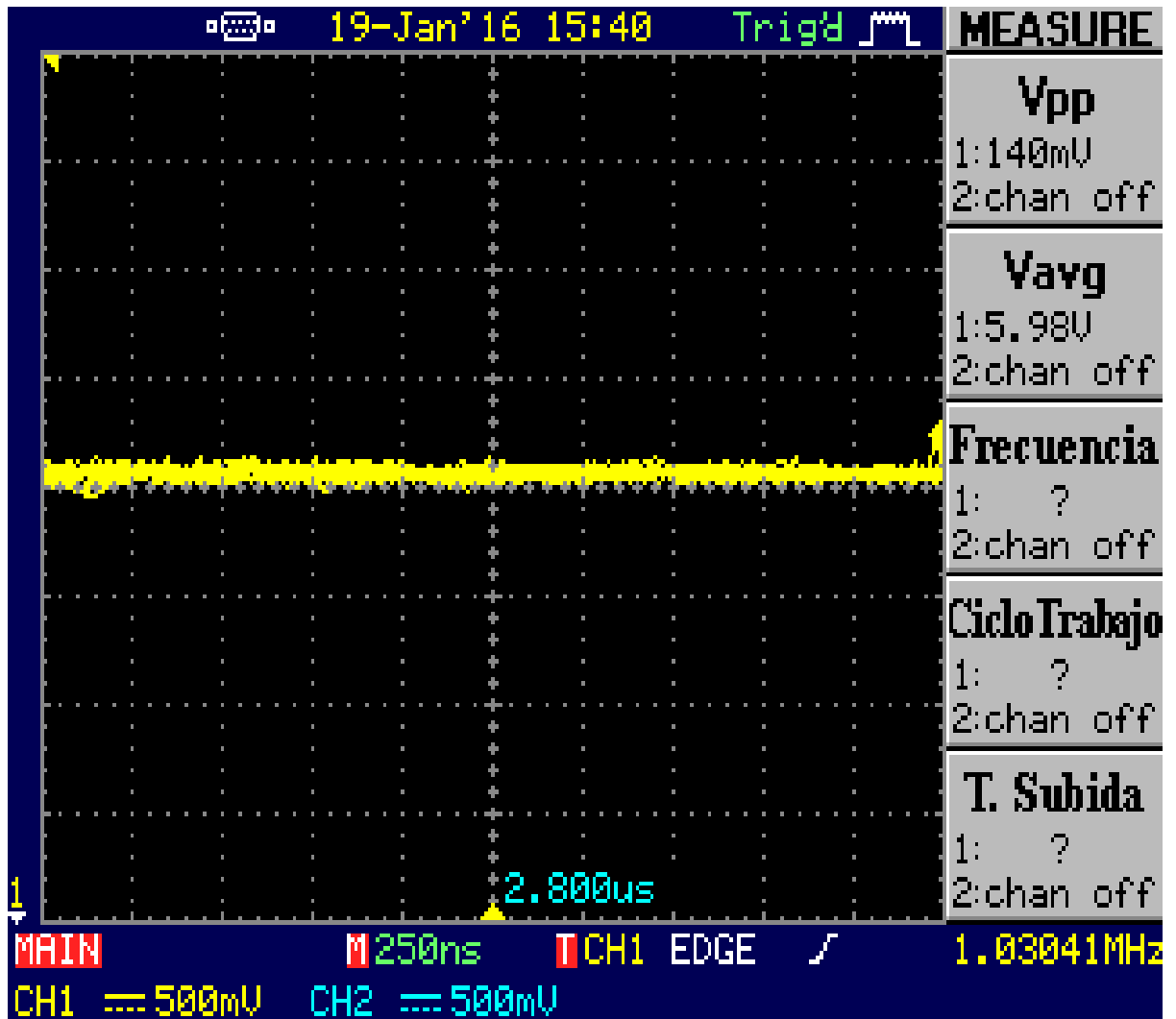


Figura 37. Señal de disparos Complementarios en una fase.



En las figuras 36 y 37 se puede observar que el ciclo de trabajo decae un poco debido a efectos como el tiempo muerto y componentes del circuito.

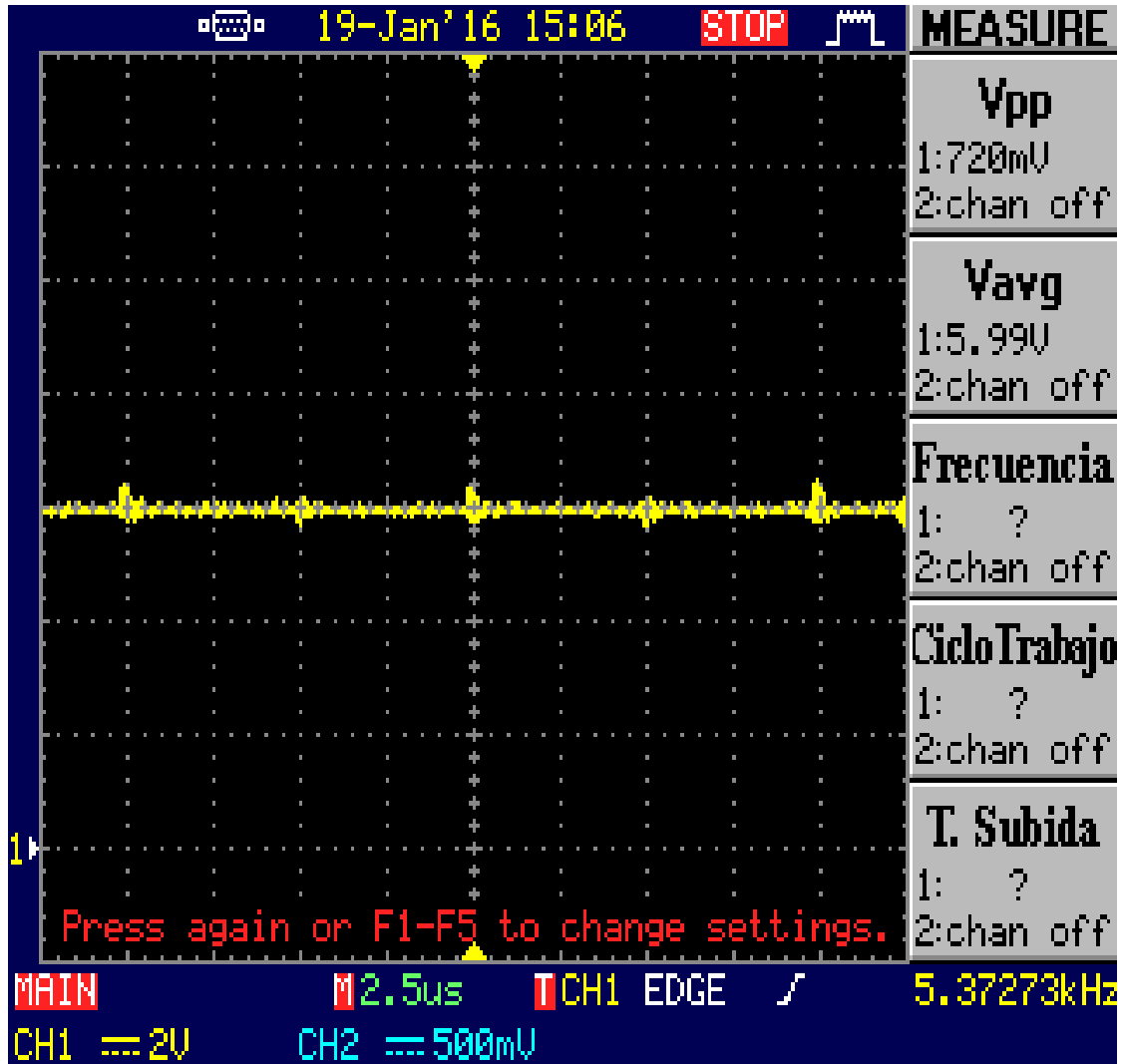
Figura 38. Salida de tensión una fase.



