

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE



Facultad de Ingeniería en Ciencias Aplicadas  
Carrera de Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico

## **IMPLEMENTACIÓN DE UNA CELDA DE UN CONVERTIDOR MULTIPHASE BUCK.**

Trabajo de grado presentado ante la Universidad Técnica del Norte previo a la obtención del título de grado de Ingeniero en Mantenimiento Eléctrico.

Autor:

Bryan Steeve Barahona Valencia.

Director:

PhD. Miguel Emilio Vivert del Pino

Ibarra - Ecuador

2022



# UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

## BIBLIOTECA UNIVERSITARIA

### AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

#### IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO			
<b>CÉDULA DE IDENTIDAD:</b>	1005105943		
<b>APELLIDOS Y NOMBRES:</b>	Barahona Valencia Bryan Steeve		
<b>DIRECCIÓN:</b>	Urbanización el Valle- Otavalo		
<b>EMAIL:</b>	bsbarahonav@utn.edu.ec		
<b>TELÉFONO FIJO:</b>	2 520 586	<b>TELÉFONO MÓVIL:</b>	0959099383


DATOS DE LA OBRA	
<b>TÍTULO:</b>	Implementación de un convertidor Multiphase Buck
<b>AUTOR (ES):</b>	Barahona Valencia Bryan Steeve.
<b>FECHA: DD/MM/AAAA</b>	25/04/2022
<b>SOLO PARA TRABAJOS DE GRADO</b>	
<b>PROGRAMA:</b>	<input checked="" type="checkbox"/> <b>PREGRADO</b> <input type="checkbox"/> <b>POSGRADO</b>
<b>TITULO POR EL QUE OPTA:</b>	Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico
<b>ASESOR /DIRECTOR:</b>	PhD. Miguel Emilio Vivert del Pino

## CONSTANCIAS

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se la desarrolló, sin violar derechos de autor de terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume la responsabilidad sobre el contenido de la misma y saldrá en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, a los 25 días del mes de abril del 2022.

**EL AUTOR:**



Barahona Valencia Bryan Steeve.

1005105943

## ACEPTACIÓN DEL DIRECTOR

**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**

**FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS**

### **CERTIFICACIÓN DEL DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO**

Yo, Miguel Emilio Vivert Del Pino en calidad del tutor del señor estudiante Bryan Steeve Barahona Valencia certifico que ha culminado con las normas establecidas en la elaboración del trabajo de investigación titulado: **"IMPLEMENTACIÓN DE UNA CELDA DE UN CONVERTIDOR MULTIPHASE BUCK"**.

Para obtención del título de ingeniero en Mantenimiento Eléctrico, aprobado la defensa, impresión y empastado.



---

MSc. Miguel Vivert Del Pino  
**DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO**

## **DEDICATORIA**

El siguiente trabajo de grado se lo dedico indudablemente a mis padres, porque han sido el pilar y la base fundamental para cada uno de mis logros, ya que gracias a su esfuerzo y dedicación diaria siempre estuvieron pendientes de mi educación.

A mis hermanos menores Josue, Jean Pierre y Francis, quienes siempre fueron mi inspiración para continuar y superarme en el día a día de mi vida universitaria.

A mis compañeros y amigos de clase, que, en el trayecto de vida estudiantil, me supieron compartir sus conocimientos, además de muchos momentos de alegría y tristeza.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco inmensamente a Dios, quien ha iluminado y ha forjado mi camino por el bien, así como también supo darme las fuerzas necesarias para poder culminar con mis estudios.

A mi familia una vez más, por haber sido siempre mi apoyo incondicional en cada etapa de mi vida.

De una manera muy especial deseo expresar mi más sincera gratitud a mi tutor PhD. Miguel Vivert, que gracias a su gran nivel de vocación y profesionalismo en su materia supo guiarme de la mejor manera en la ejecución de este trabajo de grado.

Y por último a la Universidad Técnica del Norte, por abrirme sus puertas y brindarme todas las vivencias a lo largo de mi carrera universitaria, así como también a los docentes por compartirme sus conocimientos amplios.

## RESUMEN

En los últimos años la producción de energía eléctrica, por medio de energías renovables ha ido avanzando mucho, apareciendo así conmutadores de estado sólido y equipos de conversión de energía esto con la intención de disminuir el consumo de combustibles fósiles y mitigar la producción de gases de efecto invernadero. Una de las ramas más beneficiadas con el desarrollo de tecnología es la electrónica de potencia materia la cual permite realizar el control de corriente y tensión de diferentes equipos.

Los convertidores DC-DC tienen por objetivo tener una tensión de salida regulada según los requerimientos independientemente; existen tres tipos de topologías dentro de estos convertidores que van variando según la necesidad y estos son: convertidor buck, convertidor boost y convertidor buck-boost.

En este trabajo de grado nos enfocaremos en el convertidor Buck ya que es el tema principal de nuestra investigación y practica; básicamente este tipo de convertidor tiene como objetivo principal la obtención de una tensión de salida de menor valor con respecto a la tensión de entrada por medio de conmutadores controlados, los cuales se conmutan periódicamente por ancho de pulsos es importante mencionar también que este tipo de convertidor trabajar con una corriente de salida elevada.

Uno de los principales obstáculos para el montaje de estos convertidores es el elevado costo y en ciertos casos las pérdidas de conmutación que son producidas por los semiconductores, es por esto que investigadores han desarrollado nuevas topologías y técnicas de modulación convenientes para el correcto funcionamiento de los semiconductores a altas corrientes y niveles elevados de tensión.

Palabras clave: convertidor, reductor, buck, multiphase, multinivel, corriente, tensión, controlador, nivel, elevador, distribución, pérdidas, conmutación, periódica, onda, ancho de pulsos, modulación, señal.

## ABSTRACT

In recent years, the production of electrical energy, through renewable energies, has been advancing a lot, thus appearing solid-state switches and energy conversion equipment, this with the intention of reducing the consumption of fossil fuels and mitigating the production of greenhouse gases. greenhouse effect. One of the branches that has benefited the most from the development of technology is material power electronics, which allows the control of current and voltage of different equipment.

The DC-DC converters aim to have an output voltage regulated according to the requirements independently; There are three types of typologies within these converters that vary according to need and these are: buck converter, boost converter and buck-boost converter.

In this degree work we will focus on the Buck converter since it is the main topic of our research and practice; Basically, this type of converter has as its main objective the obtaining of an output voltage of lower value with respect to the input voltage by means of controlled switches, which are switched periodically by pulse width. It is also important to mention that this type of converter work with a high output current.

One of the main obstacles for the assembly of these converters is the high cost and in certain cases the commutation losses that are produced by the semiconductors, which is why researchers have developed new topologies and suitable modulation techniques for the correct operation of the converters. semiconductors at high currents and high voltage levels.

Keywords: converter, reducer, buck, multiphase, multilevel, current, voltage, controller, level, booster, distribution, losses, switching, periodic, wave, pulse width, modulation, signal.

## TABLA DE CONTENIDOS

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA .....	II
CONSTANCIAS .....	III
ACEPTACIÓN DEL DIRECTOR .....	IV
DEDICATORIA .....	V
AGRADECIMIENTO .....	VI
RESUMEN .....	VII
ABSTRACT .....	VIII
INTRODUCCIÓN .....	XIV
A.1 CONTEXTUALIZACIÓN .....	XIV
A.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....	XV
A.3 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA .....	XVI
A.4 JUSTIFICACIÓN .....	XVI
A.5 ALCANCE .....	XVI
A.6 OBJETIVO GENERAL .....	XVII
A.7 OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	XVII
CAPÍTULO 1 .....	1
Marco Teórico .....	1
1.1 Convertidores de potencia .....	1
1.1.1 Convertidores AC/DC .....	2
1.1.2 Convertidores AC/AC .....	2
1.1.3 Convertidores DC/AC .....	2
1.1.4 Convertidores DC/DC .....	2
1.2 Técnicas de Modulación en convertidores DC/DC .....	7
1.3 Convertidores Multinivel .....	8
1.3.1 Tipos Convertidores multinivel .....	8
1.3.2 Convertidores multifase DC/DC .....	12
1.4 Modulación para convertidores multinivel .....	15
1.4.1 Modulación para inversores .....	15
1.4.2 Modulación para convertidores multinivel DC/DC .....	19

1.5	Aplicaciones del convertidor multiphase Buck .....	20
CAPÍTULO 2.....		22
DISEÑO DEL CONVERTIDOR MULTIPHASE BUCK.....		22
2.1	Descripción del lugar de estudio.....	22
2.2	Metodología .....	22
2.3	Parámetros del sistema.....	23
2.4	Descripción del sistema.....	23
2.5	Funcionamiento de un convertidor buck.....	24
2.5.1	Descripción de la modulación PWM .....	26
2.5.2	Análisis de corriente y voltaje de un convertidor buck.....	27
2.6	Adaptación del convertidor buck a la estructura MB. ....	30
2.6.1	Diseño de la Modulación PSPWM para convertidor MB .....	30
2.6.2	Señal de salida de los conmutadores.....	30
2.6.3	Análisis de corriente y voltaje a la salida del convertidor MB .....	31
2.6.4	Dimensionamiento del filtro de salida del convertidor MB.....	32
2.7	Modelado dinámico del MB de tres celdas .....	34
CAPÍTULO 3.....		40
3.1	Implementación del convertidor MB.....	40
3.1.1	Generador de señales PWM .....	40
3.1.2	Convertidor Buck.....	41
3.2	Resultados de simulación.....	44
3.3	Resultados Experimentales .....	46
3.3.1	Tiempo muerto .....	47
Conclusiones .....		50
Recomendaciones .....		51
Bibliografía.....		52
Anexos.....		56

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1. Convertidor buck unidireccional. ....	3
Fig. 2. Convertidor buck síncrono.....	3
Fig. 3. Diagrama del convertidor elevador boost. ....	4
Fig. 4. Diagrama del convertidor buck-boost. ....	4
Fig. 5. Diagrama del convertidor flyback. ....	5
Fig. 6. Diagrama de un convertidor forward simple. ....	6
Fig. 7. Diagrama convertidor Push-pull. ....	6
Fig. 8. Convertidor de Medio Puente.....	7
Fig. 9. Convertidor Puente Completo. ....	7
Fig. 10. Modulaciones en convertidores DC/DC.....	8
Fig. 11. Convertidor NPC de tres niveles trifásico. ....	9
Fig. 12. Convertidor FC de tres niveles. ....	10
Fig. 13. Convertidor en cascada y su salida de tensión.....	11
Fig. 14. Salida de onda de un convertidor en cascada puente H de 3 niveles.....	11
Fig. 15. Clasificación de convertidores DC/DC multifase.....	12
Fig. 16. Convertidor Multiphase Buck Unidireccional.....	12
Fig. 17. a) Salidas de corriente en estado estacionario ideal, b) Señales de conmutación..	13
Fig. 18. Estructura general de un convertidor multiphase boost. ....	14
Fig. 19. Ondas de salida un convertidor multiphase boost de tres fases. ....	14
Fig. 20. Diseño de un convertidor buck-boost de dos fases y N fases ....	15
Fig. 21. Formas de onda de un esquema de modulación pwm unipolar.....	16
Fig. 22. Formas de onda de un esquema pwm bipolar.....	17
Fig. 23. Modulación PDPWM. ....	18
Fig. 24. Modulación PODPWM. ....	18
Fig. 25. Modulación APODPWM. ....	18
Fig. 26. Modulación PSPWM para un inversor de cuatro celdas. ....	19
Fig. 27. Multiportadora LSPWM en un convertidor multinivel DC/DC de tres niveles.....	19
Fig. 28. Modulación PSPWM. ....	20
Fig. 29. Metodología de la investigación. ....	22
Fig. 30. Estructura general del sistema. ....	23
Fig. 31. Circuito equivalente $S_1=1$ . ....	24
Fig. 32. Circuito equivalente $S_1=0$ . ....	25
Fig. 33. Forma de onda de la modulación PWM.....	26
Fig. 34. Duty cycle de una señal pwm.....	27
Fig. 35. Forma de onda de la corriente de salida del inductor. ....	27
Fig. 36. Forma de onda del filtro de salida de un convertidor buck simple.....	29

Fig. 37. Estructura general de un MB de tres celdas.....	30
Fig. 38. a) Multiportadora PSPWM, b) Conmutación para cada una de las celdas.....	31
Fig. 39. a) Señal pwm de la modulación PSPWM, b) Corriente de salida cada celda,.....	32
c) Corriente de salida del MB, d) Salida de voltaje de una celda, e) Salida de voltaje de un convertidor MB.....	32
Fig. 40. Circuito MB de tres celdas y Función de transferencia.....	39
Fig. 41. Placa LAUNCHXL-F28379D.....	40
Fig. 42. Circuito de controlador de puerta UCC5320E.....	42
Fig. 43. Circuito conversor de voltaje.....	43
Fig. 44. Circuito generación de pulsos a los Mosfet.....	43
Fig. 45. Convertidor buck.....	43
Fig. 46. Inductor de salida convertidor buck.....	44
Fig. 47. Circuito eléctrico del convertidor MB de tres celdas.....	44
Fig. 48. a) Voltaje de salida, b) Pulsos de cada mosfet.....	45
Fig. 49. a) Corriente de salida, b) Corriente de cada rama.....	46
Fig. 50. Prototipo del convertidor MB de tres celdas.....	47
Fig. 51. a) Corriente de salida del MB b) Corriente de salida de una celda.....	48
Fig. 52. Voltaje de salida del convertidor MB.....	48
Fig. 53. Corrientes de salida de cada celda.....	49

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Variables utilizadas en un convertidor buck.....	25
TABLA 2.2 Variables del dimensionamiento del inductor .....	28
TABLA 2.3 Variables del dimensionamiento del filtro de salida .....	29
TABLA 2.4 Diseño del inductor de salida .....	33
TABLA 2.6 Diseño del capacitor de salida .....	34
TABLA 2.8 Variables del modelado dinámico y estático del MB.....	36
TABLA 3.2 Principales características de la placa LAUNCHXL-F28379D .....	40
TABLA 3.3 Elementos que conforman el convertidor buck de una celda.....	41
TABLA 3.4 Parámetros de simulación del convertidor MB .....	45
TABLA 3.5 Tiempos de conmutación del mosfet 25N10F7 .....	47

# INTRODUCCIÓN

## A.1 CONTEXTUALIZACIÓN

La producción de energía eléctrica por medio de energías renovables (solar, eólica, geotérmica, etc.) ha avanzado mucho en los últimos años; con la intención de disminuir el consumo de combustibles fósiles y mitigar la producción de gases de efecto invernadero y otros contaminantes que contribuyen al calentamiento global (Chen et al., 2015). Una de las ramas más beneficiadas con el avance de la tecnología es la electrónica de potencia, ya que con la aparición de los conmutadores de estado sólido el volumen y las prestaciones de los equipos de conversión de energía se reducen significativamente. Además, permiten realizar el control de corriente y tensión directamente, debido a su rápida respuesta que estos tienen (Martínez et al., 2006).

(Abril V. et al., 2014) describe a los convertidores DC-DC como circuitos electrónicos que tienen por objetivo obtener una salida regulada de tensión con pérdidas mínimas y alta eficiencia. El estudio de estos sistemas implica un conocimiento multidisciplinario que abarca: electrónica de potencia, modelamiento de sistemas y teoría de control. Existen tres topologías básicas dentro de los convertidores conmutados DC-DC, las cuales son utilizadas según la necesidad y se describen a continuación: Convertidor buck diseñado para disminuir la tensión de salida, convertidor elevador de tensión boost y finalmente el convertidor reductor-elevador buck-boost (Peláez Restrepo, 2011).

El objetivo de un convertidor buck o reductor es obtener una tensión de salida de valor menor con respecto a la tensión de entrada, logrando esto a través de un conmutador controlado, que se conmuta de manera periódica por ancho de pulsos mediante una señal periódica; la cual permitirá el paso o no de corriente hacia la carga. En este tipo de circuitos es necesario un filtro LC formado por dos componentes que dan su nombre: Inductor (L) y Capacitor (C), estos elementos ayudan a reducir el rizado de voltaje y corriente de la carga (ĆUK & Middlebrook, 1983).

Según menciona (Payán, 2018) el principio de funcionamiento de un convertidor DC-DC se basa en establecer periodos de conmutación de encendido y apagado de los interruptores de potencia. Los métodos de control pueden ser realizados a una frecuencia constante o variable. En el primer caso se lo realiza aplicando la técnica de modulación por

ancho de pulsos (PWM, Pulse Width Modulation), que permite establecer la frecuencia de conmutación mediante una señal periódica.

Los principales obstáculos en la implementación de convertidores conmutados de potencia en sistemas que trabajan con alto voltaje y altas corrientes; es principalmente el elevado costo de los elementos y en algunos casos las pérdidas por conmutación producidas por los semiconductores. A las pérdidas por conmutación se le suman las pérdidas por conducción, producidas por la resistencia interna del semiconductor cuando se encuentra conduciendo. Este tipo de problemas ha provocado que investigadores desarrollen nuevas topologías que contrarresten este tipo de inconvenientes. Así, para altas corrientes una solución propuesta es los convertidores multiphase Buck (MB); mientras que para altas tensiones y frecuencias son los convertidores multicelulares con condensadores flotantes (Meynard & Foch, 1992).

La idea de los convertidores MB es un arreglo de convertidores buck en paralelo, para la distribución de la corriente de carga. Las pérdidas de conducción se reducen proporcionalmente dependiendo del número de fases que se implementen, obteniendo así, una mayor eficiencia a partir de pérdidas de conmutación más bajas. (Singh et al., 2005). “Si existe una modulación adecuada como intercalar las fases; el rizado del voltaje de modulación es muy pequeño, y gracias al doblamiento de la frecuencia de conmutación, los dispositivos activos en el convertidor pueden ser muy pequeños permitiendo su miniaturización.” (Yousefzadeh, Alarcon, & Maksimović, 2005).

Una gran cantidad de investigaciones han permitido la evolución de aplicaciones que se basan en la carga de baterías a partir de paneles fotovoltaicos, mediante la utilización de convertidores MB buck, dando origen al diseño de cargadores inteligentes, así como también su aplicación en equipos de centrales telefónicas y amplificadores de banda ancha usando energías renovables. (Gallardo A. et al., 2015).

## **A.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

En la actualidad el amplio uso de energías renovables en especial sistemas que trabajan a altas corrientes han optado por la utilización de convertidores conmutados los cuales presentan un obstáculo para su implementación debido al alto costo, y pérdidas de conmutación que estos presentan haciéndose lentos; provocando así pérdidas de conducción en el sistema al momento de alimentar cargas DC; a causa del sobredimensionamiento.

### **A.3 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA**

¿Cómo implementar una celda de un convertidor multiphase buck; y replicarla de forma estandarizada para alimentar altas cargas DC de corrientes?

### **A.4 JUSTIFICACIÓN**

Las pérdidas de conducción que presentan los sistemas a altas corrientes; ocasionan problemas significativos de sobredimensionamiento de elementos. La importancia del presente trabajo de grado radica en la implementación de un convertidor de potencia conmutado; en la topología multiphase buck, conectado en paralelo que permitirá la división de corriente a la entrada logrando así implementar elementos dimensionados correctamente que soporten dichos valores y sus pérdidas de conducción disminuyan; de esta forma se obtendrá un sistema eficiente al momento de alimentar cargas DC con altas corrientes, que demande el sistema sin problemas de funcionamiento.

La implementación de una celda de convertidor multiphase buck permite la reducción de pérdidas de conducción en sistemas que trabajan con altas corrientes; su simulación se realiza en un software especializado denominado MATLAB/Simulink, para controlar la conmutación de estado ON-OFF y viceversa.

### **A.5 ALCANCE**

El siguiente trabajo de grado está basado en una investigación de carácter tecnológico y práctico con respecto a la implementación de una celda de un convertidor multiphase buck conectado en paralelo; su simulación se obtendrá con la utilización del software MATLAB/Simulación en donde se diseñará el circuito y pruebas funcionamiento para su implementación en físico estimando los siguientes valores una polarización de 20V mínimo y 60 V máximo y una corriente de salida máxima de 2 amperios.

La implementación del presente trabajo ya mencionado se realizará en el laboratorio de control en las instalaciones de la carrera de Ingeniería Eléctrica. Por lo tanto, el tipo de alcance de la investigación es tecnológico y práctico.

