UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Repositorio Digital USM **https://repositorio.usm.cl**

Departamento de Arquitectura Arq_paso

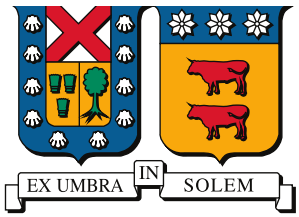
2019

CONVERTIDOR DE POTENCIA PARCIAL PARA ESTACIONES DE CARGA RÁPIDA DE VEHÍCULOS ELÉCTRICO

ROJAS VILLARROEL, JULIÁN ARIEL

https://hdl.handle.net/11673/46894

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

Tesis de Magister

Convertidor de potencia parcial para estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos

Tesis para optar al grado de
Magister en Ciencias de la Ingeniería Electrónica

Alumno
Julián Ariel Rojas Villarroel

Guía de Tesis/Profesor Supervisor
Dr. Samir Kouro Raener

Revisores/Comisión Co-Referente
Dr. Sebastián Rivera

3 Marzo, 2019, Valparaíso, Chile

En memoria a Silvia Villarroel Casas-Cordero

AGRADECIMIENTOS

EN primer lugar agradecer a mi familia por brindarme el apoyo y cariño a lo largo de toda mi vida fuese cual fuese la circunstancia en especial a mi madre y padre. Agradecer también a mis amigos y Valeria, por corresponder en todo momento. Agradecer finalmente al equipo de personas que me asistió y contribuyó en mi formación durante el postgrado, Sebastián Rivera, Hugues Renaudineau y Samir Kouro.

Julián Ariel Rojas Villarroel

RESUMEN

Este trabajo propone un convertidor de potencia parcial para la etapa de conversión DC DC de estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos. La topología del convertidor propuesta se basa en el convertidor DC-DC de puente H con un transformador de alta frecuencia. Un convertidor de potencia parcial (PPC) permite que el convertidor procese solo una fracción de la potencia total, siendo el resto suministrado directamente hacia la carga. Esto aumenta la eficiencia del convertidor, ya que solo una parte de la potencia es sometida a las pérdidas del convertidor, lo que aumenta la eficiencia global del sistema. El principio de operación del convertidor parcial propuesto se analiza teóricamente abordando ecuaciones y formas de onda. Se proporcionan simulaciones del comportamiento del convertidor propuesto para la carga de una batería de vehículos eléctricos. Los resultados muestran el buen comportamiento del sistema propuesto. Además, se presenta una discusión general sobre el diseño del prototipo experimental. Se proporcionan resultados experimentales que concluyen que el procesamiento parcial de potencia es una forma adecuada y eficiente de realizar la conversión de potencia en aplicaciones de carga rápida DC para vehículos eléctricos.

Palabras Claves

- Convertidor de Potencia Parcial
- Carga Rápida DC
- Cargadores de vehículos eléctricos
- Eficiencia
- Convertidor DC-DC

ABSTRACT

This thesis proposes a partial power converter for the DC-DC conversion stage of electric vehicles fast charging stations. The topology of the proposed converter is based on the DC-DC H bridge converter with a high-frequency transformer. Partial power convertion allows the converter to process only a fraction of the total power, the rest being bypassed and directly supplied to the load. This increases the converter efficiency, as only a portion of the power goes through the converter, thus increasing it's global efficiency. The principle of operation of the proposed PPC is theoretically analyzed. Simulations of the behavior of the proposed PPC are provided for the charging of an EV battery. Results show the good behavior of the proposed system. In adittion, a general discussion about the design of the proposed converter is covered. Experimental results are provided concluding that partial power processing is a suitable and efficient way to enable highly efficient DC fast charging with a cost-effective approach.

Keywords

- Partial Power Converter
- DC Fast Charging
- Electric Vehicles chargers
- Efficiency
- DC-DC Converter

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS i

RESUMEN ii

ABSTRACT iii

ÍNDICE DE FIGURAS vi

ÍNDICE DE TABLAS viii

ABREVIACIONES ix

1. INTRODUCCIÓN 1
- 1.1. Carga inductiva . . . 3
- 1.2. Carga conductiva . . . 5
  - 1.2.1. Carga nivel 1 . . . 6
  - 1.2.2. Carga nivel 2 . . . 8
  - 1.2.3. Carga nivel 3 . . . 10
- 1.3. Hipótesis . . . 14
- 1.4. Objetivo General, Específicos, Alcances y Limitaciones . . . 14
- 1.5. Resumen del Capítulo . . . 14