En la figura 38 se observa el troceador en funcionamiento con una sola fase, para una entrada de 12 [V] su salida es 6 [V], esta prueba se puede realizar desconectando una fase en paralelo del troceador.

Al trabajar en una sola fase se aprecia que existe un rizado de tensión mínimo, pero manteniendo la salida continúa esperada.

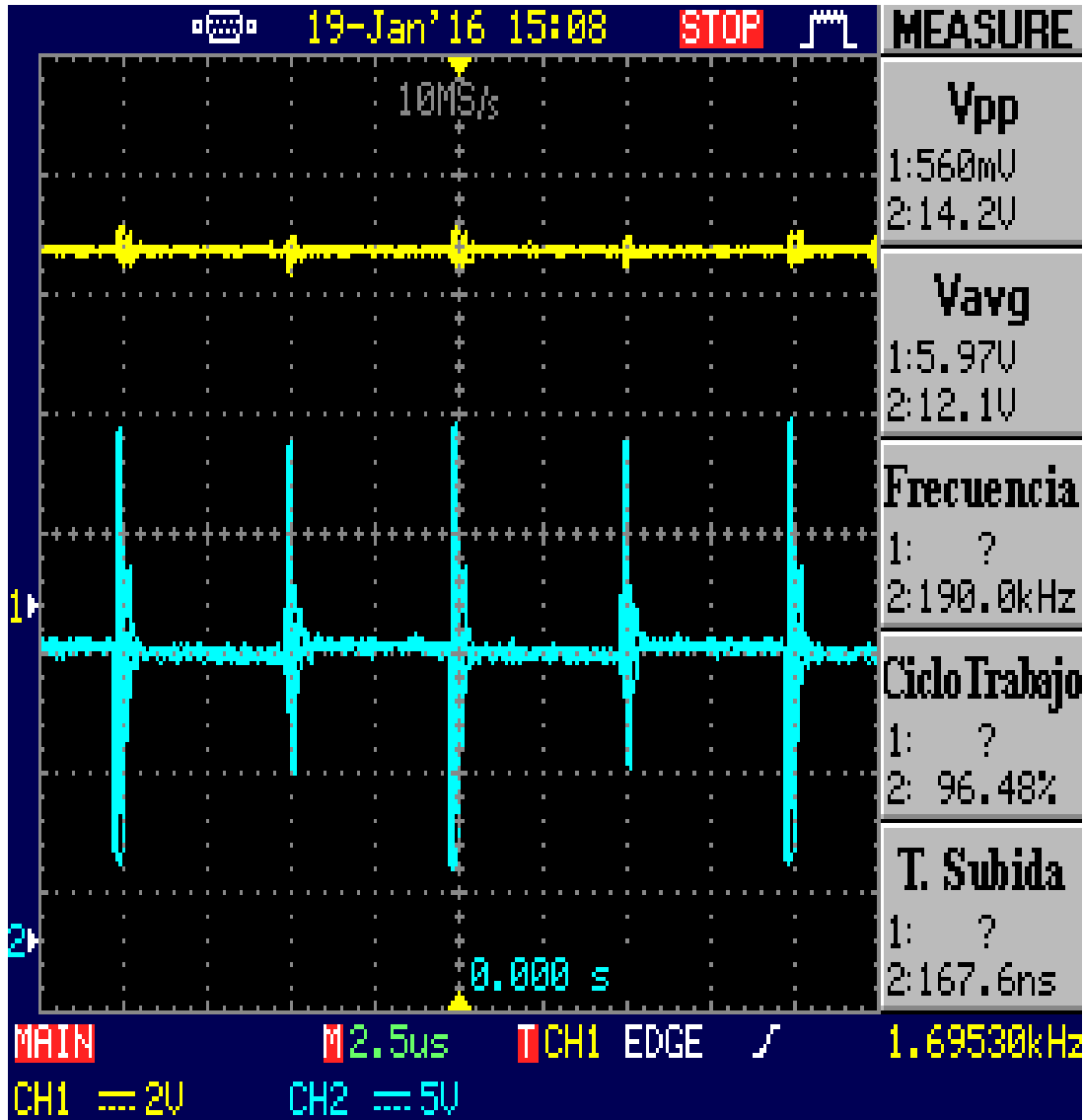
Figura 39. Salida de tensión troceador de dos fases implementado.



En la figura 39 se observa el troceador en funcionamiento, para una entrada de 12[V] su salida es 6 [V], esto valida el diseño planteado inicialmente.

Al ser el troceador de dos fases y trabajando con un ciclo útil del 50% se evidencia la ausencia de rizado de tensión, esto se puede contrastar observando la figura.