## **A.6 OBJETIVO GENERAL**

Implementar un convertidor multiphase buck de tres celdas; para la reducción de pérdidas de conducción mediante el análisis de convertidores multiphase buck.

## **A.7 OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

1. Realizar un estudio del principio de funcionamiento de los convertidores multiphase buck y sus aplicaciones.
2. Diseñar un convertidor multiphase buck.
3. Implementar un convertidor multiphase buck y su validación mediante el prototipo.

# CAPÍTULO 1

## Marco Teórico

El marco teórico tiene como objetivo presentar los conceptos básicos referentes a los convertidores de potencia. Se define su clasificación, funcionamiento y estructura. Además, explica los tipos de modulaciones que se utilizan para la generación de señales dependiendo del tipo de convertidor.

### 1.1 Convertidores de potencia

Los convertidores de potencia son dispositivos que realizan la acción de transformar la energía eléctrica en otro tipo de energía requerida para una tarea especial. Su eficiencia es una de las cualidades más significativas en estos dispositivos la cual puede ir mejorando con la implementación de dispositivos de conmutación (Vargas et al., 2016).

En la electrónica de potencia el estudio y desarrollo de los convertidores de potencia conmutados ocupan una importante posición de estudio. Este estudio está asociado a la tecnología relacionada con la conversión, control y acondicionamiento de potencia eléctrica principalmente por medios estáticos; en donde interviene la aplicación de teorías de control, circuitos lineales y no lineales con el objetivo de cumplir con el control del flujo de energía desde una fuente eléctrica hasta la carga; con altos criterios de eficiencia, confiabilidad y con tamaño y costo reducido (Koleff et al., 2020).

Las diferentes tecnologías de conversión se utilizan para la construcción de convertidores; los cuales ayudan al procesamiento y control del flujo de energía suministrando voltajes y corrientes en una forma óptima (Zhang et al., 2017).

Los convertidores de potencia se pueden dividir en cuatro amplios grupos:

- Convertidores / rectificadores AC-DC (rectificadores controlados)
- Convertidores AC-AC (controladores de voltaje AC)
- Inversores / convertidores DC-AC (inversores)
- Convertidores DC-DC (convertidores)

### **1.1.1 Convertidores AC/DC**

Se conocen también como rectificadores controlados, su objetivo es obtener una tensión de salida DC a partir de una tensión AC. El valor promedio del voltaje de salida se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores, o el ángulo de retardo. La fuente puede ser monofásica o trifásica (Rivera & Cardona, 2018).

### **1.1.2 Convertidores AC/AC**

Conocidos también como convertidores de corriente alterna, permite modificar la amplitud y frecuencia de la señal de entrada. Son altamente usados en el control de iluminación y velocidad de motores de inducción (Afshari & Khodabandeh, 2019).

### **1.1.3 Convertidores DC/AC**

Se denominan inversores y se encargan de convertir un voltaje DC a un voltaje de salida AC con amplitud y frecuencia variable. Entre las aplicaciones que utilizan este tipo de inversores están: pequeñas fuentes de alimentación, aplicaciones industriales e incluso microrredes eléctricas.

Este tipo de inversores se pueden implementar de dos formas como seguidores de voltaje (voltaje fijado por la red principal AC), es decir fuentes controladas de corriente (CSI, Current Source Inverter) o como fuentes de voltaje (VSI, Voltage Source Inverter). Su salida puede ser monofásica o trifásica dependiendo el tipo de aplicación (Miret et al., 2017).

### **1.1.4 Convertidores DC/DC**

Son reguladores conmutados que transforman un nivel de tensión DC a otro nivel diferente de tensión DC. Se utilizan en la alimentación de motores DC y equipos electrónicos de corriente continua o baterías (Rivera & Cardona, 2018).

Los convertidores DC/DC presentan dos topologías básicas sin aislamiento y con aislamiento galvánico.

Las topologías en convertidores no aislados son: Convertidor buck, convertidor boost y convertidor buck-boost.

- **Convertidor reductor o Buck**

Es un convertidor que tiene la polaridad de tensión de salida igual a la tensión de entrada. El ruido generado en la salida es bajo debido al filtro pasa bajos LC. Sin embargo, este convertidor genera un ruido elevado a su entrada debido a que los pulsos del transistor permanecen conectados a la tensión de entrada mientras conducen (Naik & Mehta, 2017).

El convertidor Buck tiene dos modos de operación: el modo de conducción discontinuo (MCD) presentado en la Figura 1, y el modo de conducción continuo (MCC) en el cual se reemplaza el diodo  $D_{fw}$  por un transistor como se puede ver en la Figura 2. En aplicaciones de alta frecuencia es común utilizar un diodo de libre circulación  $D_{fw}$ . En esta estructura la corriente que circula a través del Inductor  $L$  es cero durante un intervalo de tiempo. Por otro lado, el convertidor Buck síncrono en modo MCC requiere una complejidad mayor debido a que necesita una segunda señal PWM que encienda y apague el transistor  $S_2$ , que a su vez es complementario de  $S_1$  (Álamos, 2007).

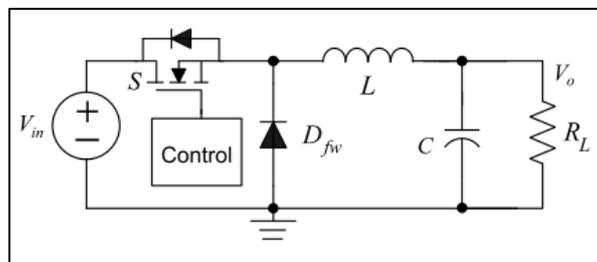


Fig. 1. Convertidor buck unidireccional.  
Fuente: (Álamos, 2007)

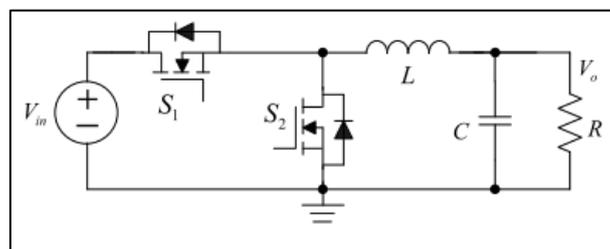


Fig. 2. Convertidor buck síncrono.  
Fuente: (Álamos, 2007)

El comportamiento de ambos convertidores es similar. La ventaja del convertidor síncrono es que la caída de voltaje en el transistor durante la etapa de conducción suele ser menor. De esta manera se consigue operar a alta carga con una

eficiencia muy elevada, superando a la estructura convencional con diodo, especialmente a bajo duty cycle (Escobar, 2016).

- **Convertidor elevador Boost**

Esta topología se utiliza cuando se desea obtener un aumento en la tensión de salida su diagrama se presenta en la Figura 3. El ruido generado a la salida es alto debido a los pulsos de corriente suministrados al capacitor (C). Por otro lado, el ruido generado en la entrada es bajo debido al inductor (L). Este esquema puede resultar difícil estabilizar el regulador ya que la tensión de salida es sensible a cambios en el duty cycle (D) (Payán, 2018).

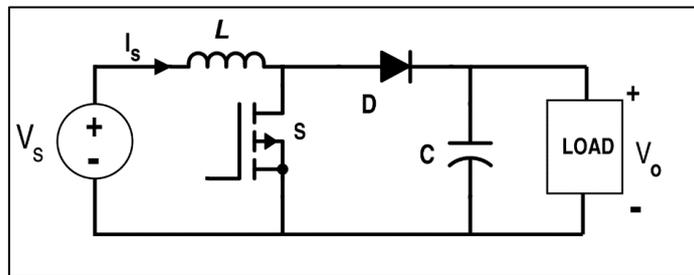


Fig. 3. Diagrama del convertidor elevador boost.  
Fuente: (Payán, 2018)

- **Convertidor reductor-elevador Buck-Boost**

Este convertidor suministra un voltaje de salida que puede ser mayor o menor al de la entrada, como se puede ver en la Figura 4. Presenta una eficiencia alta con respecto a los otros convertidores ya que, si falla el dispositivo de conmutación, la corriente queda limitada por el inductor (L). El problema radica en que el ruido de entrada y salida son altas (Cajamarca, 2019).

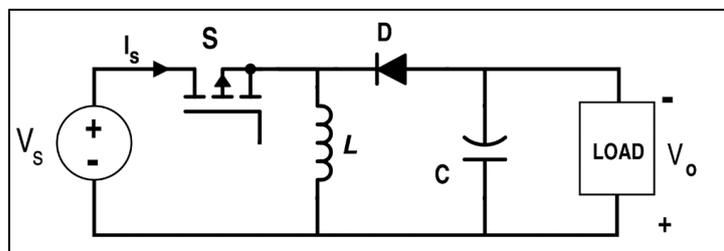


Fig. 4. Diagrama del convertidor buck-boost.  
Fuente: (Cajamarca, 2019)

Entre las topologías de convertidores con aislamiento galvánico están: convertidor flyback, convertidor forward, convertidor push-pull, convertidor medio puente y convertidor de puente completo.

- **Convertidor Flyback**

Es la topología más conocida para fuentes de alimentación aisladas de baja potencia (hasta 100W), resultan ser simples y de bajo costo, su esquemático se observa en la Figura 5. Sin embargo, necesita un condensador de gran tamaño a la salida, un núcleo de transformador grande y es susceptible a sufrir problemas ocurridos por interferencias magnéticas (Giménez, 2016).

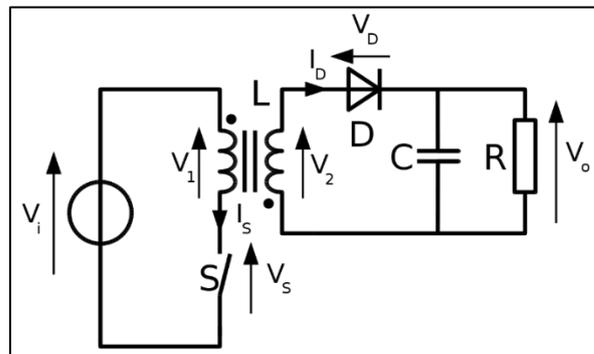


Fig. 5. Diagrama del convertidor flyback.  
Fuente: (Giménez, 2016)

- **Convertidor Forward**

Es un sistema que presenta mayor complejidad que el sistema Flyback, usado en aplicaciones de potencia entre 150W y 250W. En la Figura 6 se muestra el diagrama del convertidor forward con un solo switch. Posee un diseño simple, bajo rizado a la salida y se utiliza para corrientes elevadas a su salida y poca potencia. Entre sus desventajas se encuentra la mala respuesta dinámica y el transformador necesita un devanado desmagnetizador (Babya & Nithya, 2015).

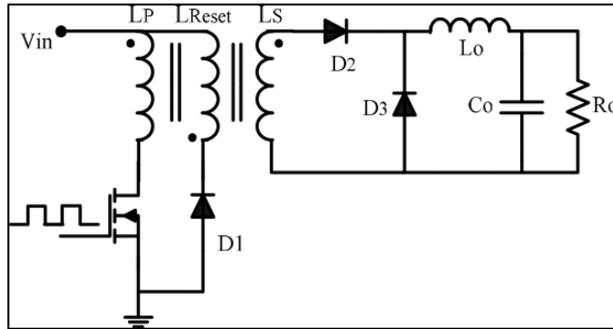


Fig. 6. Diagrama de un convertidor forward simple.  
Fuente: (Yazdani et al., 2012)

- **Convertidor Push-Pull**

Es un convertidor elevador aislado que maneja altas potencias, con una estructura sencilla y alta eficiencia en la conversión de energía. Una de las principales ventajas del convertidor push-pull es que cuenta con un transformador, el cual aísla la carga de la fuente y altos voltajes (Ontiveros et al., 2018). Su estructura se evidencia en la Figura 7.

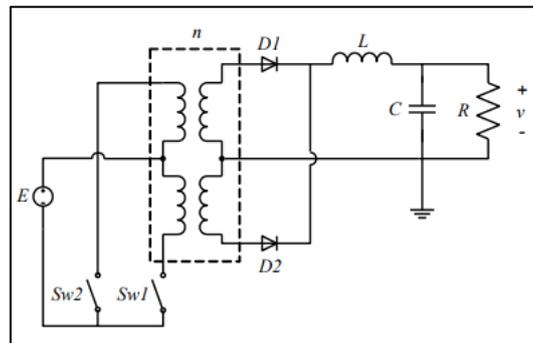


Fig. 7. Diagrama convertidor Push-pull.  
Fuente: (Ontiveros et al., 2018)

- **Convertidor Medio Puente**

Este tipo de convertidores se utiliza cuando el voltaje de entrada es alto (de 200 a 400V) y para potencias de hasta 1000W. Su estructura se puede ver en la Figura 8. Una ventaja de este sistema es que los transistores soportan como máximo la tensión de entrada únicamente durante el tiempo de apagado, mientras que las demás configuraciones son de por lo menos el doble. Es decir, mientras en este sistema se requerirían transistores de 400 a 500V, en las otras topologías se necesitarían transistores de 800 a 1000V. Permitiendo el uso de núcleos más pequeños, filtros de

reducidas dimensiones, bajo ruido y rizado de salida y una fácil configuración como salidas múltiples (Estrella, 2009).

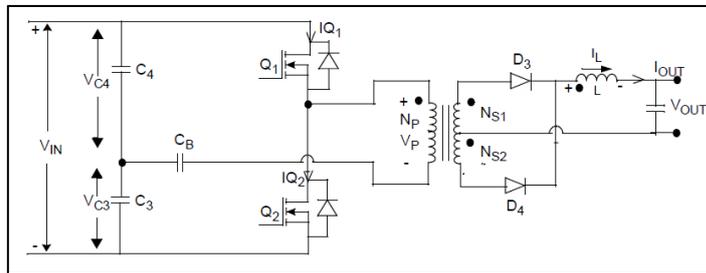


Fig. 8. Convertidor de Medio Punte.  
Fuente: (Estrella, 2009)

- **Convertidor Punte Completo**

El esquema del convertidor de puente completo se puede ver en la Figura 9. Este tipo de rectificadores es apropiado para aplicaciones de alta corriente, lo que aumenta la eficiencia y reduce las pérdidas conducidas en la salida del circuito. Dado que el convertidor de puente completo se usa comúnmente en aplicaciones de alta potencia, se recomienda el uso de este rectificador en el lado de salida del convertidor (Ontiveros et al., 2018).

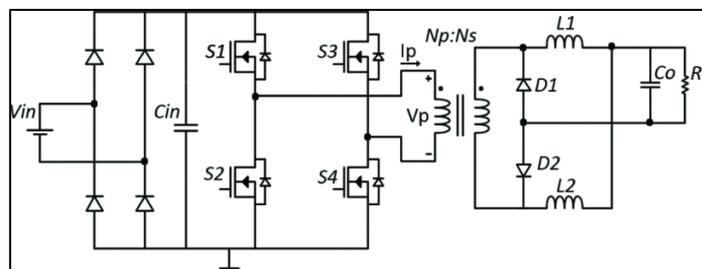


Fig. 9. Convertidor Punte Completo.  
Fuente: (Yazdani, 2019)

## 1.2 Técnicas de Modulación en convertidores DC/DC

Según (Venkat et al., 2019) en los convertidores DC/DC la técnica de modulación más utilizada es la modulación por ancho de pulso (PWM), la cual mantiene una frecuencia constante y el ancho de pulso variable. La modulación de frecuencia de pulso (PFM, Pulse Frequency Modulation), es otra técnica de modulación que mantiene el ancho de pulso constante y frecuencia variable. También se tiene a la modulación por salto de pulso (PSM, Pulse Step Modulation), este tipo de modulación proporciona una señal de control con

frecuencia y ancho de pulso constante. En la Figura 10 se puede ver las señales de control de las tres técnicas de modulación.

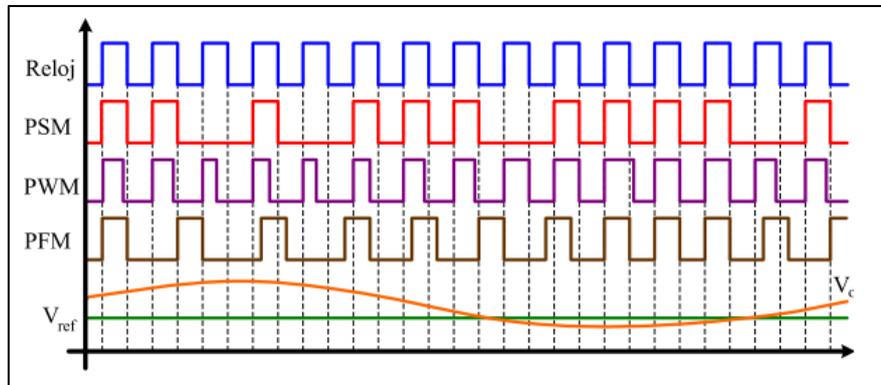


Fig. 10. Modulaciones en convertidores DC/DC.  
Fuente:(Álamos, 2007)

### 1.3 Convertidores Multinivel

El uso de aplicaciones que requiere mayor cantidad de voltaje, obliga a que los dispositivos de conmutación y almacenamiento aumenten también su capacidad de operación. Es por eso que a comienzos de los años 90 se crearon los convertidores multinivel, y desde esa época hasta a actualidad son ampliamente usados en aplicaciones de alta potencia (Hasan et al., 2017).

Una de las áreas de investigación referente a los componentes electrónicos es la de encontrar dispositivos semiconductores que tenga la capacidad de conducir altas corrientes en estado ON y a la vez aisle altos voltajes en estado OFF, todo esto a elevadas frecuencias. Dependiendo de la aplicación se han establecido convertidores multinivel para el manejo de altas tensiones con condensadores flotantes, mientras que para el manejo de altas corrientes se plantea como solución a convertidores multifase (Yuan, 2016).

#### 1.3.1 Tipos Convertidores multinivel

(Archel, 2016) explica que existen tres convertidores multinivel clásicos que son ampliamente conocidos, estos convertidores son:

- **Diodo neutral anclado** (NPC, por sus siglas en inglés Neutral Point Clamped): Conecta dos diodos al punto medio de bus para poder obtener un nivel de tensión adicional.

- **Capacitor Flotante (FC)** (FC, por sus siglas en inglés Flying Capacitor): Utiliza sus capacidades para sumar o restar la tensión Bus y obtener un mayor número de tensión.
- **Cascada Puente H (CHB)** (CHB, por sus siglas en inglés Cascade H-Bridge): Conecta en serie puentes H para obtener más niveles de tensión.
- **Diodo Neutral Anclado (NPC)**

La Figura 11 muestra un convertidor NPC trifásico de tres niveles. El Bus DC se encuentra conectado por dos condensadores conectados en serie  $V_{C1}$  y  $V_{C2}$ , donde el punto de unión es el punto neutro (PN). Este punto está unido a tres ramas principales del convertidor mediante los diodos anclados y estos últimos son lo encargados de proporcionar los diferentes niveles de tensión. Para este caso se tendrán tres niveles de tensión: Nivel Bajo:  $-\frac{V_{dc}}{2}$ , Nivel Medio :0V y Nivel Alto:  $\frac{V_{dc}}{2}$ . (López, 2015).

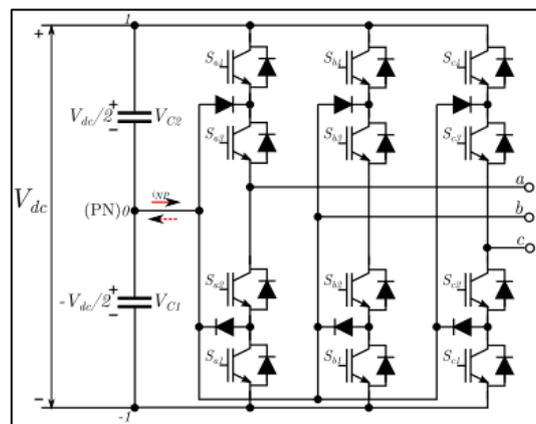


Fig. 11. Convertidor NPC de tres niveles trifásico.  
Fuente:(López, 2015)

- **Capacitor Flotante (FC)**

La topología FC está formado por condensadores que “flotan” respecto a un punto neutro (PN). En la Figura 12 se puede apreciar la estructura de un convertidor FC de tres niveles trifásico. Los condensadores requieren una precarga y posterior control de su tensión para producir a la salida del convertidor una señal correcta. Utilizando a los capacitores para establecer los diferentes niveles de tensión (Archel, 2016).