2. CONVERTIDOR DE POTENCIA PARCIAL 16
- 2.1. Aspectos Generales . . . 16
- 2.2. Clasificación de convertidores de potencia parcial . . . 18
  - 2.2.1. Convertidor DC-DC parcial IPOS . . . 18
  - 2.2.2. Convertidor DC-DC parcial IPOS reductor . . . 19
  - 2.2.3. Convertidor DC-DC parcial ISOP elevador . . . 20
  - 2.2.4. Convertidor DC-DC parcial ISOP reductor . . . 21

2.3. Análisis de Convertidor puente H parcial propuesto . . . 22
2.3.1. Descripción del Circuito 22
2.3.2. Análisis en modo de conducción continua (CCM) en I_o 23
2.3.2.1. Intervalo de tiempo $0 < t \leq dT$ 23
2.3.2.2. Intervalo de tiempo $DT < t \leq T/2$ . . . 25
2.3.2.3. Intervalo de tiempo $T/2 < t \leq T/2 + DT$. 27
2.3.2.4. Intervalo de tiempo $T/2 + DT < t \leq T$. 28
2.4. Esquema de control 29
2.5. Esquemas de modulación 30

3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN 33
3.1. Modelo de batería de ión-litio 33
3.2. Resultados de Simulación 34

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES 38
4.1. Aspectos Generales 38
4.2. Pruebas preliminares 40
4.3. Prueba experimental con carga variable 44

5. CONCLUSIONES 52
5.1. Resumen 52
5.2. Conclusiones 52
5.3. Trabajo Futuro 53

A. PUBLICACIONES GENERADAS 54

B. ESQUEMAS Y CAPAS DE CIRCUITOS DISEÑADOS 55
B.1. Aspectos generales 55
B.2. Acondicionamiento de señal 56
B.3. Circuito de potencia 56
B.4. Circuito de disparo 58
B.5. Montaje de PCBs en un solo sistema 59

BIBLIOGRAFÍA 63

Índice de figuras

1.1. Sistemas de carga inductiva 3
1.2. Tipos de cargadores para EV y PHEV 5
1.3. Estructura general de cargador a bordo 6
1.4. Algunas topologías de cargadores On-board de dos etapas . 7
1.5. Algunas topologías de cargadores integrados 9
1.6. Desglose de tipos de conectores y sus respectivos niveles de potencia [1] 12
1.7. Configuraciones centralizada y distribuida. Ejemplos de convertidores DC-DC con aislación (azul) sin aislación (rojo). 13

2.1. Configuraciones de cargadores externos para EV 17
2.2. Tipos de convertidor DC-DC parcial 18
2.3. Convertidor puente H parcial propuesto 22
2.4. Estados de convertidor parcial puente H en CCM para $0 < t \leq DT$ 23
2.5. Estados de convertidor parcial puente H en CCM para $DT < t \leq T/2$ 26
2.6. Estados de convertidor parcial puente H en CCM para $T/2 < t \leq T/2 + DT$ 27
2.7. Formas de onda del convertidor puente H parcial en CCM. 29
2.8. Esquema de control empleado 31
2.9. Tipos de modulación empleados 31

3.1. Modelo de batería de ión-litio empleada 34
3.2. Variables del sistema durante la carga 35
3.3. Corrientes del convertidor 36
3.4. Corrientes del convertidor 37

4.1. Esquema de circuito de potencia diseñado 39

4.2. Diagrama de setup experimental 40
4.3. Resultados con modulación alternada 41
4.4. Resultados con modulación con desfase de portadora . . 42
4.5. Resultados con modulación con desfase de portadora . . 42
4.6. Curva de eficiencia/parcialidad, eficiencia/ciclo de trabajo y zona de operación 44
4.7. Diagrama de setup experimental final 45
4.8. Resultados experimentales, $V_{DC} = 450V$, $V_o = 390V$ . . . 46
4.9. Resultados experimentales con $D = 10\,\%$,$D = 20\,\%$,$D = 30\,\%$,$D = 40\,\%$ respectivamente 47
4.10. Resultados experimentales con $D = 47\,\%$ 48
4.11. Captura de eficiencia obtenida con analizador de potencia YokogawaWT3000E 49
4.12. Curva de Eficiencia v/s potencia 50
4.13. Curva de Eficiencia v/s potencia $n = 3$ 50
4.14. Tomas térmicas tras 15 minutos operando a $5kW$. (a) $V_{DC} = 420V$, $V_o = 330$, $n = 4$. (b) $V_{DC} = 450V$, $V_o = 390$, $n = 7$. . 51