Figura 40. Comparación entrada Vs salida de tensión.



En la figura 40 se puede observar una comparación entre la tensión de salida y la tensión de entrada del troceador.

Fue necesario utilizar capacitores de tantalio conectados entre la polarización del troceador, de manera que sirvieran como filtro para limpiar la señal de entrada, esta señal se ve distorsionada por circuitería propia de la fuente utilizada y por ser el troceador un sistema no lineal conmutado.

Se realizaron las siguientes mediciones con dos valores de carga resistiva, esos valores son consignados en la siguiente tabla (Tabla 8):

Tabla 8. Eficiencia troceador de 2 fases.

Carga [Ω]	I_{in} [A]	V_{in} [V]	I_{out} [A]	V_{out} [V]	Eficiencia [%]
1,5	1,73	12	3,4	5,98	97,938343
3,3	0,83	12,01	1,64	6	97,31292
3,9	0,72	12	1,4	6	97,222222
6,8	0,44	12,02	0,83	5,95	93,376569
10	0,28	12	0,45	5,97	79,955357

Se observa que al utilizar cargas resistivas de menores valores la eficiencia elevada se mantiene, debido a que el convertidor conserva un funcionamiento continuo en sus dos fases. Sin embargo, al aumentar significativamente la resistencia de carga en Ω la corriente disminuye, provocando el funcionamiento discontinuo en alguna de sus fases, este comportamiento perjudica el funcionamiento del troceador en consecuencia se ve disminuida la eficiencia.

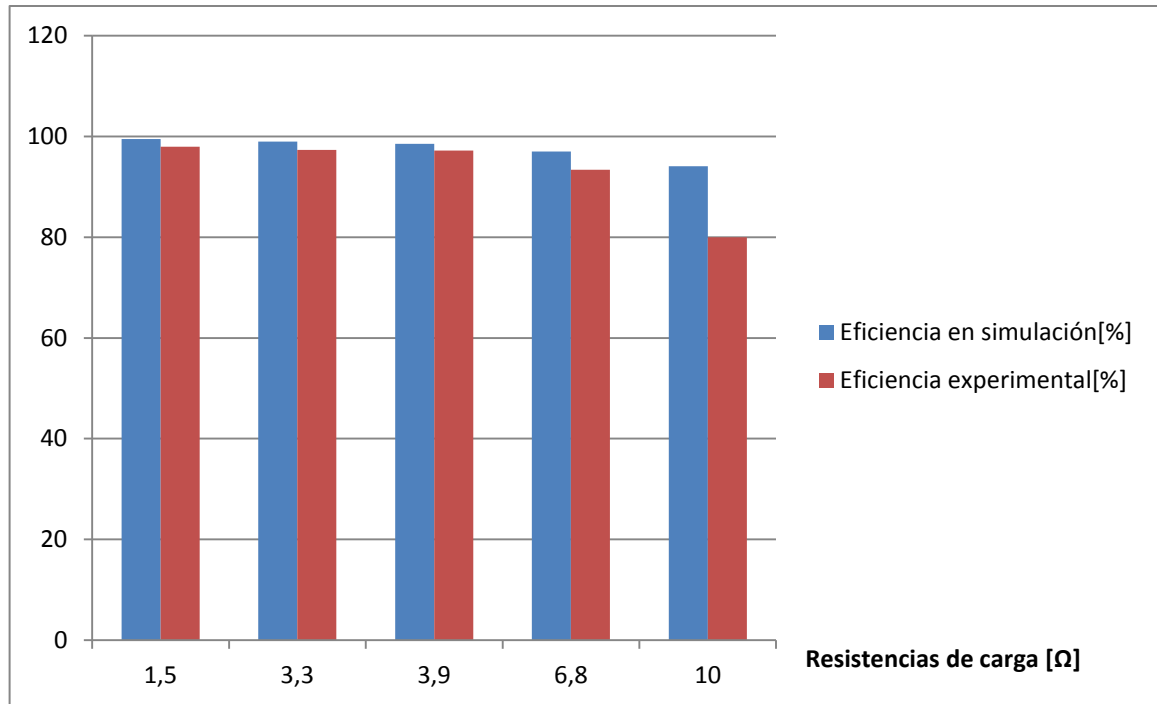
4.3 COMPARACIÓN SIMULACIONES – IMPLEMENTACIÓN

Realizando una comparación de eficiencia mediante simulaciones e implementación, utilizando diferentes cargas resistivas, los resultados son expuestos en la siguiente tabla.

Tabla 9. Comparación eficiencias troceador multifase.

Carga [Ω]	Eficiencia en simulación[%]	Eficiencia experimental[%]	Porcentaje de error [%]
1,5	99,49	97,93	1,57
3,3	98,93	97,3	1,65
3,9	98,5	97,2	1,32
6,8	96,97	93,37	4,74
10	94,05	79,95	14,99

Figura 41. Comparación de eficiencias.



De acuerdo a la tabla 9 y la Figura 41, se observa los resultados obtenidos al realizar la implementación del troceador reductor multifase, estos resultados son comparados con las simulaciones donde se evidencia una similitud.

Las diferencias entre los valores de eficiencia en simulación e implementación, se deben a que el simulador no tiene en cuenta diversos factores como son el ruido, circuitería de la fuente de alimentación, sensibilidad térmica de la carga y los modelos reales de la inductancia y capacitancia utilizados.

5. CONCLUSIONES

- En el presente trabajo se diseñó, simuló e implementó un troceador reductor síncrono de dos fases, en el cual se corroboran resultados favorables en cuanto a la elevada eficiencia (superior al 94%) y el bajo rizado de corriente en la carga.
- Es indispensable realizar simulaciones al momento de establecer un diseño adecuado, dado que estas brindan una referencia de los resultados que se esperan obtener al implementar. De manera que, en este trabajo se ha logrado una similitud entre lo real y lo esperado, lo que se comprueba al obtener un porcentaje de error menor al 2% en la eficiencia.
- Al utilizar dos fases en paralelo en el troceador, se obtiene una tendencia homogénea a la distribución de las corrientes de cada fase haciendo que las pérdidas de potencia en el circuito disminuyan. Dado que se trabaja con un ciclo útil del 50%, el troceador no presenta un rizado de tensión, ni rizado de corriente en la carga.
- Mediante simulación se comprobó que al trabajar en frecuencias bajas, las pérdidas por conmutación disminuyen considerablemente por la física de los transistores; Al utilizar frecuencias elevadas, se consigue reducir el tamaño y valor de la inductancia y la capacitancia; De esta forma, se hace necesario estimar una frecuencia o un intervalo de frecuencias prudente, en la cual se mantenga una relación aceptable entre eficiencia y practicidad al implementar un troceador.