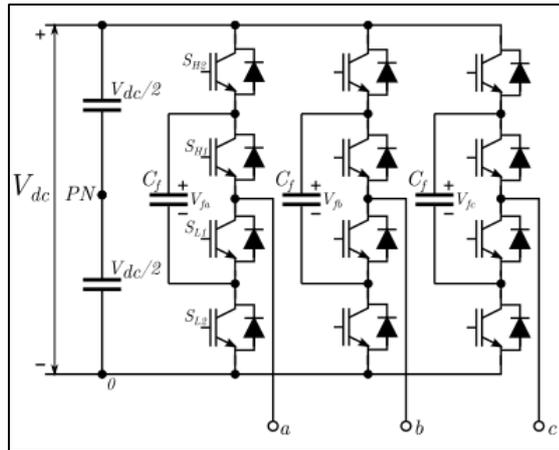


Fig. 12. Convertidor FC de tres niveles.  
Fuente: (López, 2015)

Es fundamental que los interruptores  $S_{Hi}$  y  $S_{Li}$  no se activen a la vez ya que producirían un corto circuito tanto en el bus como en los condensadores flotantes. Por lo que se debe conmutarlos de manera correcta y así, obtener una señal de salida adecuada. Esta topología reúne a todas las ventajas de los convertidores multinivel. Sin embargo, si se desea aumentar a más de tres niveles, la cantidad de capacitores se incrementará y complicará su implementación y fiabilidad (López, 2015).

- **Cascada Puente H**

Es una estructura diferente a las topologías anteriores, debido a que no tiene un bus DC, sino que tiene varias fuentes de tensión DC. Está compuesta por varios puentes H conectados en cascada hasta conseguir el número de niveles deseado. Dependiendo del estado de conmutación de los semiconductores en cada puente H se sumarán o restarán las tensiones de los condensadores, obteniendo distintos niveles de tensión a la salida. Cada celda monofásica en puente completo genera tres tensiones a su salida:  $(V_{dc}, 0, -V_{dc})$ . En un convertidor de nueve niveles la colocar los puentes H en serie se obtiene una tensión que oscila entre  $-n * V_{dc}$  y  $n * V_{dc}$ . Donde  $n$  representa el número de niveles del convertidor. La representación del esquema y la tensión de salida se puede apreciar en la Figura 13 el esquemático y en la Figura 14 la onda de salida (Tan et al., 2020).

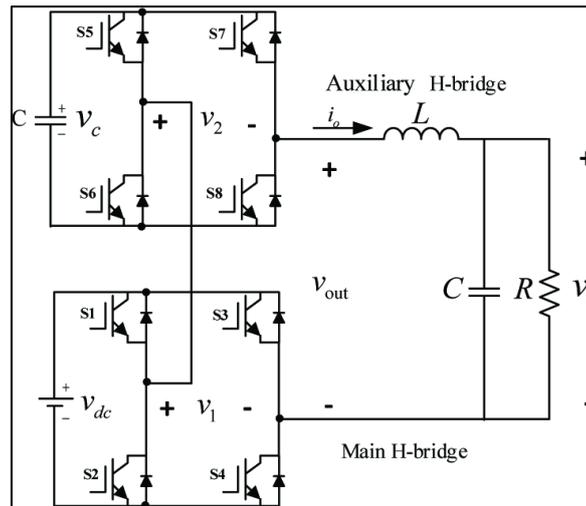


Fig. 13. Convertidor en cascada y su salida de tensión.  
Fuente: (Tan et al., 2020)

La mayor ventaja de esta topología es su modularidad. Esto permite que se puedan construir convertidores de muy alto nivel. Por otro lado, posee la limitación de que cada celda debe tener su alimentación propia. Este tipo de convertidores es usado principalmente cuando se involucra a ciertas aplicaciones con energías renovables, debido a que por su naturaleza se comportan como fuentes de energía aisladas (López, 2015).

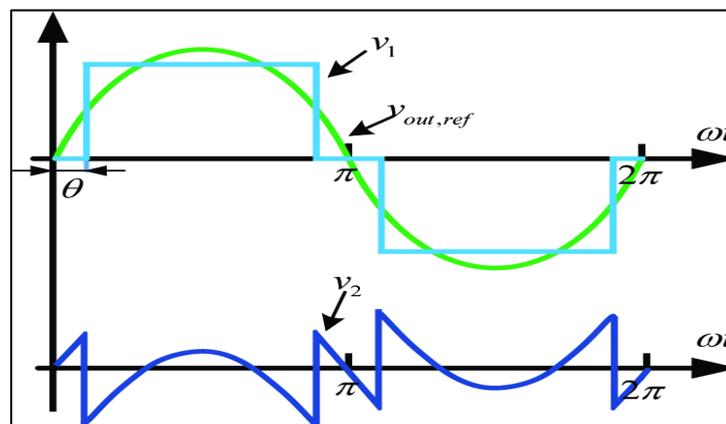


Fig. 14. Salida de onda de un convertidor en cascada puente H de 3 niveles.  
Fuente: (Tan et al., 2020)

Con los años este tipo de convertidores multinivel ha servido como base principal para que los investigadores sigan desarrollando nuevas técnicas que buscan aprovechar lo mejor de cada topología entre ellas están: Convertidor Modular Multinivel, Convertidor NPC de puente H de cinco niveles, Convertidor NPC activo y muchos más que se encuentran fuera del alcance de esta investigación.

### 1.3.2 Convertidores multifase DC/DC

Los convertidores multifase orientados a DC se pueden configurar como Buck, Boost, y Buck-Boost. Este tipo de convertidores multifásicos DC/DC se caracterizan por que sus salidas están conectadas a un punto común que suministrará energía a una carga. En la Figura 15, se puede ver la clasificación de los convertidores multifase DC/DC (Ahmad, 2018).

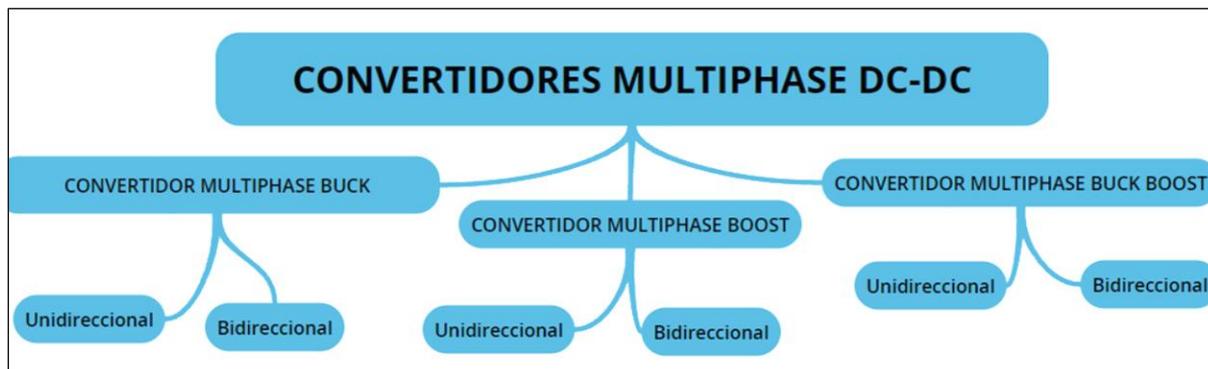


Fig. 15. Clasificación de convertidores DC/DC multifase.  
Fuente: (Ahmad, 2018)

- **Convertidor Multiphase Buck (MB)**

El convertidor multiphase Buck representado en la Figura 16, es capaz de proporcionar altas corrientes con baja ondulación. La corriente total de salida se distribuye entre  $n$  fases para reducir la tensión de los semiconductores y rizado en la salida. Se utilizan ampliamente en aplicaciones de baja tensión y alta corriente como por ejemplo de fuentes de computadoras. La baja tensión y corrientes de fase permiten utilizar elementos de alta velocidad ( $f_s$  cientos de KHz), otorgando una respuesta dinámica a estos convertidores. Sin embargo, grandes variaciones en la referencia de corriente o tensión de carga puede provocar perturbaciones en la corriente de salida (Pajer et al., 2019).

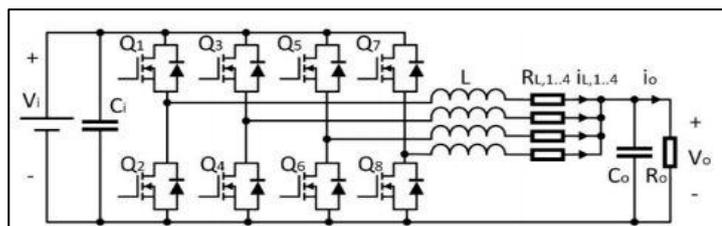


Fig. 16. Convertidor Multiphase Buck Unidireccional.  
Fuente:(Pajer et al., 2019)

Las pérdidas en este convertidor también se reducen ya que se reparten en más de un dispositivo de potencia. No obstante, se debe realizar un balance adecuado de corriente entre fases y así obtener un reparto equitativo de pérdidas y potencia (Kadin, 2021). En la Figura 17 se muestra las ondas de corriente ( $i_{e1,2,3}$ ) para un sistema estacionario ideal para un sistema de tres niveles. Además, se puede ver que el control calcula el tiempo de conmutación basado en las pendientes positivas y negativas de las ondas de corriente (Kadin, 2021) .

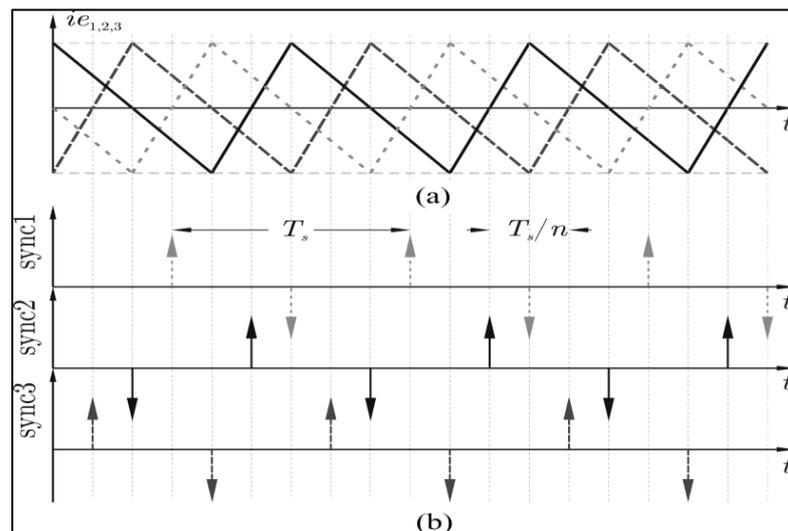


Fig. 17. a) Salidas de corriente en estado estacionario ideal,  
b) Señales de conmutación.  
Fuente: (Kadin, 2021)

- **Convertidor Multiphase Boost**

En la Figura 18 se puede ver la estructura general de un convertidor multiphase boost, que posee  $N$  grupo de convertidores, donde cada grupo de conmutadores está conectado en serie en el lado de alto voltaje y baja corriente. Cada uno de los  $N$  grupos tiene conectado a los interruptores en paralelo lo que permite aumentar la potencia de salida. De esta manera entre más fases de convertidores boost se implemente se obtendrá mayor voltaje a la salida y también podría obtener mayor potencia (Antares et al., 2019).

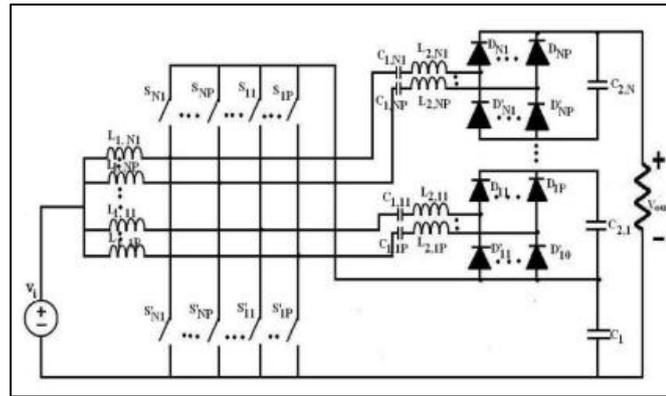


Fig. 18. Estructura general de un convertidor multiphase boost.  
Fuente:(Renken et al., 2017)

En la Figura 19 (Renken et al., 2017) presentan las ondas de salida de un convertidor de tres fases boost con anchos de pulsos desfasados  $120^\circ$ .

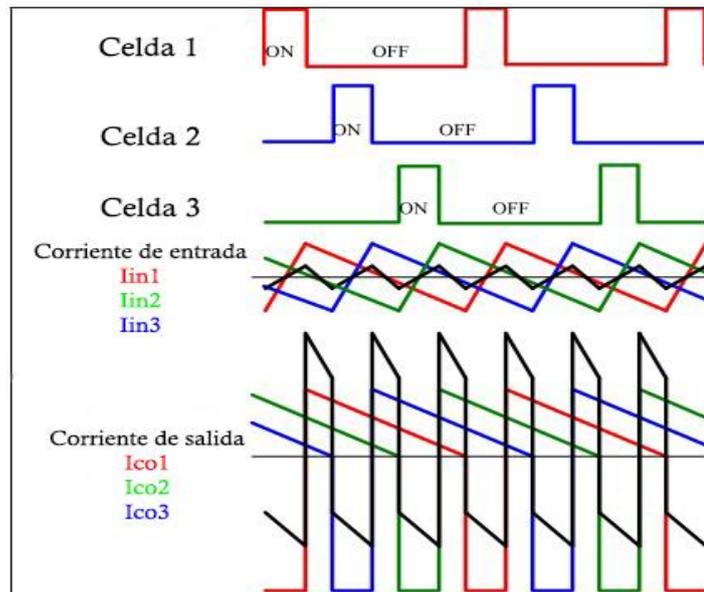


Fig. 19. Ondas de salida un convertidor multiphase boost de tres fases.  
Fuente:(Renken et al., 2017)

- **Convertidor Multiphase Buck-Boost**

El convertidor multiphase Buck-boost resulta ser un convertidor híbrido que reúne las ventajas y desventajas de los dos convertidores. Para ello el convertidor se subdivide en diferentes fases, que se conectan a un condensador común de entrada y salida. Por lo tanto, la corriente se puede dividir en diferentes fases y además la frecuencia en ambas corrientes del capacitor tiende a incrementarse. En la Figura 20 se presenta la estructura de un convertidor multiphase Buck – Boost de dos fases y de  $N$  fases (Renken et al., 2017).

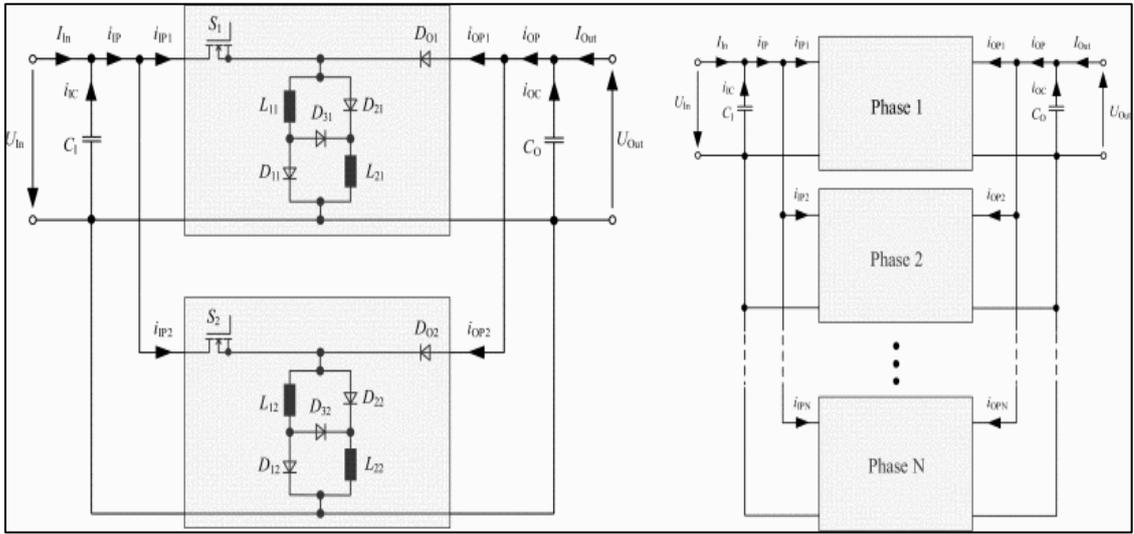


Fig. 20. Diseño de un convertidor buck-boost de dos fases (izquierda) y N fases (derecha).  
Fuente: (Renken et al., 2017)

## 1.4 Modulación para convertidores multinivel

A continuación, se presentan las principales técnicas de modulación para convertidores multinivel DC/AC (inversores) y convertidores multinivel DC/DC.

### 1.4.1 Modulación para inversores

En un inversor la modulación es el mecanismo empleado para sintetizar la tensión de salida del mismo. Existen múltiples técnicas de modulación, sin embargo, se van a citar las más conocidas.

- **Modulación PWM Unipolar**

La modulación unipolar que se puede ver en la Figura 21, requiere dos ondas moduladoras sinusoidales  $v_m$  y  $v_{m-}$ , que son de la misma magnitud y frecuencia, pero se encuentran desfasadas  $180^\circ$ . Las dos ondas moduladoras se comparan con una onda portadora triangular común  $v_{cr}$  que genera dos señales de activación  $V_{g1}$  y  $V_{g3}$  para los dos conmutadores superiores  $S_1$  y  $S_3$ . Se puede observar que los dos dispositivos superiores no cambian simultáneamente, lo que se distingue del PWM bipolar donde los cuatro dispositivos cambian al mismo tiempo. El voltaje de salida del inversor cambia entre *cero* y  $+V_d$  durante el semiciclo positivo o entre *cero* y  $-V_d$  durante el semiciclo negativo de la frecuencia fundamental. Este tipo de modulación

PWM unipolar ofrece pérdidas de conmutación reducidas y genera menos EMI (Electromagnetic Interference, por sus siglas en inglés) que la modulación PWM bipolar (Namboodiri & Wani, 2014).

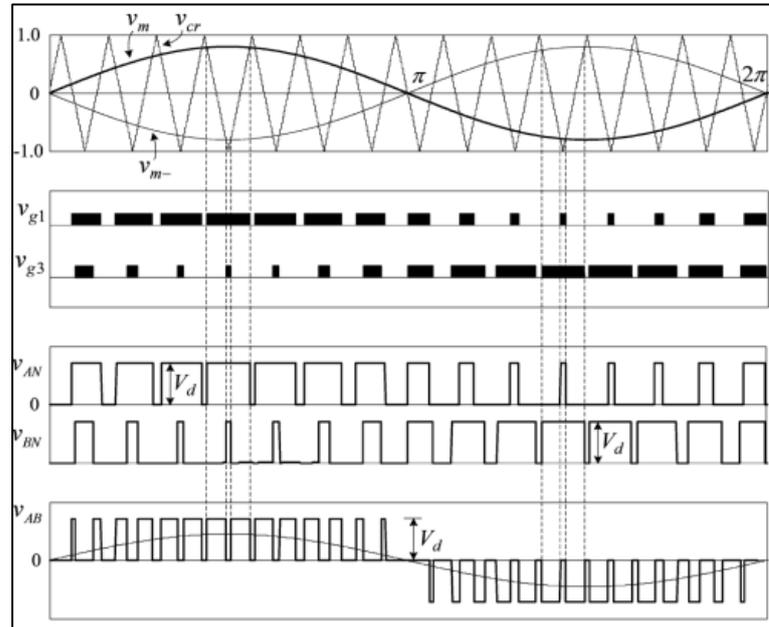


Fig. 21. Formas de onda de un esquema de modulación pwm unipolar.  
Fuente: (Namboodiri & Wani, 2014)

- **Modulación PWM Bipolar**

Los interruptores superior e inferior de la misma pata del inversor funcionan de manera complementaria con un interruptor encendido y otro apagado. Por lo tanto, se debe considerar dos señales de activación independientes  $V_{g1}$  y  $V_{g3}$  que se generan al comparar la onda moduladora sinusoidal  $V_m$  y la onda portadora triangular  $V_{cr}$ . Los voltajes de los terminales del inversor se obtienen indicados por  $V_{AN}$  y  $V_{BN}$  y el voltaje de salida del inversor  $V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$ . Dado que la forma de onda de  $V_{AB}$  cambia entre voltajes de CC positivos y negativos, este esquema se llama PWM bipolar y se presenta en la Figura 22 (Namboodiri & Wani, 2014).