B.1. Esquemático de circuito de acondicionamiento 56
B.2. Esquemático de circuito de potencia diseñado 57
B.3. Esquemático de circuito de disparo diseñado 58
B.4. Vista superior e inferior de PCB de potencia 60
B.5. Capas de PCB de gate drive 61
B.6. Diseños de PCB para el convertidor parcial propuesto . . 62

Índice de tablas

B.1. Tabla 1: Parámetros de simulación 59
B.2. Parámetros experimentales para pruebas preliminares . . 60
B.3. Parámetros experimentales 61

ABREVIACIONES

Mayúsculas

SOC : state of charge
PPC : partial power converter
FPC : full power converter
ESS : energy storage system
PWM : pulsewidth modulation
SVM : space vector modulation
PI : proportional-integral coefficients of linear controllers
EV : electric vehicle
V2G : vehicle to grid
DSP : digital signal processor
CC : constant current
CV : constant voltage
NPC : neutral point clamped
CHB : cascade H-bridge inverter
FCI : flying capacitor inverter
FPGA : field programmable gate array
HMI : human machine interface

Minúsculas

dc : direct current
ac : alternate current

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años, la sociedad ha manifestado una creciente preocupación por el deterioro ambiental. El enorme consumo de combustibles fósiles en la generación de energía y transporte se considera una de las principales causas de los aumentos sistemáticos de las emisiones de gases de efecto invernadero, arrastrando con ello el aumento de la contaminación y la temperatura en la atmósfera. Hoy en día, muchos investigadores y entidades gubernamentales están focalizando esfuerzos para reducir la dependencia de los combustibles fósiles y reemplazarlos con soluciones limpias y viables. Debido a lo anterior, los vehículos eléctricos (EV) ya sean híbridos o eléctricos a base de baterías ha recibido una atención especial como una solución para reducir las dependencias de combustibles fósiles y contribuir con la sustentabilidad de los recursos naturales [1] [2] [3]. Sin embargo, a pesar del enorme crecimiento alcanzado por esta tecnología durante los últimos periodos, los EVs tienen que resolver algunas deficiencias antes de convertirse en una alternativa real y efectiva para transporte. Entre las limitaciones de los EVs destacan la limitada autonomía, insuficiencia en infraestructura eléctrica para cargadores y el costo adicional impuesto principalmente por las unidades de almacenamiento [4] [5] [6]. De manera similar, la capacidad de la batería, el tiempo de carga, la vida útil, la densidad de potencia y los cargadores de batería son elementos críticos en el desarrollo de EV para permitir la penetración a gran escala de este medio de transporte en la sociedad.

Los cargadores de baterías se pueden clasificar por estructura, clasificación de potencia, tiempos de carga y tipo de conexión, siendo la más frecuente aquella basada en los niveles de potencia. Por lo general, se dividen como

nivel 1 para potencias nominales de 3.3kW, nivel 2 hasta 19.2kW y nivel 3 para potencias superiores [7] [8]. En consecuencia, los métodos de carga EV de nivel 1 y nivel 2 requieren varias horas para completar la carga de las baterías, lo que sumado a la baja autonomía hace menos atractivo reemplazar los vehículos de combustión interna por EVs. Por otro lado, los niveles 1 y 2 son orientados a aplicaciones residenciales, por lo que se espera que correspondan a métodos de carga principales [9] . Sin embargo debido a los largos tiempos de recarga (entre 5 y 19 horas), es necesario un método de recarga alternativo que permita usar el EV para viajes interurbanos. Para ello se requeriría un sistema de potencia mayor (sobre $30kW$), lo que demanda una infraestructura eléctrica de mayor complejidad volviendo no factible el uso de esta tecnología en sectores residenciales [10].

Para resolver este problema, se han introducido estaciones de carga rápida AC o DC, las cuales disponen varios puertos de carga rápida de alta potencia en una instalación pública que se asemeja a una estación de servicio, lo que permite recargar el EV dentro de 30 minutos hasta un 80 % del estado de carga [4]. Para permitir una penetración a gran escala de esta tecnología, también se requieren cambios desde el punto de vista de la red, ya que la demanda de electricidad crecerá como consecuencia de ello [11] [12]. Por lo tanto, para abordar el impacto de una incorporación masiva de estos vehículos en los sistemas de servicios públicos, se han llevado a cabo varios estudios [13] [14] [15], principalmente relacionados con la generación de energía distribuida con sistemas de almacenamiento de energía (ESS) y sistemas de energía renovable, además del concepto de vehículo a red. (V2G). Este último hace referencia a la utilización del EV y su batería como un ESS, aprovechando los tiempos en que se encuentra detenido. Sin embargo, esto acelera la degradación de las baterías, reduciendo su vida útil lo que es inconveniente para los propietarios del vehículo [16].