6. RECOMENDACIONES

- Utilizar una técnica de control a lazo cerrado, con el fin de garantizar una salida de tensión o corriente fija, pese a los cambios que pueda presentar la fuente de alimentación a la entrada y la carga.
- Para el funcionamiento óptimo del troceador es fundamental la adecuación justa de un tiempo muerto, evitando cortocircuitos en los transistores y minimizando posibles cambios del ciclo de trabajo.

REFERENCIAS

- [1] R. Damaye, C. Gagne.”*Fuentes dealimentación electrónicas conmutadas*”. Editorial Paraninfo, 1995.
- [2] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. “*Power electronics. Converters, applications and design*”. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [3]. Daniel W. Hart.”*Electrónica de Potencia*”. Segunda Edición. Editorial Prentice Hall. 2001.
- [4] F. Martínez, E. I. Meza, A. Plata “DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN TROCEADOR OPERANDO COMO FUENTE DE CORRIENTE”, Universidad Industrial de Santander, 2013.
- [5] F.Guerrero, F.Manosalva “DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN CONVERTIDOR DC SINCRONO”, Universidad Industrial de Santander, 2012.
- [6] J. Diaz, J. Nossa, J. Aguilar “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC TIPO BUCK EN LAZO ABIERTO”, Universidad de Cundinamarca.
- [7] “Implementación del inversor elevador mono-etapa”, [Internet] Visite: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/meie/herber_r_jj/capitulo3.pdf
- [8] C A. Silva, “Conception and Modeling of a Low-Voltage DC/DC Power Supply in Multiphase Buck- Converter Topology (Board Layout, Measurements and Simulation)” Universidad Industrial de Santander and ÉcoleSupérieure de Chimie Physique Électronique de Lyon. Munich, Germany, 2003.

[9]. OrCADLayout® Comenzando, OrCADDesign Network (ODN), segunda edición. Disponible en línea: http://ocw.bib.upct.es/pluginfile.php/8090/mod_resource/content/1/LAYGS90E.pdf

[10] Cadsoft, 1999. Eagle Manual 2^o Edition for Version 4.0 and later.

[11] PACHECO, Arnoldo. “Análisis de pérdidas del convertidor Buck síncrono para aplicaciones móviles”, México, Morelos, 2007, 110 h. Tesis de Maestría en Ciencias, Departamento de Ingeniería Electrónica. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.

[12] VILCHIS, Juan Carlos. “Análisis de estructuras multifases para mejorar la eficiencia en convertidores Buck síncronos para la tecnología LPIA-INTEL”, México, Morelos, 2009, 116 h. Tesis de Maestría en Ciencias, Departamento de Ingeniería Electrónica. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.

[13] Robert Warren Erickson y Dragan Maksimovid, “Fundamentals of PowerElectronicsSecondEdition”, Apéndice A, Edit. KluwerAcademicPublishers, 2001.

[14] S. Martínez, J.A. Gualda. “*Electrónica de potencia. Componentes, topologías y equipos*”. Thomson editores. UNED, 2006.

[15] Horacio Visairo Cruz.” Convertidores CD_CD para aplicaciones de baja tensión”. [Centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico]. [Cuernavaca, Morelos][2004].

[16] Kikadmanual,GPL PCB Suite for Linux and Windows.

[17] “Fuentes de alimentación” [Internet] Visite:

http://www.sase.com.ar/2011/files/2010/11/SASE2011-Fuentes_de_alimentacion.pdf

[18] Tohisba “Hoja de datos TLP250” [Internet] Visite: <http://web.itu.edu.tr/yildiri1/mylibrary/data/tlp250.pdf>.

[19] C. K. Alexander, M. N. O. Sadiku, “Fundamentos de circuitos eléctricos”, tercera edición, McGraw-Hill, 2006.

[20] “Topology Improvement for Multiphase VRMs”, [Internet] Visite: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-03092002-004940/unrestricted/Chapter2.pdf>

BIBLIOGRAFIA

C. K. Alexander, M. N. O. Sadiku, "Fundamentos de circuitos eléctricos", tercera edición, McGraw-Hill, 2006.

Daniel W. Hart." Electrónica de Potencia". Segunda Edición. Editorial Prentice Hall. 2001.

N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. "*Power electronics. Converters, applications and design*". John Wiley&Sons, Inc., 2003.

ANEXOS

ANEXO A. ANÁLISIS DE PÉRDIDAS EN CONVERTIDORES MULTIFASE

A continuación se presentan las diferentes pérdidas de potencia en cada uno de los componentes del circuito. Se muestran las pérdidas generadas debidas a los dispositivos semiconductores y los componentes pasivos.

Las pérdidas de potencia se dividen en tres categorías:

- Las pérdidas por conducción dependientes de la carga: Se deben a la resistencia de encendido del transistor, resistencia en el devanado del inductor y resistencia en serie a la capacitancia.
- Las pérdidas de conmutación dependientes de la frecuencia: debidas a la carga y descarga del capacitor, y perdidas en el transistor durante la conmutación.
- Las pérdidas fijas: corrientes de fuga del transistor, diodo, etc.[11], [12].