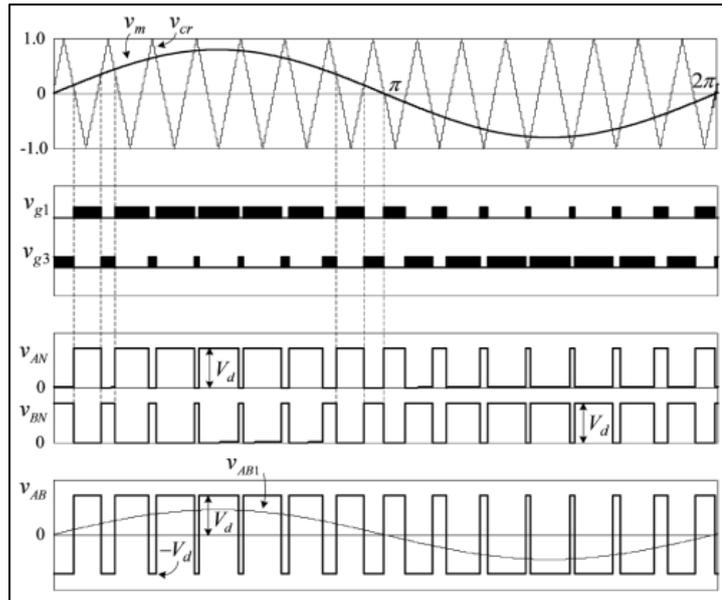


Fig. 22. Formas de onda de un esquema pwm bipolar.  
Fuente: (Namboodiri & Wani, 2014)

- **Modulación de Multiportadora PWM**

(Balamurugan et al., 2016) describe dos clases principales de modulación multiportadora para inversores: a) Desplazamiento de fase (LSPWM, Level Shift PWM) y b) Desplazamiento de nivel (PSPWM, Phase Shift PWM).

- **Multiportadora LSPWM**

En la modulación LSPWM, el portador de la  $k^{th}$  celda se desplaza un nivel por encima del portador de la celda anterior y se clasifican en las siguientes topologías: Phase Disposition PWM (PDPWM), Phase Opposition and Disposition (PODPWM) y Alternative Phase Opposition and Disposition (APODPWM).

- **Phase Disposition PWM (PDPWM):** Todas las portadoras están ubicadas en una misma fase. En la Figura 23 se representa una modulación PDPWM.
- **Phase Opposition and Disposition (PODPWM):** En este caso las portadoras por encima de la referencia cero están en fase y las que se encuentran debajo de la referencia cero se desfasan  $180^\circ$ , como se observa en la Figura 24.
- **Alternative Phase Opposition and Disposition (APODPWM):** En esta técnica cada portadora se encuentra desfasada  $180^\circ$  de su portadora adyacente, como se muestra en la Figura 25.

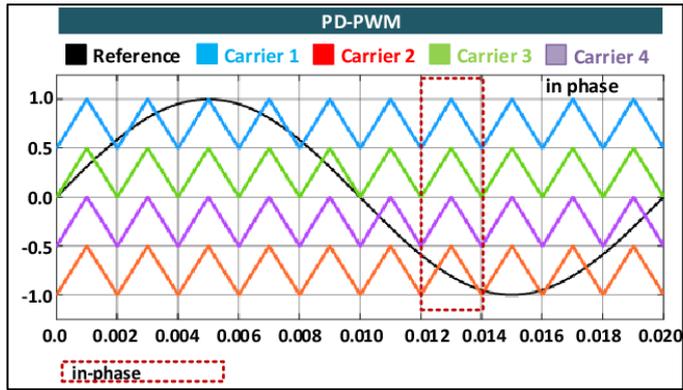


Fig. 23. Modulación PDPWM.  
Fuente: (Inci, 2020)

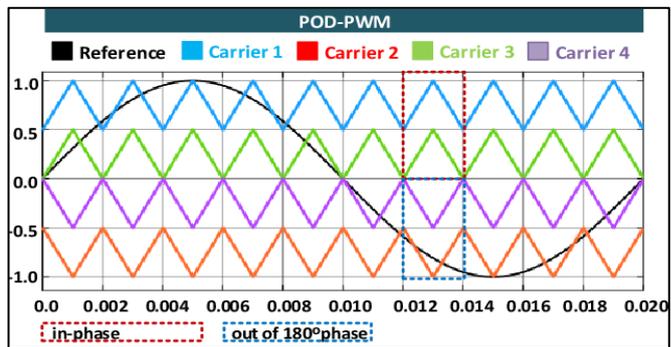


Fig. 24. Modulación PODPWM.  
Fuente: (Inci, 2020)

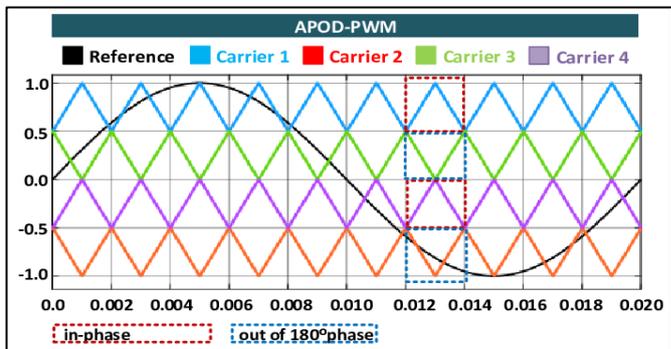


Fig. 25. Modulación APODPWM.  
Fuente: (Inci, 2020)

- **Multiportadora PSPWM**

Esta técnica basa su funcionamiento en el desplazamiento de fase de las señales portadoras, posee como señal moduladora  $v_m$  una onda sinusoidal. La portadora de la  $k^{th}$  celda se desplaza en fase  $\theta = 180\left(\frac{k-1}{N}\right)$ . En la Figura 26, se presenta la modulación PSPWM (Prasad et al., 2020).

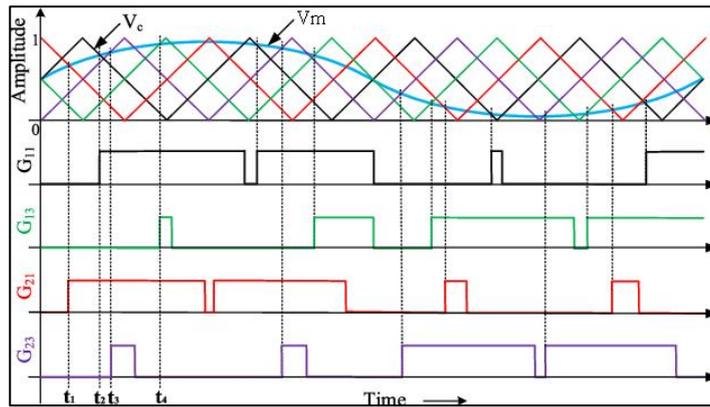


Fig. 26. Modulación PSPWM para un inversor de cuatro celdas.  
Fuente: (Prasad et al., 2020)

## 1.4.2 Modulación para convertidores multinivel DC/DC

- **Modulación multiportadora PWM para convertidores multinivel DC/DC**

Las estrategias de modulación para convertidores multinivel DC/DC se dividen en dos grupos LSPWM y PSPWM. El funcionamiento de estas multiportadoras es idéntico a las modulaciones descritas en la sección 1.4.3, la diferencia más notoria en su implementación es la señal moduladora, en los inversores la señal moduladora  $v_m$  es sinusoidal y en los convertidores multinivel DC/DC  $v_m$  es triangular.

- **Multiportadora LSPWM**

Su representación se puede observar en la Figura 27, en donde se toma como referencia la modulación PDPWM de tres celdas en donde la portadora de la  $k^{th}$  celda se desplaza un nivel por encima de la portadora anterior (Vivert, 2020).

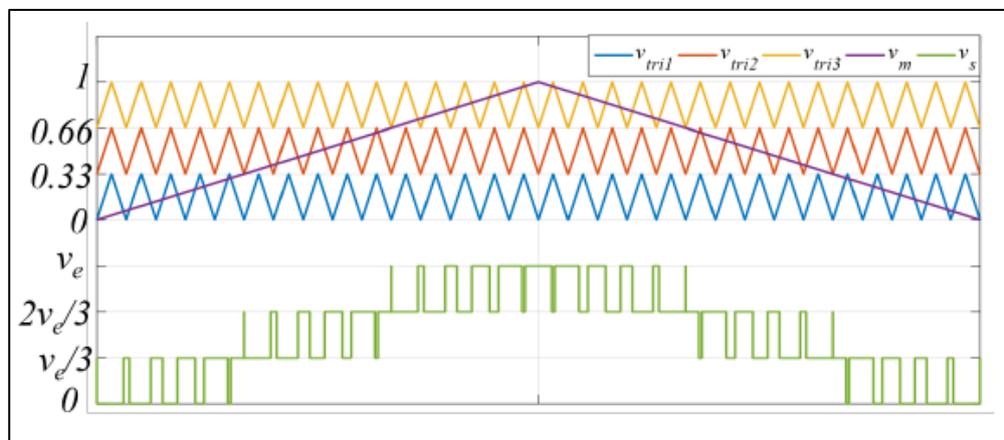


Fig. 27. Multiportadora LSPWM en un convertidor multinivel DC/DC de tres niveles.  
Fuente: (Vivert, 2020)

- **Multiportadora PSPWM**

En el caso de los convertidores multinivel DC/DC el ángulo de fase es  $\theta = 360 \left( \frac{k-1}{N} \right)^\circ$  e igual que en el caso de los inversores la portadora de la  $k^{th}$  celda se desplaza en fase  $\theta$ . En la Figura 28 se presenta la modulación PSPWM y la forma de onda  $v_s$  de un convertidor multinivel de 3 celdas (Vivert, 2020).

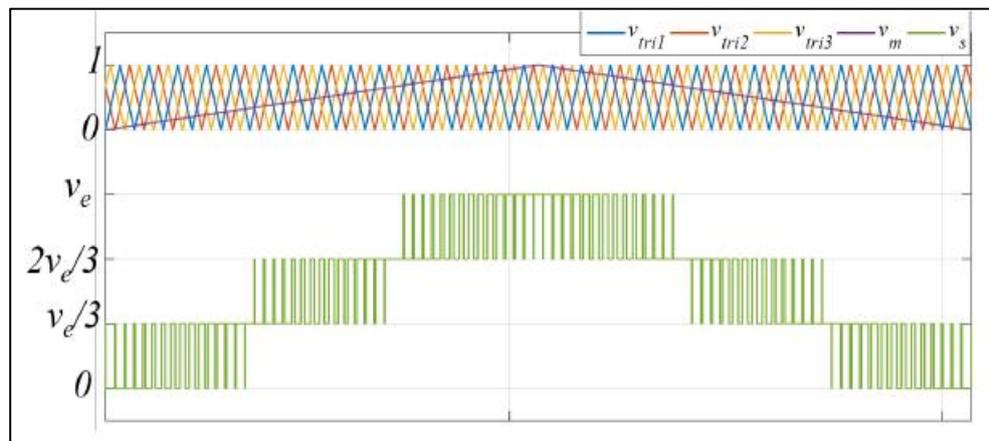


Fig. 28. Modulación PSPWM.  
Fuente: (Vivert, 2020)

## 1.5 Aplicaciones del convertidor multiphase Buck

Los convertidores MB se utilizan cuando se quiere trabajar con aplicaciones de potencia baja o media, ya que los MB requieren bajo voltaje en su entrada para producir elevadas cantidades de corriente en su salida. Es por eso que los convertidores MB son aplicados principalmente en la creación de módulos reguladores de voltaje (VRM), como se describe a continuación en la literatura.

- (Suryanarayana et al., 2016) presentan un convertidor MB para el uso de un cargador de batería solar, aumentando la vida útil del panel solar y la batería.
- En (Sah et al., 2014) se aplica un convertidor MB para una operación eficiente de suministro de energía y carga a través de un enlace DC de una batería de un vehículo eléctrico.
- (Gabian, 2017) propone un estudio experimental de un convertidor Buck, convertidor MB y un convertidor buck híbrido para cargadores de teléfonos móviles y tablets. Debido a que este tipo de dispositivos requieren disminuir el

tiempo de carga lo que involucra un aumento en la corriente a través del convertidor. Finalmente expone lo positivo y negativo de cada uno de los convertidores sometidos a parámetros de pruebas específicos.

- En (Faraji et al., 2017) se desarrolla un convertidor MB para aplicaciones de muy bajo voltaje para tecnología CMOS. Mejorando las pérdidas de conducción y conmutación de manera simultánea alcanzando una eficiencia del 93%.
- En (Halivni & Peretz, 2020) se realiza un control programado de corriente para un VRM que regula el voltaje de salida con precisión y mantiene un intercambio de corriente en todas las celdas. Los resultados se obtienen a partir de la implementación experimental de un convertidor MB de cuatro celdas y un controlador compacto realizado en un FPGA.
- (Halivni & Peretz, 2020) desarrollan un control de histéresis para corriente de un VRM que alimenta un microprocesador que cumpla con las especificaciones de ondulación de voltaje y corriente deseados. Se hace uso de un MB para lograr un control de corriente en su salida y también de su alimentación directa en la entrada y permitir un mejor rechazo de las perturbaciones de entrada de línea.
- (Peng et al., 2021) Se fabrica un microinductor a partir de un convertidor buck que funciona a una frecuencia de 20 MHz y que logra una eficiencia máxima de 85,47%.

## CAPÍTULO 2

### DISEÑO DEL CONVERTIDOR MULTIPHASE BUCK

En este capítulo se presenta los parámetros del sistema, el dimensionamiento de cada componente, el modelado matemático del convertidor MB de tres celdas, y se compara el resultado del modelamiento con el circuito eléctrico en el software de MATLAB/Simulink.

#### 2.1 Descripción del lugar de estudio

La implementación del trabajo se realizará en el Laboratorio de Control de la carrera de Ingeniería Eléctrica que se encuentra en las instalaciones de la Universidad Técnica del Norte de la ciudad de Ibarra, Provincia de Imbabura

#### 2.2 Metodología

Para la implementación del convertidor MB de tres celdas, es necesario primero realizar el diseño de sus componentes y realizar su modelamiento. Para lo cual se aplicó la siguiente metodología.

<b>Búsqueda Bibliográfica</b>
<ul style="list-style-type: none"><li>• Se realizó una investigación de los convertidores MB buck y temas relacionados, en cuanto a su topología y modelamiento, en los diferentes gestores bibliográficos como: IEEE Explorer, WebOfScience, Science Direct, Google académico, entre otros.</li></ul>
<b>Dimensionamiento de componentes</b>
<ul style="list-style-type: none"><li>• Se realizó el análisis del convertidor MB de tres celdas en sus modos de operación para el dimensionamiento de sus componentes que cumplan con los requerimientos del sistema, sustentados en cálculos y simulación.</li></ul>
<b>Modelamiento del sistema</b>
<ul style="list-style-type: none"><li>• Los resultados obtenidos por simulación del modelo matemático y el diagrama de bloques que representa el esquemático de un MB de tres celdas, certifica que el análisis matemático del circuito se realizó de manera correcta.</li></ul>
<b>Implementación física</b>
<ul style="list-style-type: none"><li>• Realizado el diseño y modelamiento se procedió a la implementación física del convertidor MB de tres celdas, este será sometido a diferentes pruebas de funcionamiento y sus resultados serán comparados con simulaciones para su validación.</li></ul>

Fig. 29. Metodología de la investigación.  
Fuente: (Autor)

### 2.3 Parámetros del sistema

El convertidor debe tener una alimentación de entrada en un rango entre 48 y 60V, una tensión de salida de 30V y la corriente de salida en cada celda de 1A, haciendo un total de 3A. El convertidor debe suministrar 90W.

### 2.4 Descripción del sistema

Un convertidor MB permite obtener una corriente elevada en su salida con una entrada de voltaje media o baja (10 -100V). Añadir celdas a un convertidor buck simple hace que la corriente total se divida para el número de celdas colocadas en paralelo, esto provoca que el rizado de corriente y voltaje en su salida sea menor.

La estructura general del sistema se puede ver en la Figura 29, donde  $V_{in}$  y  $V_{oMB}$  son los voltajes de entrada y salida respectivamente.  $L_1$  y  $C_1$  son el inductor y capacitor correspondientes al filtro de entrada.  $S_{ap}, S_{an}, S_{bp}, S_{bn}, S_{cp}, S_{cn}$  son los transistores,  $L$  tiene el mismo valor para las tres celdas,  $C$  es el capacitor del filtro de salida y  $I_{LOAD}$  es la carga de salida del convertidor.

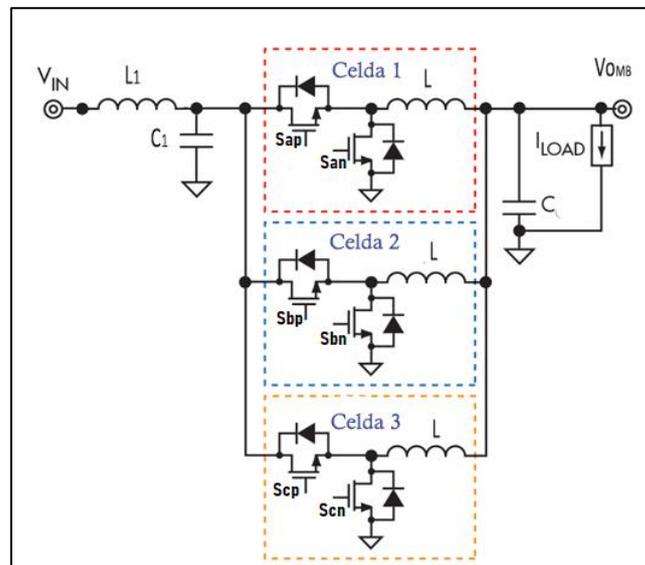


Fig. 30. Estructura general del sistema.  
Fuente: (Autor)

El convertidor MB presentado en la Figura 29, se compone por tres convertidores buck. Por lo tanto, es necesario primero comprender el funcionamiento de un convertidor buck simple de una celda, para luego adaptar su estructura MB.

## 2.5 Funcionamiento de un convertidor buck

El convertidor buck tradicional posee un mosfet  $S_{ap}$  y un diodo, esta estructura hace que el convertidor sea unidireccional resultando más complejo la obtención de la señal promedio. Entonces para asegurar la continuidad y facilitar su análisis lo que se hace es reemplazar el diodo por un segundo mosfet  $S_{an}$  (ver Figura 30). A continuación, se realiza un análisis de los circuitos en los dos modos de operación y se determinan las ecuaciones (14) (15) y (16) que representan el funcionamiento del convertidor buck. En la TABLA 2.1 se describen las variables utilizadas.

$$S_{an} = 1 - S_{ap} \quad (1)$$

Cuando  $S_{ap} = 1$  se obtiene un circuito como el de la Figura 30, realizando un análisis de Kirchoff se obtiene lo siguiente:

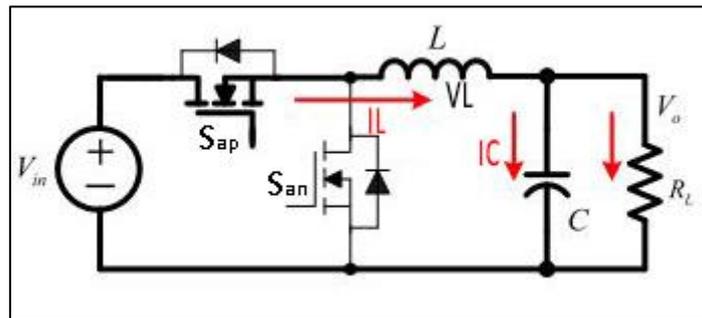


Fig. 31. Circuito equivalente S1=1.  
Fuente: (Alamos, 2007)

$$Si S_{ap} \equiv 1 \wedge S_{an} \equiv 0 \quad (2)$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (3)$$

$$L \frac{\partial i}{\partial t} = V_{in} - V_c \quad (4)$$

$$I_c = C \frac{\partial v}{\partial t} \quad (5)$$

$$C \frac{\partial v}{\partial t} = I_L - I_o \quad (6)$$

$$C \frac{\partial v}{\partial t} = I_L - \frac{V_c}{R_L} \quad (7)$$

Cuando  $S_{ap} = 0$  su circuito equivalente es el mostrado en la Figura 31, realizando un análisis de Kirchoff se obtiene que:

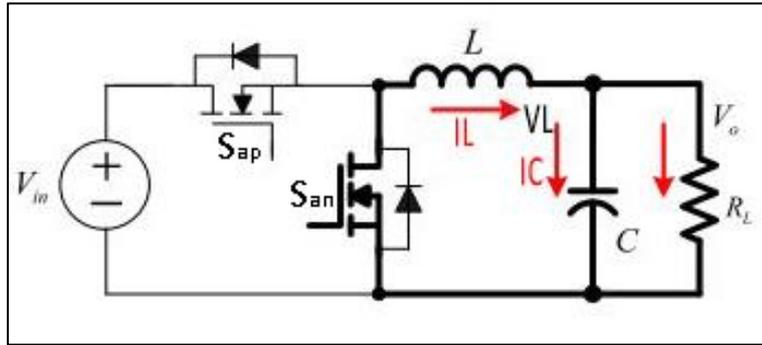


Fig. 32. Circuito equivalente  $S_1=0$ .  
Fuente: (Alamos, 2007)

$$Si S_{ap} \equiv 0 \wedge S_{an} \equiv 1 \quad (8)$$

$$V_{in} = 0 \quad (9)$$

$$L \frac{\partial i}{\partial t} = -V_c \quad (10)$$

$$C \frac{\partial v}{\partial t} = I_L - I_o \quad (11)$$

$$C \frac{\partial v}{\partial t} = I_L - \frac{V_c}{R_L} \quad (12)$$

Uniendo los dos modos de operación da como resultado las Ecuaciones (14), (15) y (16), que representan el funcionamiento de un convertidor buck síncrono que tiene como variable el conmutador  $S_{ap}$ .

$$V_c = V_o \quad (13)$$

$$V_{in} = S_{ap}V_{in} \quad I_L = S_{ap}I_L \quad (14)$$

$$L \frac{\partial i}{\partial t} = S_{ap}V_{in} - V_o \quad (15)$$

$$C \frac{\partial v}{\partial t} = I_L - \frac{V_o}{R_L} \quad (16)$$

Tabla 2.1 Variables utilizadas en un convertidor buck

Variables	Descripción
$S_{ap}$	Conmutador 1
$S_{an}$	Conmutador complementario
$V_{in}$	Voltaje de entrada
$V_o$	Voltaje de salida

$V_L$	Voltaje del inductor
$V_c$	Voltaje del capacitor
$I_L$	Corriente en el inductor
$I_o$	Corriente de salida
$R_L$	Resistencia en la carga
$C$	Capacitor
$L$	Inductor

### 2.5.1 Descripción de la modulación PWM

Una de las técnicas de modulación más utilizadas en convertidores DC es la PWM, la señal PWM  $v_{pwm}$  que activa/desactiva los transistores resulta de la comparación entre una señal portadora  $v_p$  y una señal moduladora  $v_m$ . En la Figura 32, se puede ver la señal  $v_{pwm}$  resultante.

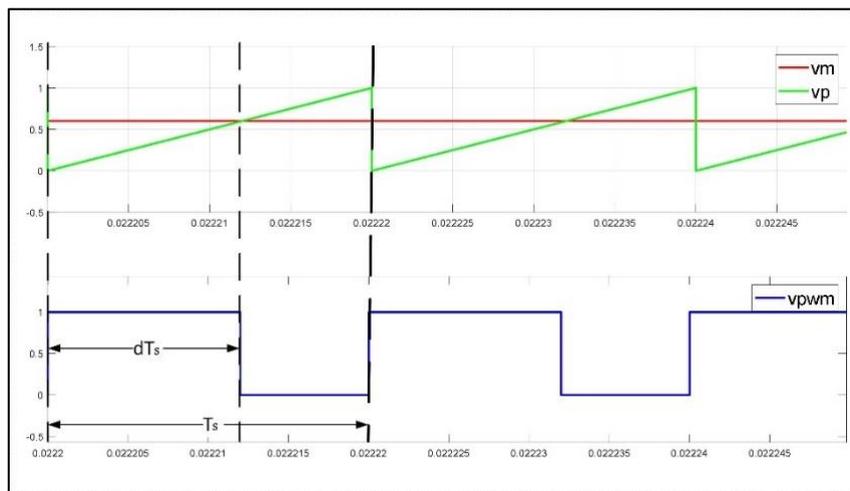


Fig. 33. Forma de onda de la modulación PWM.  
Fuente: (Autor)

$$v_{pwm} = \begin{cases} \text{si } v_p > v_m ; 0 \\ \text{si } v_p \leq v_m ; 1 \end{cases} \quad (17)$$

El duty cycle se presenta en la Ecuación (19) y se obtiene de la semejanza de triángulos existente entre la señal moduladora y portadora, como se indica en la Figura 33, donde  $T_s$  es el periodo y  $dT_s$  es el porcentaje del periodo en el cual  $v_{pwm}$  es igual a 1.

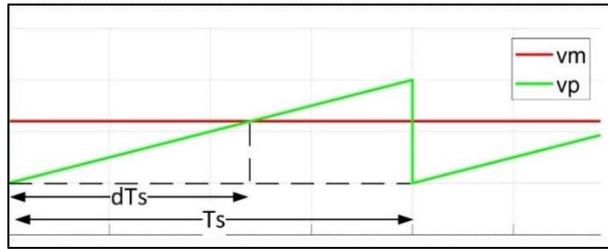


Fig. 34. Duty cycle de una señal pwm.  
Fuente: (Autor)

$$\frac{v_p}{T_s} = \frac{v_m}{dT_s} \quad (18)$$

$$d = \frac{v_m}{v_p} \quad (19)$$

## 2.5.2 Análisis de corriente y voltaje de un convertidor buck

Luego de entender el funcionamiento del convertidor y seleccionada la técnica de modulación se procede analizar las formas de onda resultantes del inductor y capacitor del convertidor buck.

- **Análisis de la corriente de salida del convertidor**

Mediante la Ecuación (15) que representa el voltaje del inductor en los dos modos de operación; se puede determinar la onda del voltaje  $v_L$  como se muestra en la Figura 34.

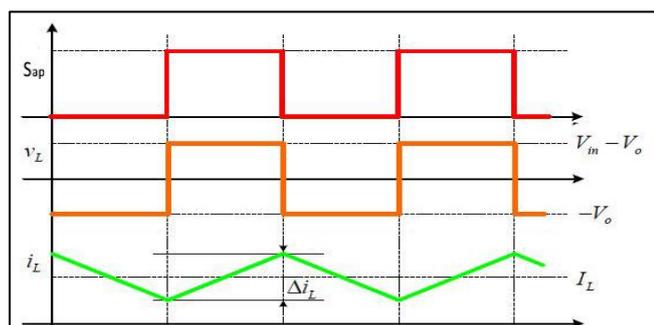


Fig. 35. Forma de onda de la corriente de salida del inductor.  
Fuente: (Álamos, 2007)

Se conoce que la corriente del inductor  $i_L$  es la integral de su voltaje, por lo tanto, al integrar una constante positiva ( $V_{in} - V_o$ ) se obtiene una recta con pendiente positiva y la pendiente de la recta será negativa si la constante es negativa ( $-V_o$ ). (ver Figura 34).

La obtención de la forma de onda de la corriente de salida permite realizar el dimensionamiento de un inductor que se presenta en la Ecuación (25), se lo hace cuando  $i_L$  es positiva, ya que en ese momento el inductor comienza a cargarse. La nomenclatura de las variables se representa en la TABLA 2.2.

Reemplazando la Ecuación (20) en la Ecuación (15) se tiene:

$$V_o = dV_{in} \quad (20)$$

Entonces el duty cycle es igual a:

$$d = \frac{30}{50} = 0,6 \quad (21)$$

$$V_L = \left\{ \begin{array}{l} \text{cuando } S_1 = 1 ; V_L = V_{in} - V_o = V_{in} - (dV_{in}); \text{ entonces } V_L = V_{in}(1 - d) \\ \text{cuando } S_1 = 0 ; V_L = -V_o; \text{ entonces } V_L = -dV_{in} \end{array} \right\} \quad (22)$$

Analizando la corriente del inductor en la carga ( $i_L > 0$ ) se tiene:

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t} \quad (23)$$

$$V_{in}(1 - d) = L \frac{\Delta_{iL}}{dT_s} \quad (24)$$

$$L = \frac{V_{in}(1 - d)dT_s}{\Delta_{iL}} \quad (25)$$

TABLA 2.2 Variables del dimensionamiento del inductor

Variabes	Descripción
$d$	Duty cycle
$V_{in}$	Voltaje de entrada
$V_o$	Voltaje de salida
$V_L$	Voltaje del inductor
$\Delta_{iL}$	Rizado en la corriente de salida
$L$	Inductor
$T_s$	Periodo

- **Análisis del voltaje de salida del convertidor**

Para el análisis del voltaje se toma como referencia la Ecuación (16). En este caso la corriente del capacitor  $i_c$  no depende del estado de  $S_1$ ; sino de la resta de  $I_L - I_o$  durante todo su funcionamiento. En la Figura 35 se observa la forma de onda de la

corriente del capacitor  $i_c$ . Se conoce que el voltaje del capacitor  $V_c$  es la integral de su corriente, por lo tanto, al integrar una rampa ( $I_L - I_o$ ) se obtiene una parábola, dependiendo si la pendiente es positiva o negativa la parábola se ubicará para arriba o para abajo. (ver Figura 35).

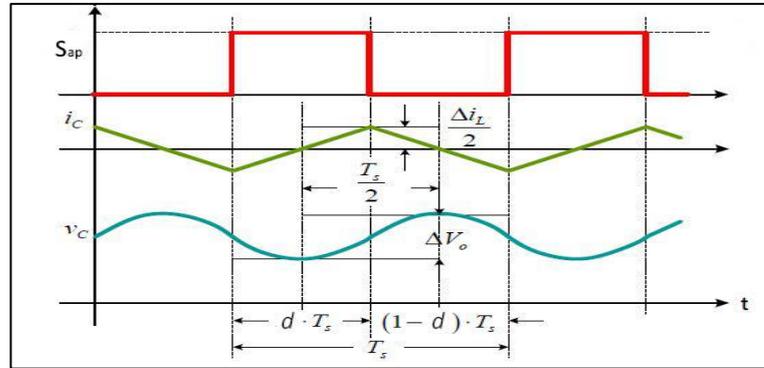


Fig. 36. Forma de onda del filtro de salida de un convertidor buck simple.  
Fuente: (Álamos, 2007)

Al igual que el inductor el dimensionamiento del capacitor se lo hace cuando  $i_c$  es positiva. Es de conocimiento general que la integral de una función es igual al área bajo la curva, es decir, se debe calcular el área del triángulo positivo que forma  $i_c$ . Al realizar esta operación se tiene la Ecuación (28), que representa el dimensionamiento del capacitor y la TABLA 2.3 indica la nomenclatura de las variables para el dimensionamiento del filtro de salida.

$$C \frac{\partial v_c}{\partial t} = i_c \quad (26)$$

$$C \Delta V_c = \int i_c \partial t \quad (27)$$

$$C \Delta V_c = \frac{\left(\frac{T_s}{2}\right) \left(\frac{\Delta i_L}{2}\right)}{2} \quad (28)$$

$$C = \frac{T_s \Delta i_L}{8 \Delta V_c} \quad (29)$$

TABLA 2.3 Variables del dimensionamiento del filtro de salida

Variables	Descripción
$C$	Capacitor (filtro de salida)
$i_c$	Corriente del capacitor
$\Delta V_c$	Rizado del filtro de salida
$\Delta i_L$	Rizado en la corriente de salida
$T_s$	Periodo

## 2.6 Adaptación del convertidor buck a la estructura MB.

La topología MB está compuesta por varias celdas colocadas en paralelo como se ve en la Figura 36, alimentadas por una fuente de voltaje. Cada celda está compuesta por una especie de convertidor buck que comparten una carga. El objetivo de este convertidor es equilibrar las corrientes a través de inductancias y regular la tensión de salida que corresponde a la tensión del capacitor. Este convertidor se modula mediante la estrategia multiportadora con desplazamiento de fase (PSPWM).

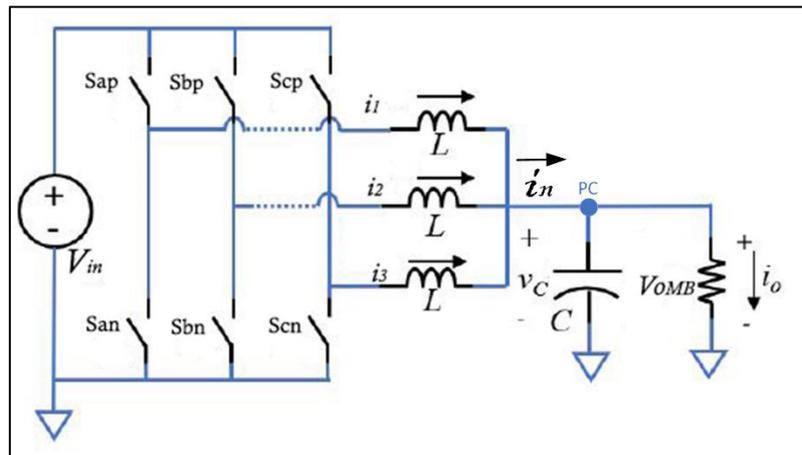


Fig. 37. Estructura general de un MB de tres celdas.  
Fuente: (Vivert, 2020)

### 2.6.1 Diseño de la Modulación PSPWM para convertidor MB

Para realizar la modulación por desplazamiento de fase que se observa en la Figura 37(a), primero se debe tomar en cuenta el número total de celdas del convertidor, en este caso  $N = 3$ ; y el ángulo de desfase está dado por  $\theta = \frac{(k-1)*T_s}{N}$ , donde  $k$  es la celda a desfasar. Entonces, la primera señal portadora  $v_{tri1}$  no tiene desfase,  $v_{tri2}$  se desfasa  $\frac{T_s}{3}$  y  $v_{tri3}$  se desfasa  $\frac{2*T_s}{3}$ .

### 2.6.2 Señal de salida de los conmutadores

Para la señal de los conmutadores se debe tomar en cuenta que  $S_{ap}$  es complementario de  $S_{an}$ , lo mismo ocurre con los conmutadores de las otras dos celdas. La señal PSPWM viene definida por la comparación entre la señal moduladora y las portadoras. En la Figura 36(b), se puede ver los tiempos de conmutación para cada celda.

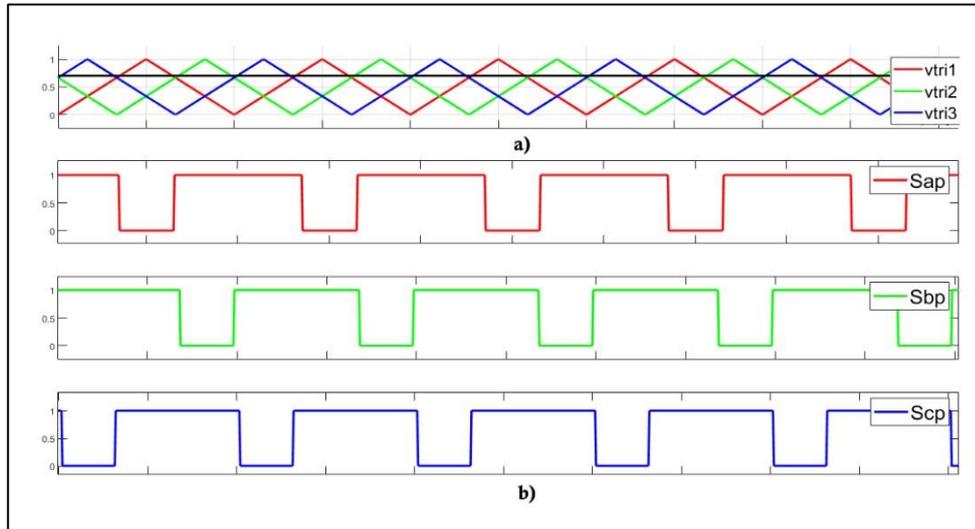


Fig. 38. a) Multiportadora PSPWM, b) Conmutación para cada una de las celdas.  
Fuente: (Autor)

### 2.6.3 Análisis de corriente y voltaje a la salida del convertidor MB

La señal PWM obtenida por la modulación PSPWM implementada en el MB, determina el estado de encendido/apagado de los transistores ( $S_{ap}$ ,  $S_{bp}$ ,  $S_{cp}$ ) (ver Figura 38(a)). El funcionamiento de este convertidor se basa en el convertidor buck, por lo tanto, cuando  $S_{a,b,c} = 1$  las corrientes de cada rama comienzan a cargarse simultáneamente. Finalmente, como se observa en la Figura 38(b) las corrientes de cada fase se unen en un punto en común dando como resultado que la corriente de salida  $i_o$  es igual a la suma de las corrientes de cada celda, esto provoca que el rizado de la corriente de salida  $\Delta i_o$  se reduzca proporcionalmente para el número de celdas del convertidor.

De esta manera, se puede deducir que el rizado de la corriente de salida en un convertidor MB es igual a  $\frac{\Delta i}{N}$  donde  $\Delta i$  representa la corriente de salida una celda y  $N$  es la cantidad de celdas, como se observa en la Figura 38(c).

Otro aspecto a tomar en cuenta es la frecuencia de la corriente de salida  $i_o$ , tal como se ve en la Figura 38(c), por cada pico de  $i_1$  hay tres picos de  $i_o$ . Esto significa que la frecuencia de  $i_o$  es  $N$  veces más rápida en comparación con la frecuencia de corriente generada por una sola celda.

Por otro lado, el voltaje de salida del MB, al igual que en el convertidor buck depende de la corriente de salida. Esto da como resultado que el rizado del voltaje de

salida de un buck simple ( $\Delta V_C$ ) es  $N$  veces más grande, que el rizado de un convertidor MB ( $\Delta V_{O_{MB}}$ ). En cuanto a la frecuencia del voltaje  $V_{O_{MB}}$ , ésta se multiplica por el número de celdas tal como sucede con  $i_o$ , ver Figura 38(d).

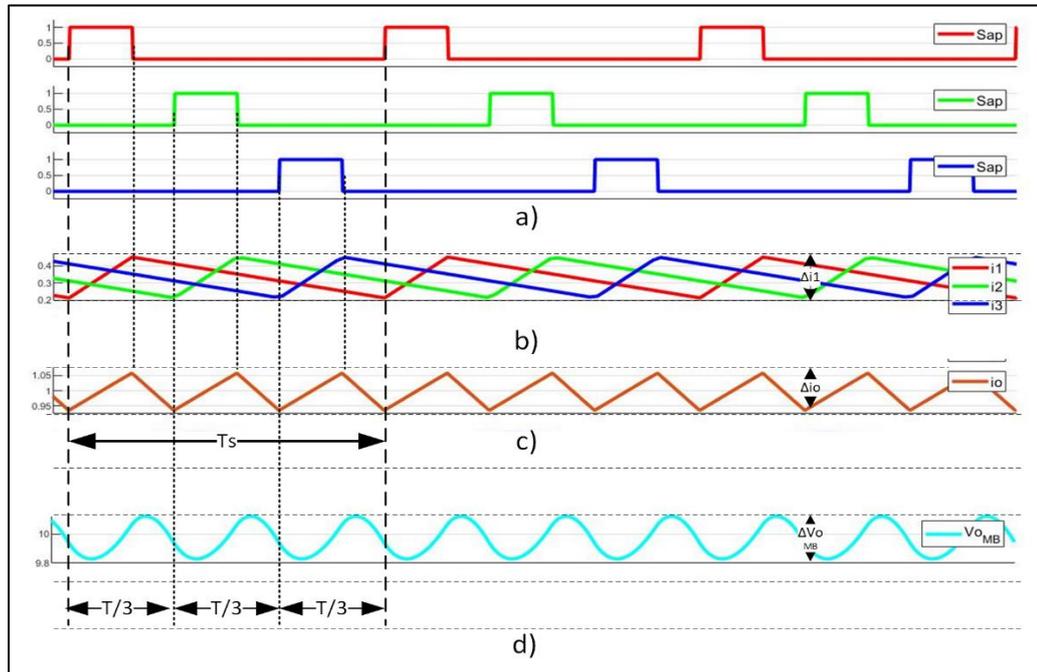


Fig. 39. a) Señal pwm de la modulación PSPWM, b) Corriente de salida cada celda, c) Corriente de salida del MB, d) Salida de voltaje de una celda, e) Salida de voltaje de un convertidor MB.  
Fuente: (Autor)

En resumen, para el convertidor MB de tres celdas a implementarse en este trabajo las ondulaciones en la salida de corriente y voltaje es de aproximadamente un tercio de las ondulaciones de cada rama.