A.1 Pérdidas de potencia en el MOSFET superior

Las pérdidas de potencia en cada uno de los interruptores se componen de tres partes, como se muestra en (A.1)

$$P_{total} = P_{conduccion} + P_{conmutacion} + P_{adicionales} \quad (A1)$$

Las pérdidas de potencia por conducción se determinan por la corriente *rms* que circula a través del canal *n* del MOSFETS1 y la resistencia de encendido *RDS (on)*. Las pérdidas por conducción en S1 son:

$$P_{conduccion} = I_{rms\ S1}^2 * R_{Ds(on)} \quad (A2)$$

Donde

$$I_{rms\ s1} = \sqrt{D * \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (A3)$$

Las pérdidas de conmutación en el interruptor superior están determinadas por las cargas de las capacitancias parasitas en el MOSFET, durante el encendido y el apagado del MOSFET se originan grandes pérdidas de potencia durante la transición de encendido y se determina por la siguiente expresión:

$$P_{SW S1(off)} = \frac{V_{in} * I_o * Q_{sw}}{2} * \left(\frac{1}{I_{g(on)}} + \frac{1}{I_{g(off)}} \right) * f_s (A4)$$

Donde $I_{G(on)}$ es la corriente de compuerta durante el encendido, $I_{G(off)}$ es la corriente de compuerta durante el apagado y Q_{sw} es la carga durante la conmutación. Por otra parte, las pérdidas adicionales en el MOSFET superior se componen de

$$P_{adicionales} = P_g + P_{Drive S1(on)} + P_{Drive S1(off)} + P_{Coss} (A5)$$

Donde P_g son las pérdidas por la carga y descarga de la capacitancia de entrada; y P_{Coss} son las pérdidas debidas a la carga de la capacitancia de salida del MOSFET.

A.2 Pérdidas de potencia en el MOSFET inferior

Es necesario incluir tiempos muertos en la señal de control para evitar problemas de traslape durante el encendido y apagado de los interruptores controlado $S1$ y $S2$.

$$P_{conduccion} = I_{rms S2}^2 * R_{Ds(on)} (A6)$$

Donde

$$I_{rms S2} = \sqrt{1 - D - (T_{d1} + T_{d2}) * f_s * \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} (A7)$$

Durante los tiempos muertos la corriente en el inductor circula a través del diodo parásito de $S2$ y las pérdidas por conducción en este diodo son:

$$P_{diodo} = V_{fr} * I_0 * (T_{d1} + T_{d2}) * f_s (A8)$$

Las pérdidas de conmutación durante el encendido y el apagado del S2, realmente no generan pérdidas de potencia.

Por último, las pérdidas debidas a la capacitancia de salida de S2 se componen de:

$$P_{coss} = \frac{1}{2} * Q_{oss} * V_{in} * f_s (A9)$$

El valor de la carga de salida Q_{coss} es suministrada en la ficha técnica del fabricante.

A.3 Pérdidas en el capacitor

Las pérdidas en el capacitor se deben principalmente a la resistencia serie equivalente (R_c) del capacitor y está definida como sigue:

$$P_{cap} = I_{Crms}^2 * R_c (A10)$$

$$I_{Crms} = \frac{\Delta I_{L(on)}}{12} (A11)$$

A.4 Pérdidas en el inductor

En el inductor, se presentan, principalmente, dos tipos de pérdidas, pérdidas por la conducción de la resistencia de los devanados y pérdidas en el núcleo del inductor, pero para este caso éstas últimas son despreciables. Las pérdidas por conducción están dadas por:

$$P_{ind} = I_{Lrms}^2 * R_L (A12)$$

La corriente en el inductor está formada por varias secciones: conducción de S1, tiempo muerto, conducción de S2 y discontinuidad. Por lo tanto, para calcular la

corriente eficaz a través del inductor se utilizó el método “por segmentos” para una forma de onda periódica compuesta por n segmentos. [13].

La expresión obtenida para la corriente rms en el inductor está dada por:

$$I_{Lrms} = \sqrt{D * U_1 + D_{d1} * U_{d1} + D_2 * U_2 + D_2 * U_{d2}} \quad (A13)$$

Donde:

$$U_1 = \frac{1}{3} * (I_1^2 + I_1 * I_2 + I_2^2)$$

$$U_{d1} = \frac{1}{3} * (I_1^2 + I_2 * I_3 + I_3^2)$$

$$U_2 = \frac{1}{3} * (I_3^2 + I_3 * I_4 + I_4^2)$$

$$U_{d2} = \frac{1}{3} * (I_4^2 + I_4 * I_1 + I_1^2)$$

A.5 Cálculo de la eficiencia

El cálculo de la eficiencia se hace multiplicando 100 por el cociente de la potencia de salida (P_o) entre la potencia de entrada la cual se evalúa sumando las pérdidas en el convertidor a la potencia de salida, la eficiencia del convertidor es:

$$ef(\%) = \frac{100 * P_o}{P_o + P_{perdidas}} \quad (A14)$$

Las pérdidas del convertidor están dadas por la suma de las pérdidas en cada elemento:

$$P_{perdidas} = P_{s1} + P_{s2} + P_L + P_C \quad (A15)$$

Para el caso del convertidor reductor multifase, se suman las pérdidas de las N fases más las pérdidas del capacitor de salida:

$$P_{multifase} = N * (P_{s1} + P_{s2} + P_L + P_{adicionales}) + P_C \quad (A16)$$

El cálculo de la eficiencia total, a partir de la potencia de cada fase es:

$$ef(\%) = \frac{100 * P_o * N}{P_o * N + P_{multifase}} \quad (A17)$$

De acuerdo a las fórmulas presentadas previamente, se puede comentar que los componentes pasivos presentan, principalmente, pérdidas por conducción dependientes de sus ESR (resistencias serie equivalentes) y de la corriente de salida.

Por otro lado, los interruptores presentan también pérdidas por conducción dependientes de la corriente de salida, pero además, las pérdidas por conmutación (incluyendo las pérdidas en la compuerta) son dependientes de la frecuencia de conmutación y no de la corriente de salida. [11]

ANEXO B. ELABORACIÓN DEL CIRCUITO IMPRESO

Para este trabajo se realizaron 2 circuitos impresos, el circuito de control PWM y el troceador multifase reductor.

B1. Circuito impreso control Pwm.

Figura 42. Esquemático en Kikad del circuito PWM.