#### 2.6.4 Dimensionamiento del filtro de salida del convertidor MB

El filtro de salida del convertidor se forma por tres inductores que tendrán el mismo valor y un capacitor de salida.

- **Inductores**

El dimensionamiento de cada inductor será igual en todas las ramas y es representada por la Ecuación (31). Para obtener dicha ecuación se toma como referencia la Ecuación (25) del dimensionamiento en un convertidor buck de una celda.

Entonces, se tiene que  $\Delta i_o$  descrito en la Ecuación (30), es el rizado de la corriente de salida del convertidor MB.

$$\Delta i_o = \frac{\Delta i_L}{N} \quad (30)$$

Sustituyendo la Ecuación (30) en (24) se deduce que:

$$L = \frac{V_{in}(1-d)d}{\Delta i_o N f_s} \quad (31)$$

Por tanto, el valor del inductor con los parámetros establecidos en la TABLA 2.4 es:

$$L = 666 \mu H \quad (32)$$

TABLA 2.4 Diseño del inductor de salida

Variables	Valores
$V_{in}$	50 V
$V_{oMB}$	30 V
$d$	0.6
$i_L$	3 A
$\Delta i_o$	4% $i_L$
$N$	3
$f_s$	25 KHz

- **Capacitor**

Para el dimensionamiento del filtro de salida representado por la Ecuación (38), se toma como referencia la Ecuación (29), que mostraba el dimensionamiento del capacitor en una celda. No obstante, su diferencia radica en la frecuencia de la corriente de salida, como se explicó en la sección anterior en el convertidor MB la frecuencia debe multiplicarse por la cantidad de celdas ocupadas. Por lo tanto, al integrar la corriente de salida del convertidor MB se tiene lo siguiente:

$$C \frac{\partial v_{oMB}}{\partial t} = i_C \quad (33)$$

$$C \Delta v_{oMB} = \int i_C \partial t \quad (34)$$

$$C \Delta v_{OMB} = \frac{\left(\frac{T_s}{2N}\right) \left(\frac{\Delta i_o}{2}\right)}{2} \quad (35)$$

$$C = \frac{\Delta i_o}{8 N (\Delta v_{OMB}) f_s} \quad (36)$$

Por tanto, el valor del capacitor con los parámetros establecidos en la TABLA 2.6 es:

$$C = 333 \text{ nF} \quad (37)$$

TABLA 2.6 Diseño del capacitor de salida

Variables	Valores
$V_{OMB}$	30 V
$\Delta v_{OMB}$	2% $V_{OMB}$
$i_L$	3 A
$\Delta i_o$	4% $i_L$
$N$	3
$f_s$	25 KHz

## 2.7 Modelado dinámico del MB de tres celdas

Las ecuaciones (40), (43), (46) y (49) representan el modelo dinámico de un convertidor MB de tres celdas. Estas ecuaciones se obtienen a partir del análisis de voltaje y corriente en el nodo  $PC$  de la Figura 37. Entonces, analizando la corriente de cada rama se tiene lo que sigue:

Rama 1:

$$V_{L1} = d_1 V_{in} - V_c \quad (38)$$

$$L \frac{\partial i_1}{\partial t} = d_1 V_{in} - V_c \quad (39)$$

Aplicando la transformada de la Laplace se tiene:

$$I_1 = \frac{d_1 V_{in}(s) - V_c(s)}{LS} \quad (40)$$

Rama 2:

$$V_{L2} = d_2 V_{in} - V_c \quad (41)$$

$$L \frac{\partial i_2}{\partial t} = d_2 Vin - V_c \quad (42)$$

Aplicando la transformada de la Laplace se tiene:

$$I_2 = \frac{d_2 Vin(s) - V_c(s)}{LS} \quad (43)$$

Rama 3:

$$V_{L3} = d_3 Vin - V_c \quad (44)$$

$$L \frac{\partial i_3}{\partial t} = d_3 Vin - V_c \quad (45)$$

Aplicando la transformada de la Laplace se tiene:

$$I_3 = \frac{d_3 Vin(s) - V_c(s)}{LS} \quad (46)$$

Analizando el voltaje en PC se tiene:

$$i_c = i_1 + i_2 + i_3 - i_o \quad (47)$$

$$C \frac{\partial v_c}{\partial t} = i_1 + i_2 + i_3 + \frac{V_c}{R}(s) \quad (48)$$

Aplicando la transformada de la Laplace se tiene:

$$V_c = \frac{I_1 + I_2 + I_3 - \frac{V_c}{R}(s)}{CS} \quad (49)$$

Analizando el comportamiento de corriente y voltaje en estado estable se tiene que el resultado de las derivadas de corriente y voltaje debe ser aproximadamente cero, por tanto, las ecuaciones (39), (42) y (45) se igualan a cero y se obtiene las ecuaciones (51), (53) y (55):

$$d_2 Vin - V_c = 0 \quad (50)$$

$$d_2 = \frac{V_c}{Vin} \quad (51)$$

$$d_2 Vin - V_c = 0 \quad (52)$$

$$d_2 = \frac{V_c}{Vin} \quad (53)$$

$$d_3 V_{in} - V_c = 0 \quad (54)$$

$$d_3 = \frac{V_c}{V_{in}} \quad (55)$$

En conclusión, en un modelo ideal los duty cycle deben ser iguales para tener un modelo estable. Con este análisis se puede deducir que las corrientes expresadas en las ecuaciones (40), (43), (46) son iguales:

Con lo mencionado anteriormente en el circuito eléctrico se puede deducir que:

$$i_n = i_1 + i_2 + i_3 \quad (56)$$

$$i_1 = i_2 = i_3 \quad (57)$$

Por análisis de Kirchoff se tiene:

$$V_L = dV_{in} - V_c \quad (58)$$

$$L \frac{\partial i_1}{\partial t} = dV_{in} - V_c \quad (59)$$

$$i_c = i_n - i_o \quad (60)$$

$$C \frac{\partial v_c}{\partial t} = 3i_1 - \frac{V_c}{R} \quad (61)$$

Una vez realizado el análisis dinámico, es importante también realizar el análisis en estado estable, donde las derivadas en el tiempo son igual a cero. Por consiguiente, aplicando este concepto en las ecuaciones (59) y (61), da como resultado lo siguiente:

$$0 = \bar{d} \bar{V}_{in} - \bar{v}_c \quad (62)$$

$$0 = 3\bar{i}_1 - \frac{\bar{v}_c}{R} \quad (63)$$

$$\bar{v}_c = \bar{d} \bar{V}_{in} \quad (64)$$

$$\bar{i}_1 = \frac{\bar{v}_c}{3R} \quad (65)$$

En la TABLA 2.8 se describen las variables del modelo dinámico y estático de un convertidor MB de tres celdas.

TABLA 2.8 Variables del modelado dinámico y estático del MB

Variabes	Valores
$V_{in}$	Voltaje de entrada
$d$	Duty cycle
$V_L$	Voltaje en el inductor ( $L$ )

$V_c$	Voltaje en el capacitor (C)
$i_c$	Corriente en el capacitor (C)
$i_n$	Corriente de salida de las tres celdas
$i_1$	Corriente de la celda 1
$i_2$	Corriente de la celda 2
$i_3$	Corriente de la celda 3
$\bar{V}_{in}$	Voltaje de entrada en estado estable
$\bar{d}$	Duty cycle en estado estable
$\bar{v}_c$	Voltaje en el capacitor (C) en estado estable
$\bar{i}_1$	Corriente de la celda 1 en estado estable

Las ecuaciones (73) y (78) representan el modelo lineal de un convertidor MB de tres celdas, realizado mediante el análisis de la pequeña señal. El análisis de pequeña señal descompone cada término de la siguiente manera:

$$d = \bar{d} + \hat{d} \quad (66)$$

$$V_{in} = \bar{V}_{in} + \hat{V}_{in} \quad (67)$$

$$V_c = \bar{v}_c + \hat{v}_c \quad (68)$$

$$i_1 = \bar{i}_1 + \hat{i}_1 \quad (69)$$

En donde las variables que poseen este símbolo  $\wedge$  en la parte superior son las pequeñas señales, al sumarse estas variables con las que se encuentran en estado estable, da como resultado a las señales reales del sistema.

Por tanto, reemplazando las ecuaciones (66)-(67) en la Ecuación (59) se obtiene:

$$L \frac{\partial \hat{i}_1}{\partial t} = (\bar{d} + \hat{d})(\bar{V}_{in} + \hat{V}_{in}) - (\bar{v}_c + \hat{v}_c) \quad (70)$$

$$L \frac{\partial \hat{i}_1}{\partial t} = \bar{d}\bar{V}_{in} + \bar{d}\hat{V}_{in} + \hat{d}\bar{V}_{in} + \hat{d}\hat{V}_{in} - \bar{v}_c - \hat{v}_c \quad (71)$$

La multiplicación de dos pequeñas señales es un valor muy pequeño por lo tanto se aproxima a cero. Reemplazando la Ecuación (64) en (71):

$$L \frac{\partial \hat{i}_1}{\partial t} = \bar{v}_c + \bar{d}\hat{V}_{in} + \hat{d}\bar{V}_{in} + \hat{d}\hat{V}_{in} - \bar{v}_c - \hat{v}_c \quad (72)$$

$$\frac{\partial \hat{i}_1}{\partial t} = \frac{\bar{d}\hat{V}_{in} + \hat{d}\bar{V}_{in} - \hat{v}_c}{L} \quad (73)$$

Al realizar el mismo procedimiento ahora en la Ecuación (61) se tiene:

$$C \frac{\partial \hat{v}_c}{\partial t} = 3(\bar{i}_1 + \hat{i}_1) - \left( \frac{\bar{v}_c + \hat{v}_c}{R} \right) \quad (74)$$

$$C \frac{\partial \hat{v}_c}{\partial t} = 3\bar{i}_1 - \frac{\bar{v}_c}{R} + 3\hat{i}_1 - \frac{\hat{v}_c}{R} \quad (75)$$

$$C \frac{\partial \hat{v}_c}{\partial t} = 3 \left( \bar{i}_1 - \frac{\bar{v}_c}{3R} \right) + 3\hat{i}_1 - \frac{\hat{v}_c}{R} \quad (76)$$

Reemplazando la Ecuación (65) en (76):

$$C \frac{\partial \hat{v}_c}{\partial t} = 3(\bar{i}_1 - \bar{i}_1) + 3\hat{i}_1 - \frac{\hat{v}_c}{R} \quad (77)$$

$$\frac{\partial \hat{v}_c}{\partial t} = \frac{3\hat{i}_1}{C} - \frac{\hat{v}_c}{RC} \quad (78)$$

Finalmente, se procede a realizar la transformada de Laplace a las ecuaciones del modelo lineal obteniendo dando como resultado la función de transferencia de la Ecuación (90) que representa al convertidor MB de tres celdas.

Transformada de la Laplace a la Ecuación (73):

$$\mathcal{L} \left( \frac{\partial \hat{i}_1}{\partial t} = \frac{\bar{d}\bar{V}in + \hat{d}\bar{V}in - \hat{v}_c}{L} \right) \quad (79)$$

$$sI_1(s) = \frac{\bar{d}\bar{V}in(s) + D(s)\bar{V}in - V_c(s)}{L} \quad (80)$$

$$I_1(s) = \frac{\bar{d}\bar{V}in(s) + D(s)\bar{V}in - V_c(s)}{LS} \quad (81)$$

Transformada de la Laplace a la Ecuación (78):

$$\mathcal{L} \left( \frac{\partial \hat{v}_c}{\partial t} = \frac{3\hat{i}_1}{C} - \frac{\hat{v}_c}{RC} \right) \quad (82)$$

$$sV_c(s) = 3 \frac{I_1(s)}{C} - \frac{V_c(s)}{RC} \quad (83)$$

$$V_c(s) = 3 \frac{I_1(s)}{CS} - \frac{V_c(s)}{RCS} \quad (84)$$

Reemplazando la Ecuación (81) en (84):

$$V_c(s) = 3 \frac{\bar{d}Vin(s) + D(s)\bar{V}in - V_c(s)}{LCS^2} - \frac{V_c(s)}{RCS} \quad (85)$$

$$V_c(s) + \frac{3V_c(s)}{LCS^2} + \frac{V_c(s)}{RCS} = 3 \left( \frac{\bar{d}Vin(s) + D(s)\bar{V}in}{LCS^2} \right) \quad (86)$$

$$V_c(s) \left( 1 + \frac{3}{LCS^2} + \frac{1}{RCS} \right) = \frac{3}{LCS^2} (\bar{d}Vin(s) + D(s)\bar{V}in) \quad (87)$$

$$V_c(s) \left( \frac{LCS^2}{3} + 1 + \frac{LS}{3R} \right) = \bar{d}Vin(s) + D(s)\bar{V}in \quad (88)$$

$$V_c(s) = \left( \frac{1}{\frac{LCS^2}{3} + 1 + \frac{LS}{3R}} \right) (\bar{d}Vin(s) + D(s)\bar{V}in) \quad (89)$$

$$V_c(s) = \left( \frac{\frac{3}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{3}{LC}} \right) (\bar{d}Vin(s) + D(s)\bar{V}in) \quad (90)$$

En la Figura 40, se puede ver la comparación de las respuestas temporales en cuando al diagrama de bloques y el modelado matemático de un convertidor MB de tres celdas, representado por la función de transferencia en la Ecuación (90), en condiciones ideales de funcionamiento.

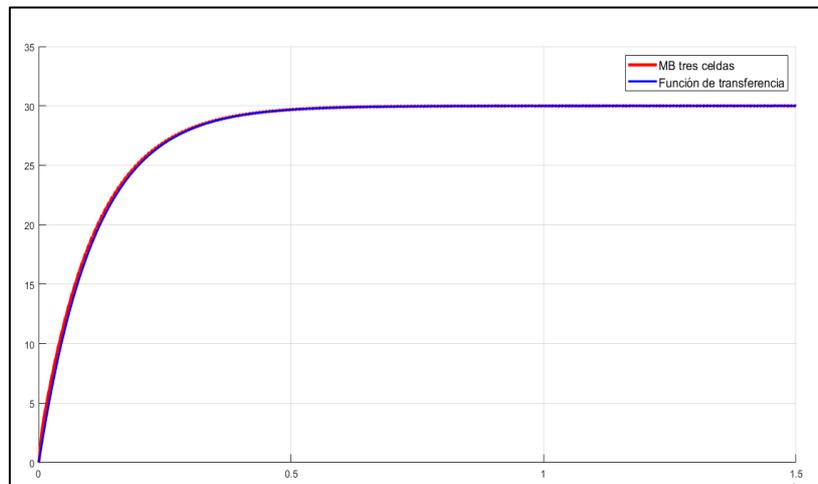


Fig. 40. Circuito MB de tres celdas y Función de transferencia.  
Fuente: (Autor)

## CAPÍTULO 3

En este capítulo se detalla el desarrollo e implementación del convertidor MB de tres celdas. También se describen los elementos y software utilizados para su funcionamiento. Finalmente, se realiza una comparación entre las señales obtenidas por simulación y las señales reales del convertidor MB desarrollado.

### 3.1 Implementación del convertidor MB

El convertidor MB de tres celdas se compone principalmente de un generador de señales PWM y tres convertidores buck.

#### 3.1.1 Generador de señales PWM

Para la generación de señales PWM se utiliza una placa desarrollada por Texas Instruments, que tiene como unidad central de procesamiento al microcontrolador TMS30F28379D (ver Figura 41), la razón de elegir esta placa se debe a que están diseñadas para aplicaciones relacionadas con el procesamiento de señales, inversores, vehículos eléctricos, convertidores de energía, entre otras. Al ser un microcontrolador de dos núcleos la ejecución de algoritmos se gestiona de una forma más rápida y eficiente en todo el sistema (Instruments, 2021). La TABLA 3.2 describe las características principales de este microcontrolador.

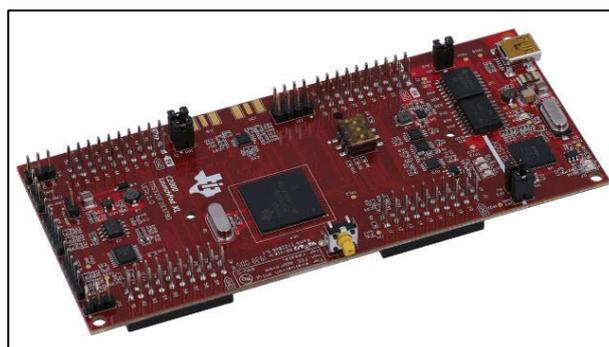


Fig. 41. Placa LAUNCHXL-F28379D.  
Fuente: (Instruments, 2021)

TABLA 3.2 Principales características de la placa LAUNCHXL-F28379D

Parámetros	Descripción
Frecuencia	200 MHz
Memoria Flash	1024 KB
RAM	204 KB

Resolución ADC	16 y 12 bits
Procesamiento total	800 MIPS
PWM	24 canales
Dual core	32 bits

A continuación, en la Figura 42 se muestra como interactúa el microcontrolador con el circuito en un diagrama de bloques.

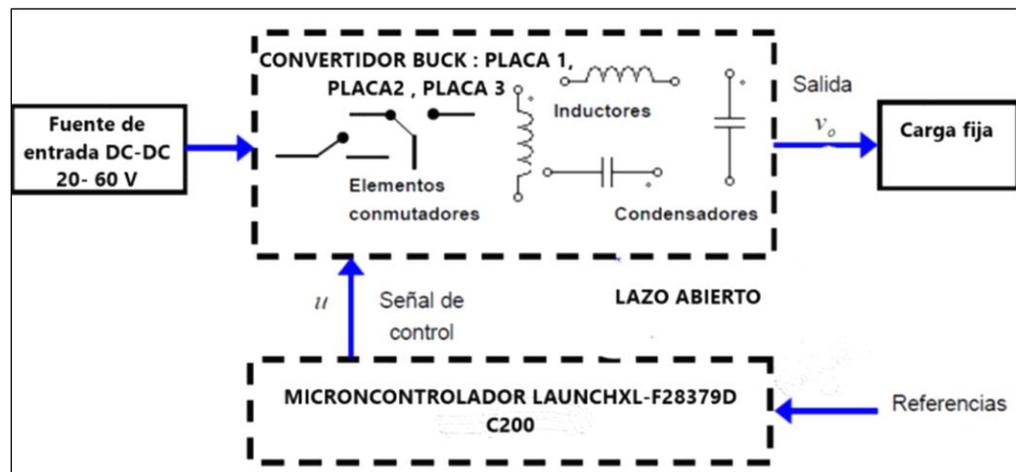


Fig. 42. Diagrama de bloques.  
Fuente: (Autor)

- **Software Code Composer Studio**

Es un entorno de desarrollo integrado (IDE) de Texas Instruments para depurar aplicaciones integradas. Es un IDE intuitivo que le proporciona al usuario herramientas e interfaces sencillas para un rápido aprendizaje. Posee compilador en lenguaje C/C++, editor de código fuente, entorno de construcción de proyectos, generador de perfiles y características adicionales (Intruments, 2021). El código utilizado para la generación de señales PSPWM se puede apreciar con mayor detalle en la sección de Anexos.

### 3.1.2 Convertidor Buck

El convertidor buck recibe las señales PWM provenientes de la placa LAUNCHXL-F28379D y activa los transistores de potencia en determinados tiempos de conmutación. Los componentes de cada celda se detallan en la TABLA 3.3.

TABLA 3.3 Elementos que conforman el convertidor buck de una celda.

Cantidad	Elementos
----------	-----------

2	Convertidores de Puerta UCC5320E
2	Convertidores DC-DC PEME1-S5-D15-S
2	Controladores DC-DC RFMM-0505S
2	MOSFET 25N10F7
1	Inductor
1	Fuente de voltaje 50V

- **Driver UCC5320E**

Las señales PWM generadas por el microcontrolador tienden a ser de baja potencia, por lo tanto, es necesario un driver que amplifique esas señales y produzca una entrada de alta corriente que active los transistores. El UCC5320E pertenece a la familia de drivers de un solo canal, posee variantes en sus pines de configuración y su circuito de fuerza.

El circuito de driver UCC5320E se detalla en la Figura 42.