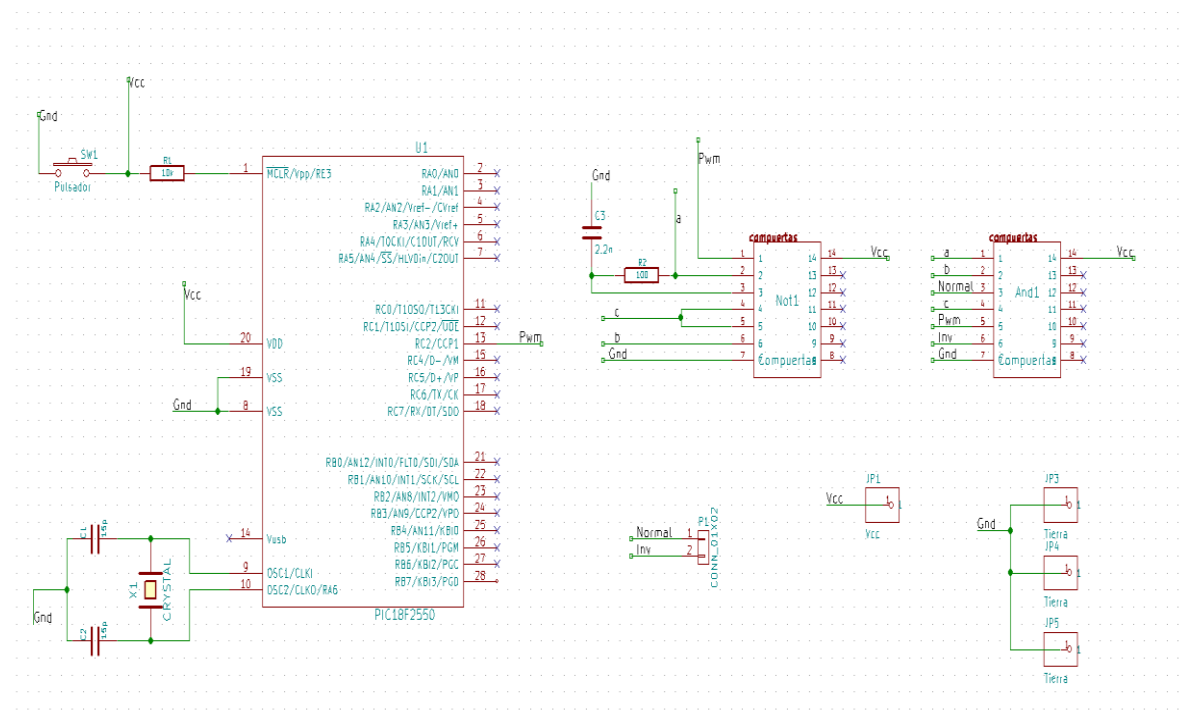
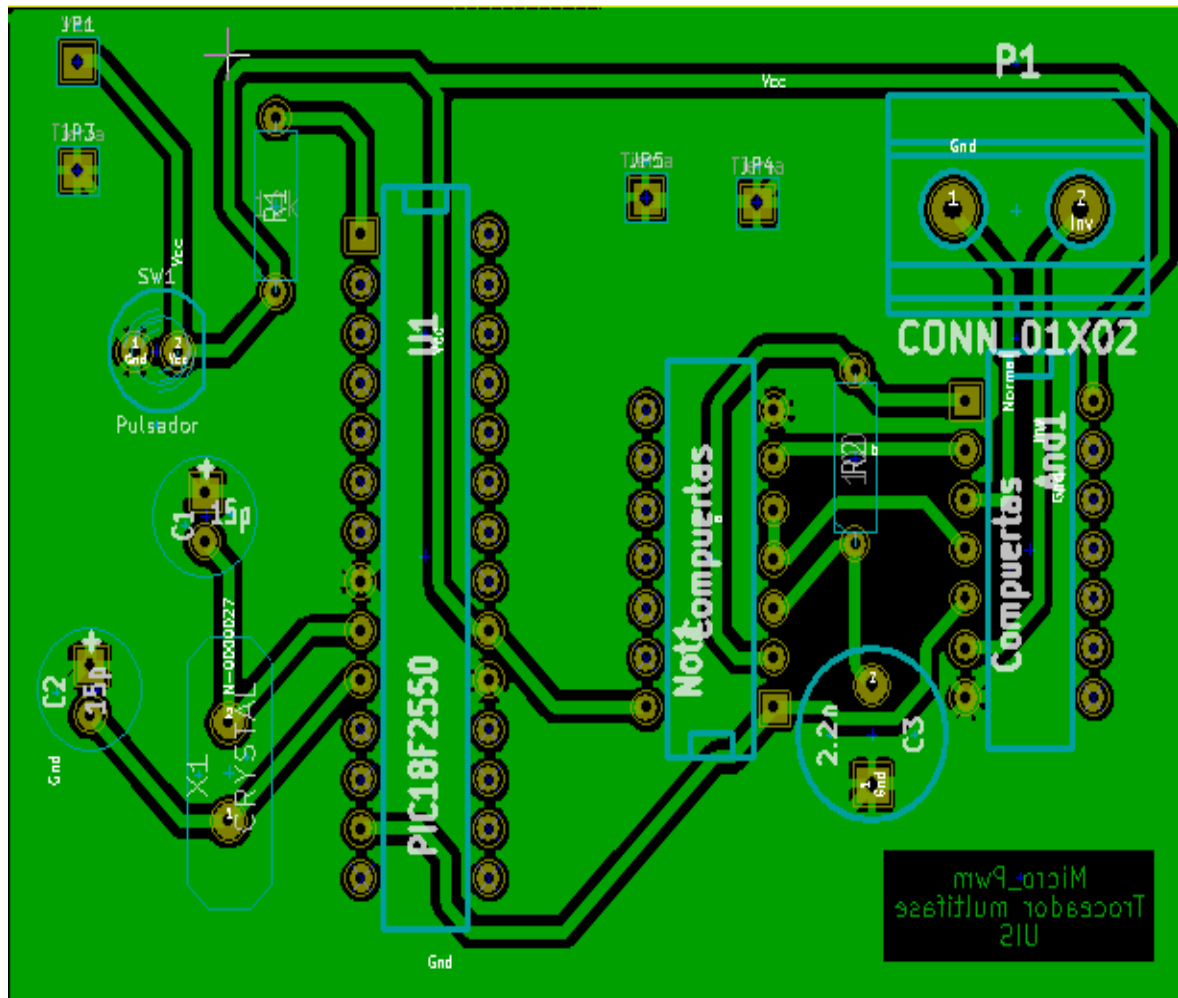


Figura 43. Circuito impreso del PWM y tiempo muerto.



En la figura 43 se puede observar el circuito impreso de control PWM, para realizar el diseño y enrutador de este se utilizó el programa Kikad.

B2. Circuito impreso troceador reductor multifase.

El circuito impreso se diseña a través del software Eagle; en el cual se procuran caminos gruesos para las pistas con el fin de soportar la corriente mínima establecida, la cual es de 3 Amperes y un máximo de 12A.

Figura 44. Cara superior del circuito impreso del troceador.

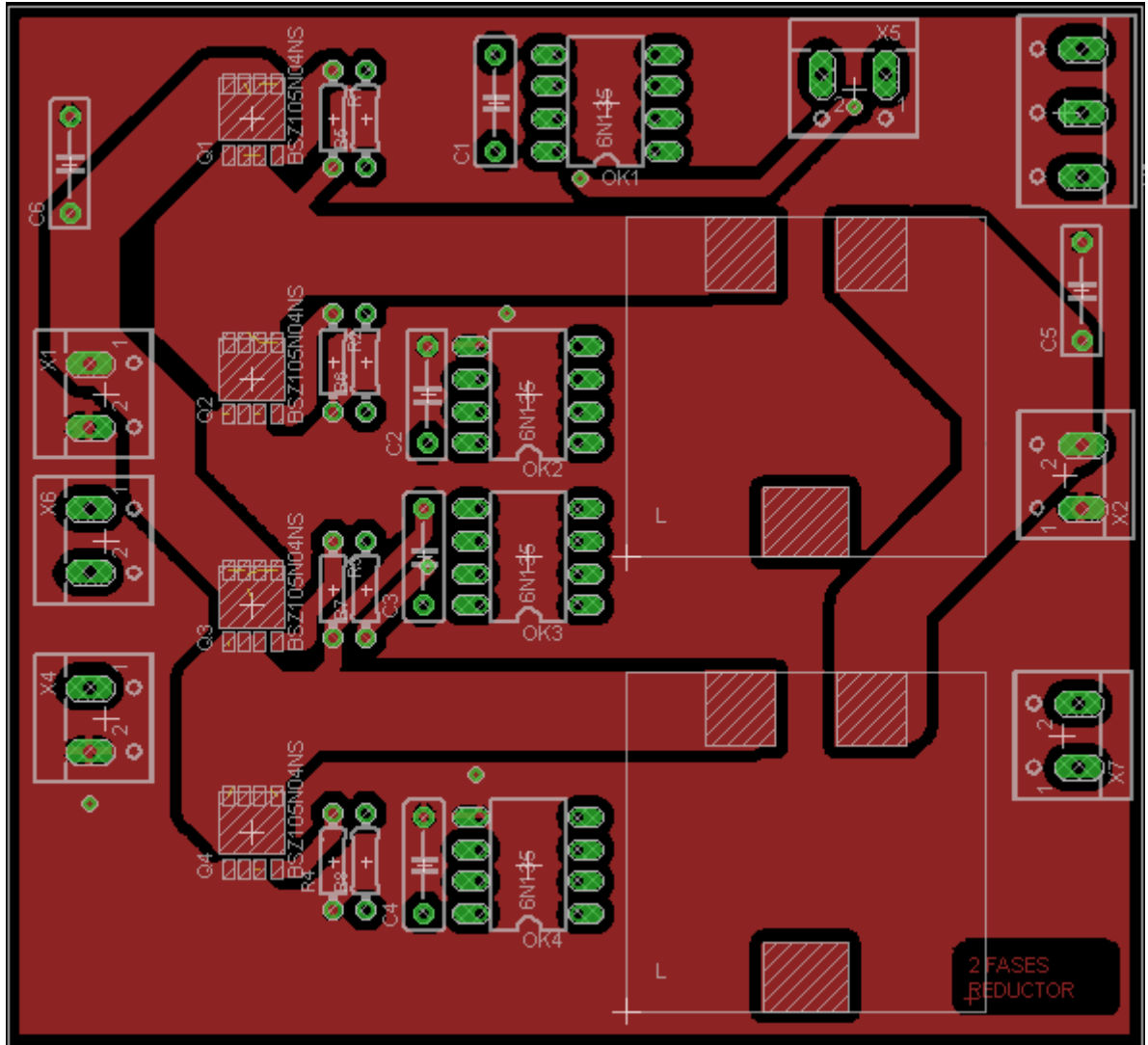


Figura 45. Cara inferior circuito impreso del troceador.