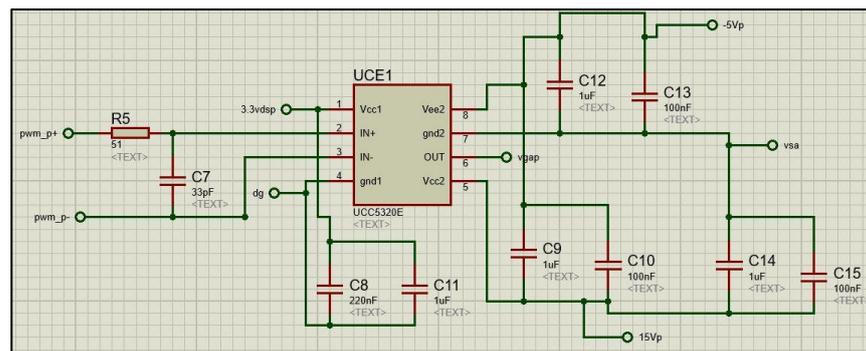


Fig. 42. Circuito de controlador de puerta UCC5320E.  
Fuente: (Autor)

- Como se observa en la Figura 43, el driver necesita un voltaje positivo de 15 V (Convertidor PEME1-S5-D15-S) y un voltaje negativo de 5 V (Convertidor RFMM-0505S), por consiguiente, se debe emplear dos fuentes aisladas de voltaje.

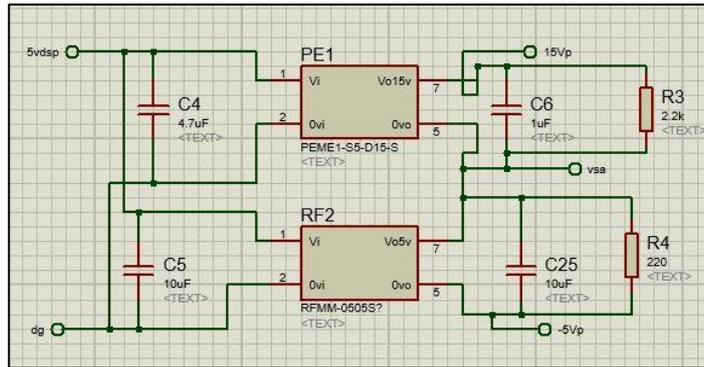


Fig. 43. Circuito convertor de voltaje.  
Fuente: (Autor)

Las salidas del driver se conectan a los Mosfet 25N10F7, como se indica en la Figura 44. Al trabajar con un mosfet principal y su complementario se debe repetir el proceso dos veces, de esta manera cuando el primer mosfet encienda el otro deberá permanecer apagado para evitar un cortocircuito.

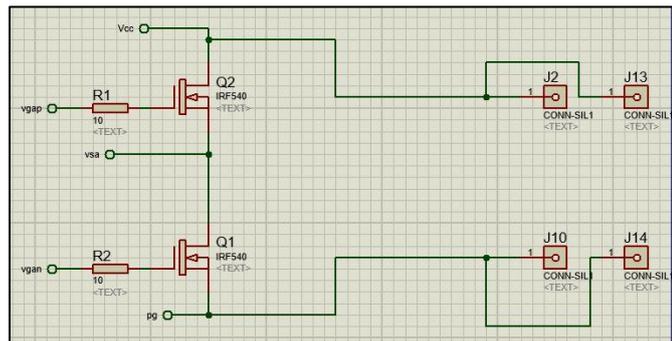


Fig. 44. Circuito generación de pulsos a los Mosfet.  
Fuente: (Autor)

La integración de los circuitos explicados anteriormente da como resultado el convertidor Buck de una celda mostrada en la Figura 45.

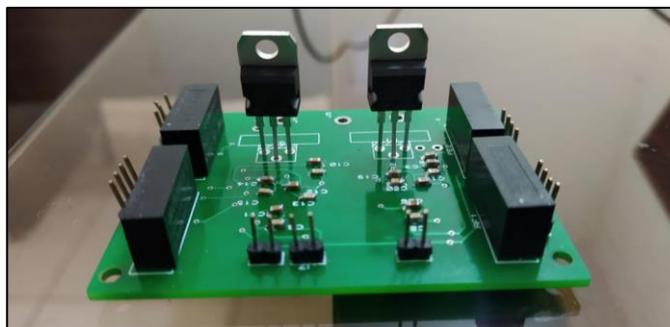


Fig. 45. Convertidor buck.  
Fuente: (Autor)

- **Diseño de inductor**

El valor del inductor para cada celda es de  $L = 666 \mu H$ . El diseño del inductor se lo hizo de forma manual, se enrolló con alambre de cobre esmaltado número 14 con un total de 20 vueltas (ver Figura 46), obteniendo así la inductancia requerida.

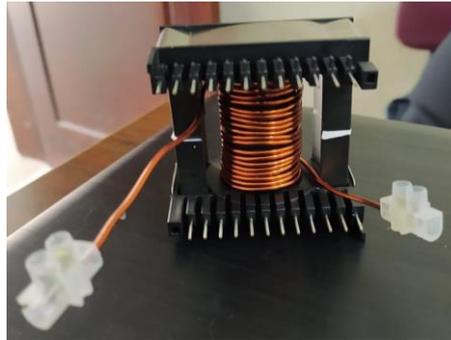


Fig. 46. Inductor de salida convertidor buck.  
Fuente: (Autor).

### 3.2 Resultados de simulación

Los parámetros de simulación se detallan en la TABLA 3.4. Estos parámetros son implementados en el circuito eléctrico mostrado en la Figura 47. El convertidor MB de la Figura 47, permiten obtener un voltaje de salida aproximado de 30V y una corriente de 3A.

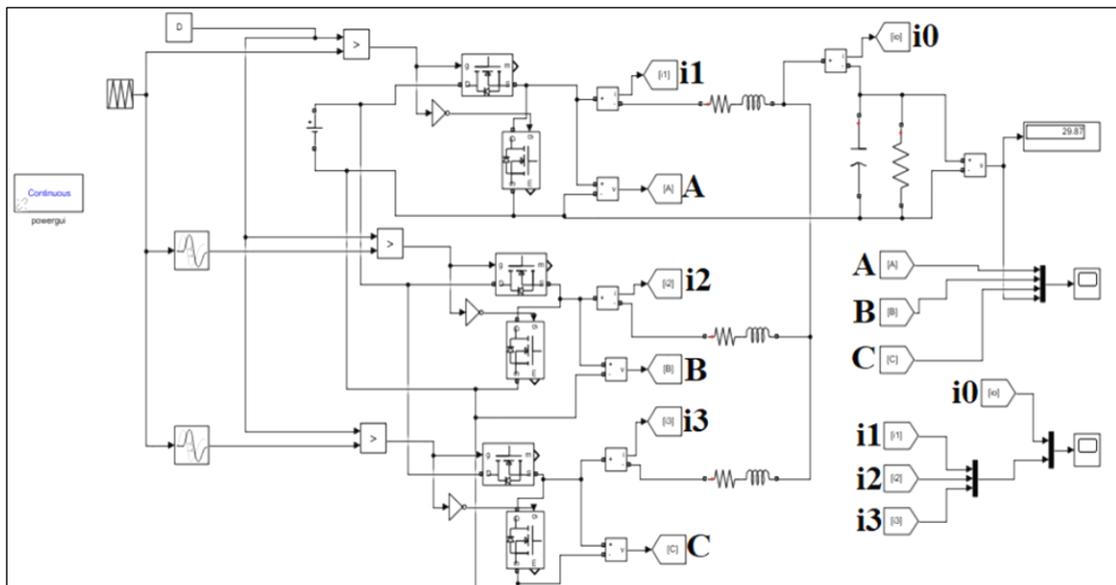


Fig. 47. Circuito eléctrico del convertidor MB de tres celdas.  
Fuente: (Autor)

Véase la Figura 37 del capítulo 2 para una mejor comprensión de las variables mostradas en el circuito eléctrico de la figura 47.

TABLA 3.4 Parámetros de simulación del convertidor MB

Símbolo	Parámetros	Valor
$V_{in}$	Voltaje de entrada	50 V
$d$	Duty cycle	0.6
$L$	Inductor de cada celda	666 $\mu$ H
$C$	Capacitor de salida	333 nF
$R$	Carga	10 $\Omega$
$f_s$	Frecuencia de conmutación	25 KHz
$R_{ds}$	Resistencia interna de cada Mosfet	0.027 $\Omega$

En la Figura 48, se puede ver el voltaje de salida del convertidor ( $V_{OMB}$ ), su valor aproximado es de 30V y su rizado tiene un valor del 2% tal como se había establecido dentro de los parámetros deseados. También se puede apreciar los pulsos de cada mosfet desfasados y con un valor equivalente al voltaje de entrada del convertidor que son 50V.

Por otro lado, la Figura 49, muestra las ondas de corriente de cada rama ( $i_1, i_2, i_3$ ) y la corriente de salida total ( $i_o$ ). La corriente de salida posee un valor promedio de 3A y un rizado del 4%. Además, se puede apreciar que en comparación con las corrientes de cada rama su frecuencia se triplica y el valor de su rizado es aproximadamente 6 veces menor, cumpliendo con el principio de funcionamiento de un convertidor MB.

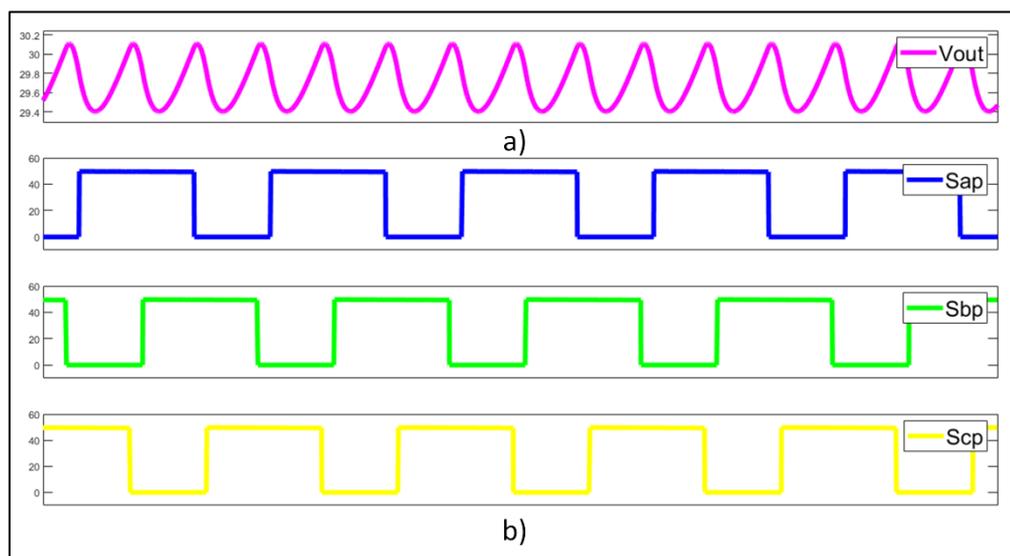


Fig. 48. a) Voltaje de salida, b) Pulsos de cada mosfet  
Fuente: (Autor).

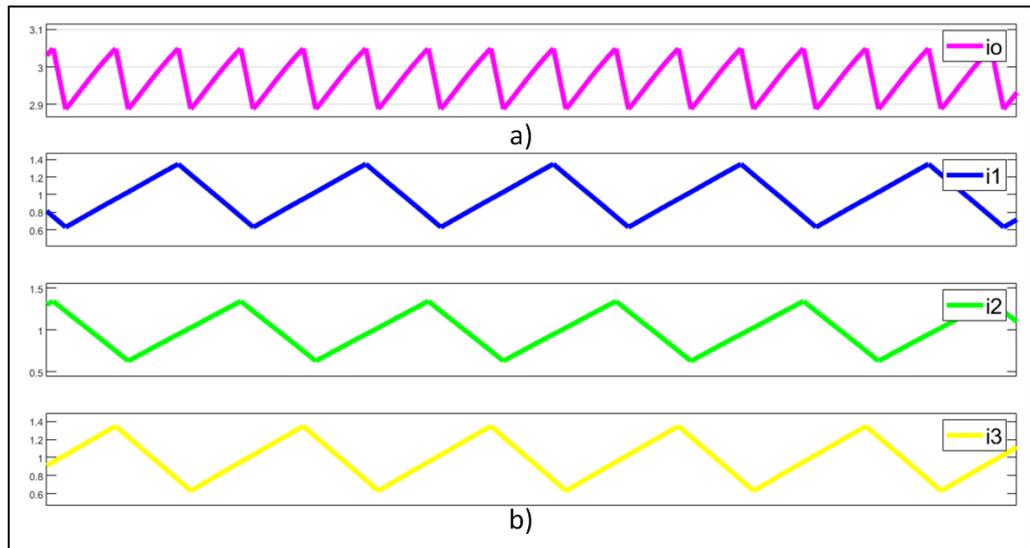


Fig. 49. a) Corriente de salida, b) Corriente de cada rama.  
Fuente: (Autor).

### 3.3 Resultados Experimentales

Los resultados experimentales corresponden al mismo análisis realizado previamente y es desarrollado con los mismos parámetros. La Figura 50, muestra el prototipo de un convertidor MB de tres celdas con sus respectivos componentes.

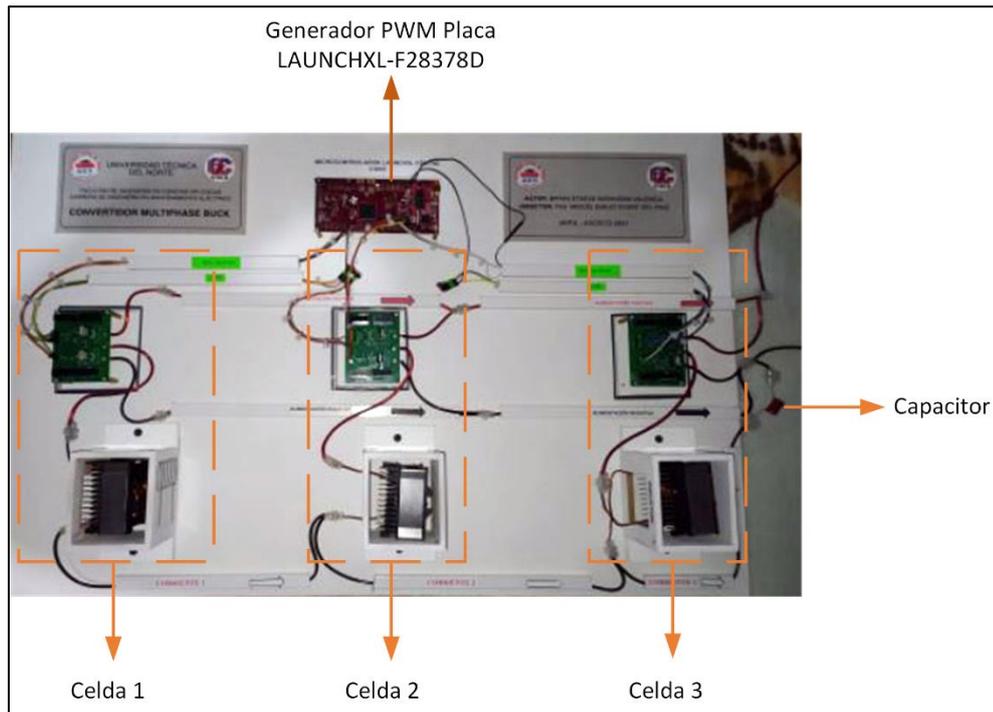


Fig. 50. Prototipo del convertidor MB de tres celdas.  
Fuente: (Autor)

### 3.3.1 Tiempo muerto

El tiempo muerto se usa cuando se tiene a dos señales PWM complementarias y su objetivo es evitar que ambas señales se accionen a la vez. Establecer de manera incorrecta el tiempo muerto provoca que haya un cortocircuito entre los semiconductores. La hoja de datos proporcionada por el fabricante da los tiempos mostrados en la TABLA 3.5 para el mosfet 25N10F7:

TABLA 3.5 Tiempos de conmutación del mosfet 25N10F7

Símbolo	Parámetros	Valor
$t_{d(on)}$	Tiempo de retardo al encendido	9.8 ns
$t_s$	Tiempo de subida	14 ns
$t_{d(off)}$	Tiempo de retardo al apagado	14.8 ns
$t_f$	Tiempo de falla	4.6 ns

La suma total de los tiempos de conmutación es de 43,2 ns, por seguridad y con la finalidad de evitar contratiempos este valor se debe multiplicar por 3 o 4. Para este trabajo el tiempo que se utilizó es de 150 ns.

Se realizaron varias pruebas de laboratorio para lograr sustentar la teoría. En la primera prueba el único cambio en los parámetros establecidos fue la alimentación, en esta prueba el voltaje de alimentación del convertidor es de 25V. En la Figura 51, se puede ver

que la corriente de salida del convertidor MB (ver Figura 51 (a)) aumenta su frecuencia de manera proporcional al número de celdas, esto se puede corroborar por la cantidad de picos que posee la corriente de salida del MB, en relación a la corriente de salida de una celda (ver Figura 51 (b)). Por otro lado, el valor del rizado se reduce significativamente en la corriente de salida total del convertidor MB. Finalmente, debido al ancho de banda del osciloscopio la representación de la corriente de salida se ve cuantizada en tiempo y señal.

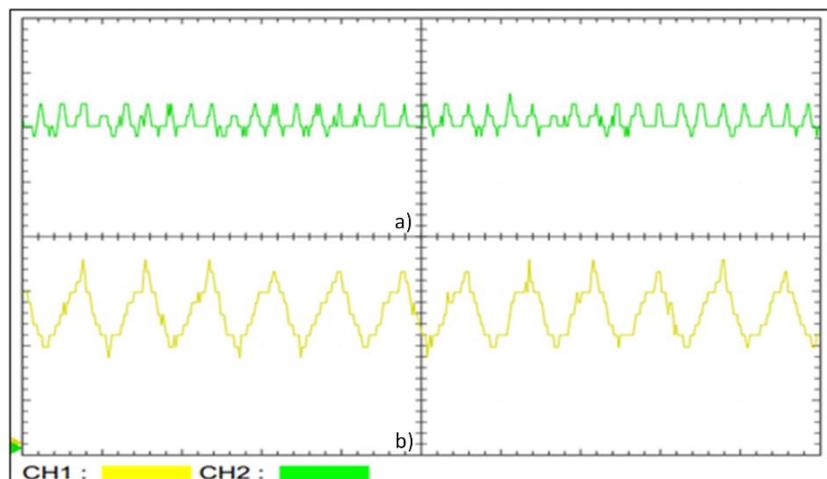


Fig. 51. a) Corriente de salida del MB b) Corriente de salida de una celda.  
Fuente: (Autor).

La siguiente prueba realizada es con los mismos parámetros de la simulación. En la Figura 52, se puede apreciar que el voltaje de salida del convertidor ( $V_{out}$ ), es de 30V, el voltaje de entrada de los mosfet ( $S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}$ ), es de 50V y se encuentran desfasados correctamente.

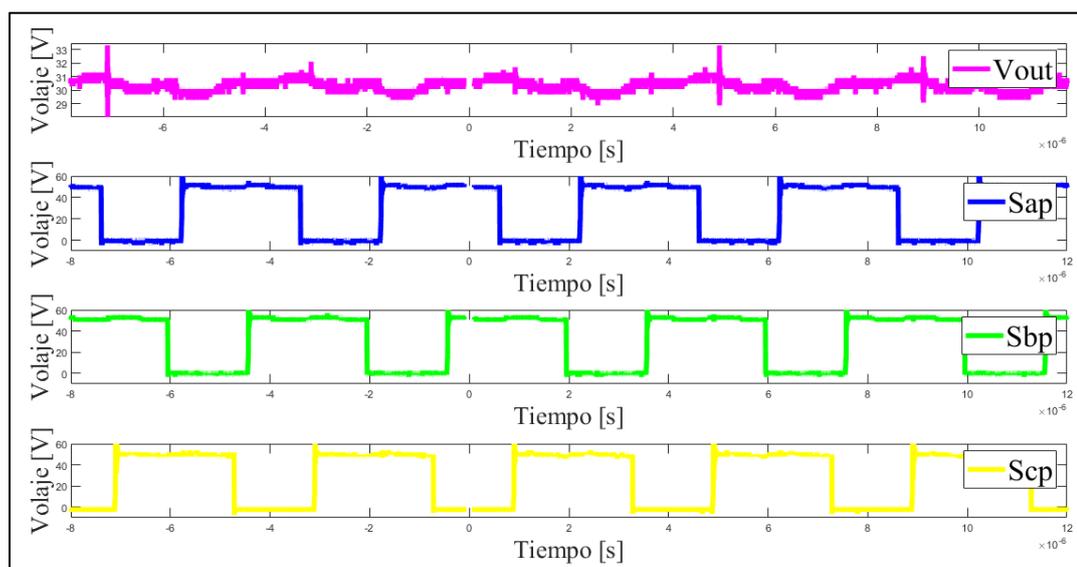


Fig. 52. Voltaje de salida del convertidor MB.  
Fuente: (Autor).

Por otro lado, como se puede ver en la Figura 53, las corrientes de cada celda ( $i_1, i_2$ ), son 800mA y 940mA aproximadamente. Además, se puede observar que la forma de onda tanto de voltaje como de corriente coincide con las señales obtenidas en simulación. Logrando de manera satisfactoria los valores deseados y obtenidos mediante cálculos y simulación en software y con el convertidor desarrollado.

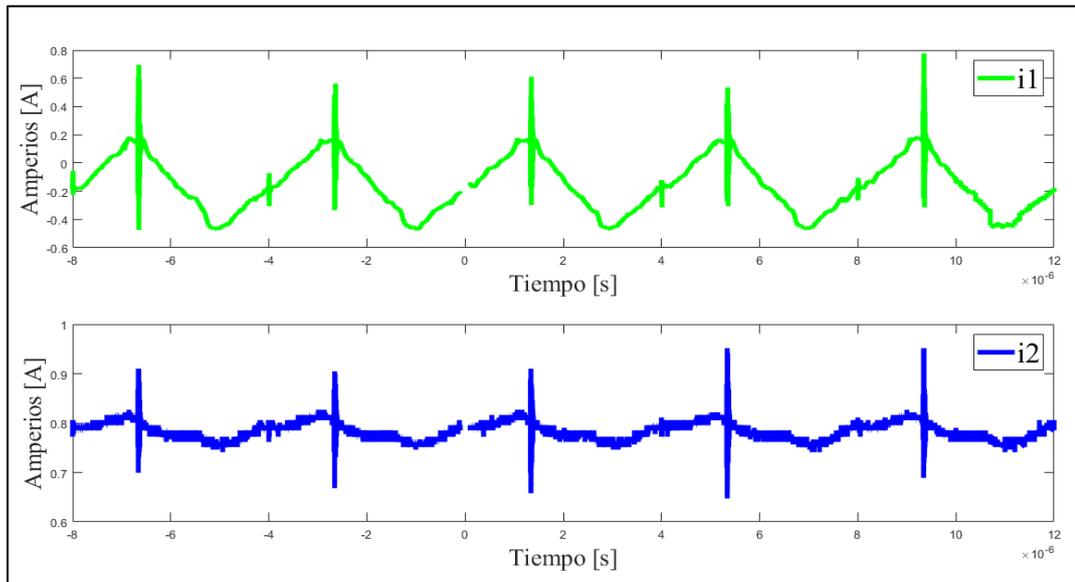


Fig. 53. Corrientes de salida de cada celda.  
Fuente: (Autor).

## Conclusiones

- En este trabajo se diseñó y construyó un convertidor multiphase buck de tres celdas, con una salida de 30V y 3A, alimentado con una fuente DC de 50V. Se demostró que el rizado de corriente de salida del convertidor MB, es menor al rizado de corriente de salida de un buck de una celda, por consiguiente, se obtuvo capacitores e inductores de pocas capacitancias e inductancias. Por otro lado, la frecuencia a la salida del MB es alta. Sin embargo, el uso de varias celdas implica un aumento en costos y tamaño del sistema.
- Se analizó algunas aplicaciones que usan convertidores buck como conversores de energía durante los últimos cinco años, las cuales se centran principalmente en cargadores de móviles y tablets, vehículos eléctricos, tecnología CMOS, y principalmente en aplicaciones que requieren bajo voltaje en su entrada y cantidades elevadas de corriente en su salida.
- Se realizó un análisis matemático del convertidor MB en condiciones ideales de funcionamiento, obteniendo la función de transferencia la cual representa el funcionamiento de todo el sistema. Dicha función de transferencia se valida mediante la gráfica obtenida por el software Matlab en donde se compara las respuestas temporales del sistema y del análisis matemático las cuales son similares.
- El tiempo muerto es de vital importancia en este tipo de aplicaciones, ya que la omisión o el mal establecimiento del tiempo muerto provocaría que los mosfet se dañen o en el peor de los casos se quemen. Finalmente, las señales pasan por un filtro LC en su salida obteniendo los resultados descritos en la sección anterior, validando la sustentación teórica y por simulación.

## Recomendaciones

- Tomar en cuenta los tiempos de conmutación en los transistores, y las características internas del mismo ya que su mala calibración puede provocar que se quemen o que la señal de salida no sea la deseada; de la misma manera realizar un control de balance de las corrientes mejoraría la eficiencia del circuito.
- Los dispositivos de medición como el osciloscopio juegan un papel fundamental para la validación de resultados, por lo que se recomienda utilizar osciloscopios con un buen ancho de banda y tiempo de respuesta, que permitan visualizar de mejor manera el rizado de las señales y encontrar inconvenientes en los disparos al momento de encender los mosfets.
- Para la generación de señales PWM se recomienda el uso de placas que puedan trabajar con frecuencias altas, además permitir el desfase de señales indispensable para este tipo de convertidores. Probar este tipo de modulación en placas como microcontroladores, implicaría una reducción considerable en costos y se aprovecharía de mejor manera los recursos tecnológicos.

## Bibliografía.

- Abril V., C., Arias R., R., Guerrero C., L., & González M., L. (2014). *Diseño de un convertidor elevador, para aplicaciones de energías renovables en instalaciones aisladas*. 99–108.
- Afshari, E., & Khodabandeh, M. (2019). A Single-Stage Capacitive AC-Link AC-AC Power Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34, 2104–2118. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2841398>
- Ahmad, S. (2018). Multiphase Converters. In M. H. Rashid (Ed.), *Power Electronics Handbook* (4th ed.). Elsevier Inc. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00016-7>
- Álamos, A. (2007). *Análisis de Pérdidas del Convertidor Buck Sincrono para Aplicaciones Móviles*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Antares, B., Makarim, F. H., Iman, S. M., Rizqiwani, A., & Dahono, P. A. (2019). Analysis and Control of Cascade Multiphase DC-DC Boost Converters with Very Low Input Current Ripple. *Proceedings of the 2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems: Towards Sustainable and Reliable Power Delivery, ICHVEPS 2019*. <https://doi.org/10.1109/ICHVEPS47643.2019.9011043>
- Archel, E. B. (2016). *Análisis, Diseño y Control de Convertidores Multinivel*. Universidad Pública de Navarra.
- Babya, A., & Nithya, M. (2015). Sliding Mode Controlled Forward Converter. *2015 IEEE 9th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, 1–4.
- Balamurugan, C. R., Natarajan, S. P., Bensraj, R., & Shanthi, B. (2016). A Review on Modulation Strategies of Multi Level Inverter. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 3(3), 681–705. <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v3.i2.pp681-705>
- Cajamarca, B. (2019). *Diseño e Implementación de Controladores Clásicos y Robustos en una Tarjeta Embebida, Aplicados a un Modelo Simulado de un Convertidor DC/DC de Topología Buck-Boost de Fase no Mínima*. Escuela Politécnica Nacional.
- Chen, P. C., Yan, B. S., Liu, C. L., Wang, S. C., & Liu, Y. H. (2015). A comparative study on MPPT for photovoltaic generation systems. *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference, IFEEEC 2015*. <https://doi.org/10.1109/IFEEEC.2015.7361610>
- ĆUK, S., & Middlebrook, R. D. (1983). Advances in Switched-Mode Power Conversion Part I. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-30(1), 10–19. <https://doi.org/10.1109/TIE.1983.356697>
- Escobar, A. (2016). *Diseño de un Convertidor Buck Sincrono Controlado Digitalmente* [Universidad de Granada]. <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.12229.09443>
- Estrella, D. (2009). *Diseño de un Inversor Monofásico Autónomo de Baja Frecuencia Ajustable mediante Bus DC*. Universidad Carlos III de Madrid.

- Faraji, R., Farzanehfard, H., & Adib, E. (2017). Efficiency improvement of integrated synchronous buck converter using body biasing for ultra-low-voltage applications. *Microelectronics Journal*, 63(August 2016), 94–103. <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2017.03.007>
- Gabian, G. A. (2017). *High-current integrated battery chargers for mobile applications* [The University of Tennessee]. [https://trace.tennessee.edu/utk\\_gradthes/4874](https://trace.tennessee.edu/utk_gradthes/4874)
- Gallardo A., R., Placencia L., S., & González M., L. (2015). Diseño de un cargador de baterías en aplicaciones de energía solar. *Maskana*, 0(0), 89–98.
- Giménez, Á. (2016). *Diseño y Simulación de un convertidor Flyback para un Sistema Fotovoltaico*. Universidad Politécnica de Valencia.
- Halivni, B., & Peretz, M. M. (2020). Digital Controller for High-Performance Multiphase VRM with Current Balancing and Near-Ideal Transient Response. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 2020-March*, 2206–2213. <https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124261>
- Hasan, N. S., Rosmin, N., & Musta, H. (2017). Reviews on multilevel converter and modulation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80(May), 163–174. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.163>
- Inci, M. (2020). International Journal of Applied Mathematics Performance Evaluation of Multi-carrier PWM Techniques: PD , POD and APOD. *International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers*, 7(June 2019), 38–43. <https://doi.org/10.18100/ijamec.569660>
- Instruments, T. (2021). *LAUNCHXL-F28379D Development kit \_ TI*. LAUNCHXL-F28379D. <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D?keyMatch=&tisearch=search-everything&usecase=hardware>
- Intruments, T. (2021). *CCSTUDIO IDE, configuration, compiler or debugger | TI.com*. CCSTUDIO. <https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO>
- Kadin, S. (2021). *Multiphase Buck Converter Implementing Gallium Nitride Semiconductors*.
- Koleff, L., Marques, L., Valentim, G., Rael, V., Pellini, E., Komatsu, W., & Lourenco, M. (2020). Development of a Modular Open Source Power Electronics Didactic Platform. *IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*.
- López, I. (2015). *Técnicas de modulación para convertidores de fijación por diodos de tres niveles multifase y control eficiente de dispositivos captadores de energía de las olas*. Universidad del País Vasco.
- Martinez, H., Conesa, A., Alarcon, E., & Poveda, A. (2006). Diseño e implementación de un convertidor DC/DC híbrido. *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación*, 1, 1–4. <http://hdl.handle.net/2117/9516>
- Meynard, T. A., & Foch, H. (1992). Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-

- source inverters. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 397–403. <https://doi.org/10.1109/PESC.1992.254717>
- Miret, J., De Vicuña, J. L. G., Guzmán, R., Camacho, A., & Ghahderijani, M. M. (2017). A flexible experimental laboratory for distributed generation networks based on power inverters. *Energies*, 10(10). <https://doi.org/10.3390/en10101589>
- Naik, B. B., & Mehta, A. J. (2017). Sliding mode controller with modified sliding function for DC-DC Buck Converter. *ISA Transactions*. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.05.009>
- Namoodiri, A., & Wani, H. (2014). Unipolar and Bipolar PWM Inverter. *IJIRST –International Journal for Innovative Research in Science & Technology*, 1(7), 237–243.
- Ontiveros, J., Arroyo, J., Castro, D., & Rubio, G. (2018). Control de un convertidor elevador CD-CD push-pull Control for converter elevador CD-CD push-pull *Revista de Aplicaciones de la Ingeniería*. 5(15), 8–17.
- Pajer, R., Chowdhury, A., & Rodič, M. (2019). Control of a Multiphase Buck Converter, Based on Sliding Mode and Disturbance Estimation, Capable of Linear Large Signal Operation. *Energies*, 12, 11–26.
- Payán, H. (2018). *Diseño e implementación de la interfaz de potencia de un sistema de generación eólico*. Instituto Tecnológico Metropolitano.
- Peláez Restrepo, J. (2011). Contribución al estudio de la dinámica y control de un convertidor buck de dos celdas de conmutación. *TDX (Tesis Doctorals En Xarxa)*. <http://www.tdx.cat/handle/10803/52801>
- Peng, S., Yu, J., Feeney, C., Ye, T., Zhang, Z., & Wang, N. (2021). A micro-inductor with thin film magnetic core for a 20 MHz buck converter. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 524(December 2020), 167661. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2020.167661>
- Prasad, N., He, Y., & Ali, M. (2020). Fault Diagnosis of Open Circuit Multiple IGBT 's using PPCA-SVM in Single Fault Diagnosis of Open Circuit Multiple IGBT 's using PPCA-SVM in Single Phase Five-Level Voltage Controlled H-Bridge MLI. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 9(January), 61–72. <https://doi.org/10.1541/ieejia.9.61>
- Renken, F., Shen, W., Wang, C., Pop-Calimanu, I. M., & Ciresan, A. (2017). Multiphase hybrid buck-boost converter with wide conversion ratio. *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe, 2017-Janua*, 1–9. <https://doi.org/10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099271>
- Rivera, J., & Cardona, E. (2018). *No Title*. Universidad Tecnológica de Pereira.
- Sah, A., Chaudhary, K., & Ratnam, V. V. (2014). Non-isolated multiphase buck-boost converter design for electric vehicle applications. *2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives, AICERA/ICMMD 2014 - Proceedings*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/AICERA.2014.6908181>
- Singh, R. P., Khambadkone, A. M., Samudra, G. S., & Liang, Y. C. (2005). Modelling, analysis

- and design of cascaded forward and interleaved converter for powering future microprocessors. *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 1, 430–435. <https://doi.org/10.1109/peds.2005.1619725>
- Suryanarayana, K., Vishwas, K., & Prabhu, L. (2016). *Multiphase Topology for Current Ripple Reduction in Solar Battery Charging*. May, 0–4.
- Tan, K., Wang, H., & Wang, C. (2020). A Decoupling Control Method for Hybrid Cascaded H-Bridge Inverter. *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, 2, 2469–2471. <https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368057>
- Vargas, I., Pérez, J., Cota, J., Castellanos, M., Ortega, O., González, J., & González, A. (2016). Control de un convertidor CD-CD tipo buck por medio del microcontrolador ATMEGA328. *Cultura Científica y Tecnológica*, 0(55).
- Venkat, K., Raghavendra, G., Zeb, K., Muthusamy, A., Krishna, T. N. V, Kumar, S. V. S. V. P., Kim, D., Kim, M., Cho, H., & Kim, H. (2019). *A Comprehensive Review of DC – DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic Systems*. 9, 1–41.
- Vivert, M. (2020). *Decentralized and Adaptive Selective Harmonic Elimination Strategies for the Control of Multilevel Converters*. Pontificia Universidad Javeriana.
- Yazdani, M. R. (2019). *Evaluation and Comparison of Conducted EMI in Three Full-Bridge DC-DC Switching Converters*. 12–14.
- Yazdani, M. R., Filabadi, N. A., & Farzanehfard, H. (2012). Common Mode EMI Evaluation of a Single- Switch Forward Converter. *2012 International Conference on Applied Electronics*, 341–344.
- Yuan, X. (2016). Derivation of Voltage Source Multilevel Converter Topologies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64, 966–976. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2615264>
- Zhang, J., Li, L., He, T., Aghdam, M. M., & Dorrell, D. G. (2017). Investigation of Direct Matrix Converter Working as a Versatile Converter ( AC / AC , AC / DC , DC / AC , DC / DC Conversion ) with Predictive Control. *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 201406300161, 4644–4649.

# Anexos

## A. Algoritmo para la generación de señales PWM

```
#include "F28x_Project.h"
#include "math.h"
#define M_PI 3.14159265358979323846 /* pi */
#define tope 1000
#define hdiv 0
#define div 0
#define N 400
//
void ConfigureADC(void);
void ConfigureEPWM(void);
void SetupADCEpwm(Uint16 ch0);
void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
void InitEPwm3Example(void);
void configGPIO(void);
//void Conf_DAC();
interrupt void adca1_isr(void);
// Defines
// #define NN 525
#define RESULTS_BUFFER_SIZE 256
#define MARGEN 0xFFFFFFFF
#define REFERENCE_VREF 1
#define DACA 1
#define DACB 2
#define DACC 3
#define REFERENCE REFERENCE_VREF
#define DAC_NUM DACA
// Globals
Uint16 duty=600;
Uint16 r;
int16 S[N];
Uint16 k=0;
void main(void)
{
```

```

InitSysCtrl();
InitGpio(); // Skipped for this example
DINT;
InitPieCtrl();
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;
InitPieVectTable();
InitEPwm1Gpio();
InitEPwm1Example();
InitEPwm2Gpio();
InitEPwm2Example();
InitEPwm3Gpio();
InitEPwm3Example();
configGPIO();
EALLOW;
PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; //function for ADCA interrupt 1
EDIS;

ConfigureADC();
ConfigureEPWM();
SetupADCEpwm(2);
IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //enable SOCA
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //
}
void configGPIO(void)
{
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPCGMUX1.bit.GPIO69 = 1;
GpioCtrlRegs.GPEGMUX1.bit.GPIO131 = 0;
GpioCtrlRegs.GPEPUD.bit.GPIO131 = 0; // Enable pullup on GPIO6
GpioCtrlRegs.GPEDIR.bit.GPIO131 = 1;

```

```

    EDIS;
}
void ConfigureADC(void)
{
    EALLOW;
    ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    //SOC A
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 0; //set ADCCLK divider to /4
    AdcSetMode(ADC_ADCA,                                ADC_RESOLUTION_12BIT,
ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    DELAY_US(1000);
    EDIS;
}
void ConfigureEPWM(void)
{
    EALLOW;
    // Assumes ePWM clock is already enabled
    EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC on A group
    EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC on up-count
    EPwm6Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event
    EPwm6Regs.TBPRD = tope; // Set timer period
    //EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // Count up
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div; // Slow just to observe on
    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_NO_ACTION; // Set PWM2A on Zero
    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_NO_ACTION;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_NO_ACTION; // Set PWM2A on Zero
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_NO_ACTION;

```

```

EPwm6Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
EPwm6Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_CLEAR;

EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0; // Set compare A value to 2048 counts
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
}
void SetupADCEpwm(Uint16 ch0)
{
    Uint16 acqps;
    if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
    {
        acqps = 14; //75ns
    }
    else //resolution is 16-bit
    {
        acqps = 63; //320ns
    }
    EALLOW;
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = ch0; // vload
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK
cycles
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C
    //Close config ADC
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC2 will set INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared
    EDIS;
}
k=0;
EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = tope-duty;
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = tope-duty;
GpioDataRegs.GPECLEAR.bit.GPIO131 = 1;

```

```

    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
    AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
    AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}

void InitEPwm1Example()
{
    EPwm1Regs.TBPRD = tope;           // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;    // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0;              // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // Count up
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div; // Slow just to observe on
    // Setup compare0
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
    EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = tope-duty;
    // Set actions
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
    // Active Low complementary PWMs - setup the deadband
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;
    EPwm1Regs.DBRED = 10;
    EPwm1Regs.DBFED = 10;
    //EPwm1_DB_Direction = DB_UP;
    // Generate INT on 3rd event // Generate INT on 3rd event
    // dephase
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
}

```

```

}
void InitEPwm2Example()
{
    EPwm2Regs.TBPRD = tope;           // Set timer period
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div; // Slow just to observe on
    // Setup compare0
    EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
    EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = tope - duty;
    // Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
    // Active Low complementary PWMs - setup the deadband
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;
    EPwm2Regs.DBRED = 10;
    EPwm2Regs.DBFED = 10;
    // dephase
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
    EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = (tope/3)*(2);
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
}
void InitEPwm3Example()
{
    EPwm3Regs.TBPRD = tope;           // Set timer period
    EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading

```

```

EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div;        // Slow just to observe on
// Setup compare0
EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = duty;
EPwm3Regs.CMPB.bit.CMPB = tope - duty;
// Set actions
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;    // Set PWM2A on Zero
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;    // Set PWM2A on Zero
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;
// Active Low complementary PWMs - setup the deadband
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;
EPwm3Regs.DBRED = 10;
EPwm3Regs.DBFED = 10;
// dephase
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = (tope/3)*(4);
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted
}

```