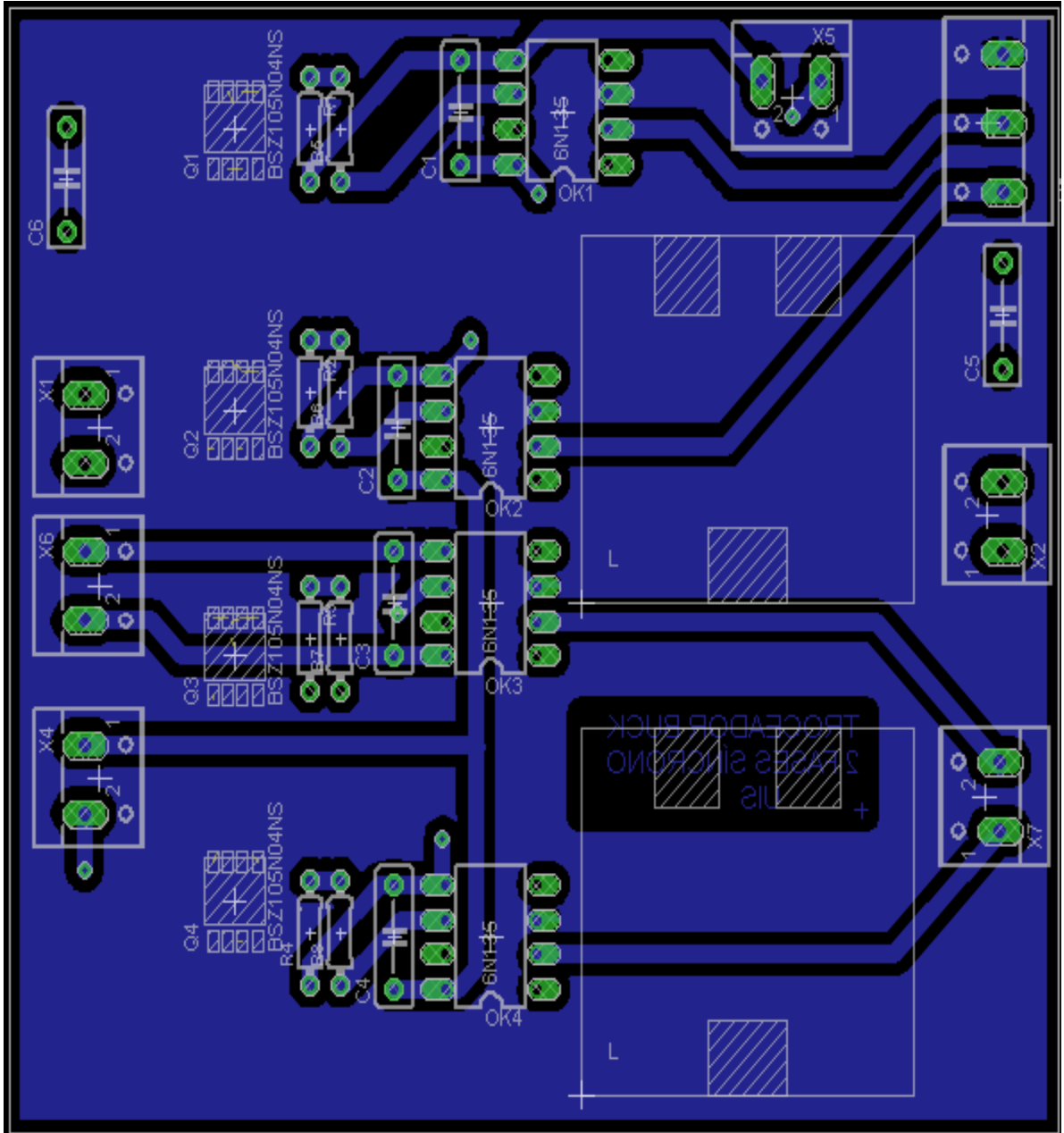
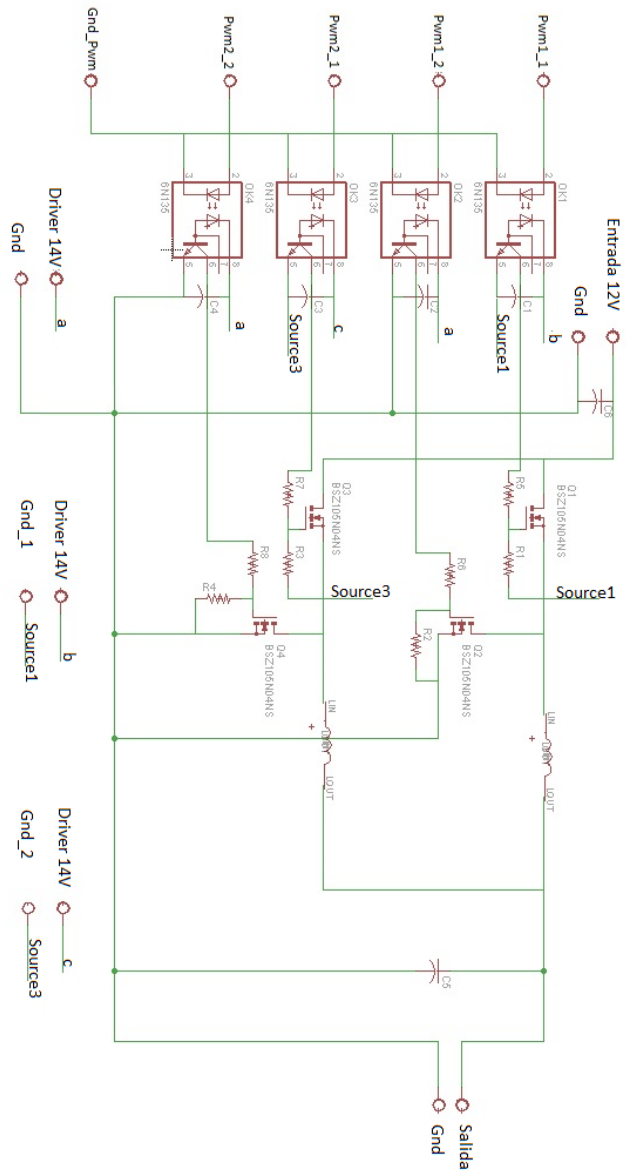


Figura 46. Circuito de diseño impreso troceador.



ANEXO C. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE LOS ELEMENTOS DEL PROTOTIPO.

Tabla 10. Características del MOSFET CSD18509Q5B

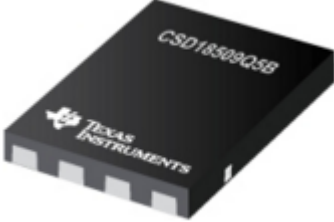
Parámetro	Valor	Empaquetado
Voltaje drenador–surtidor V_{DSS}	40[V]	
Corriente en drenador I_d	299 [A]	
Capacitancia de entrada C_{iss}	10700 [pF]	
Capacitancia de salida C_{oss}	821 [pF]	
Resistencia de conducción $R_{DS(on)}$	1[m Ω] @ $V_{GS}= 10[V]$	
Frecuencia de conmutación	1[MHz]	

Tabla 11. Características del Inductor SER3018H.

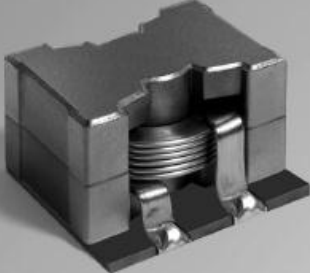
Parámetro	Valor	Empaquetado
Inductancia	33 [μ H]	
Resistencia Equivalente ESR	2.5 [m Ω]	
Corriente máxima I_{max}	28[A]	
Frecuencia	10[MHz]	

Tabla 12. Características del Capacitor.



Parámetro	Valor	Empaquetado
Capacitancia	27 [μ F]	
Resistencia Equivalente ESR	3.1 [m Ω]	
Voltaje	20[V]	

Tabla 13. Características del Driver TLP250.

Parámetro	Valor	Empaquetado
Voltaje alimentación V_{in}	10-35 [V]	
Corriente de salida máxima	1.5[A]	
Rango de temperatura	25-125[$^{\circ}$ C]	