En cuanto a su estructura, existen dos alternativas para la implementación de un cargador de EV, los que dependen del tipo de acoplamiento. Existen dos grandes categorías de cargadores para EV que dependen del tipo de acoplamiento utilizado entre el cargador y la batería del EV, los cargadores inductivos, los cuales no requieren un cableado físico para la transferencia de potencia ya que el principio de funcionamiento se basa en un acoplamiento magnético entre fuente y por su contraparte, los sistemas de carga conductivos que se caracterizan por contar con una conexión cableada entre la fuente de alimentación y las baterías del transporte mediante unidades de conversión de potencia [8].

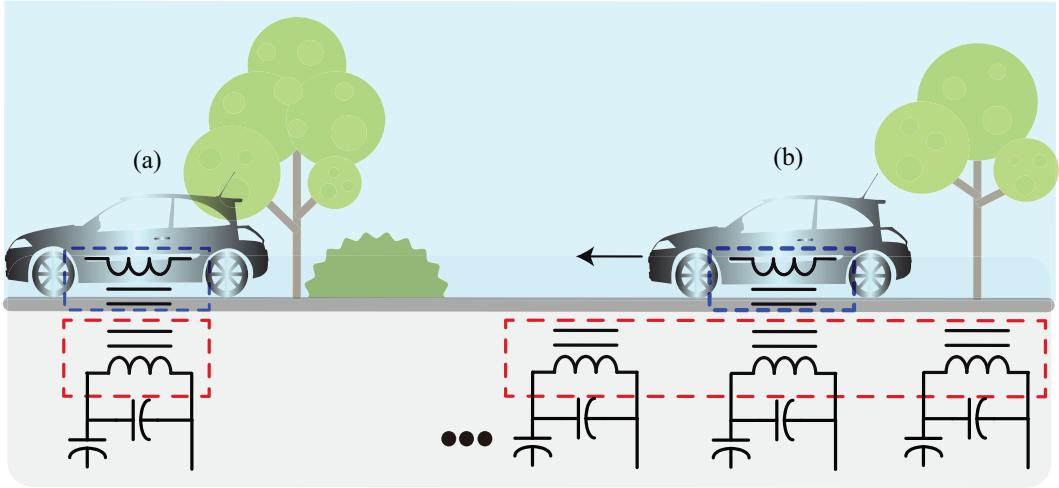


Figura 1.1: Sistemas de carga inductiva
(a) Con devanado concentrado (b) Con devanado distribuido

1.1. Carga inductiva

Los cargadores inductivos funcionan según el principio de transferencia de potencia inductiva (IPT o inductive power transfer), que utiliza un campo magnético variable para transferir energía a través de un espacio de aire sin algún contacto físico. A diferencia de la carga conductiva, donde la transferencia de energía ocurre a través del contacto metal con metal, en la carga inductiva la energía se transfiere magnéticamente similar al principio de operación de los transformadores [17]. Los sistemas IPT también ofrecen aislamiento galvánico, junto con otras ventajas, como durabilidad, baja sulfatación en conectores y por sobre todo permite la carga del EV mientras permanece en movimiento, ideal para autopistas. Por otra parte, debido a la alta reluctancia del espacio de aire entre las estructuras magnéticas, el acoplamiento magnético es relativamente débil. Esto resulta en una baja inductancia de magnetización y, en consecuencia, alta corriente de magnetización, causando altas pérdidas de en el devanado. Además, el débil acoplamiento magnético produce una alta dispersión de flujo, reduciendo la eficiencia en la transferencia magnética de potencia.

En términos generales, los sistema de carga inductivos consisten en una fuente de alimentación AC que suministra energía a un convertidor AC-AC con aislación de alta frecuencia. El vehículo por su parte, recibe flujos pulsantes de potencia alterna de alta frecuencia, los que son rectificados y entregados a la batería.

Los sistemas IPT se pueden clasificar en función de la configuración del circuito magnético. Si la transferencia de potencia ocurre solo en ubicaciones discretas, corresponde a un sistema de carga inductivo con devanado concentrado o sistema de carga inductivo estacionario. Por otro lado, si el devanado primario se extiende a lo largo de una distancia, y la potencia la transferencia ocurre en múltiples lugares dentro de esa distancia, el sistema corresponde a un IPT distribuido. Por lo general, el convertidor al interior del vehículo y los devanados distribuidos a lo largo de una ruta se denominan devanado de recolección y pista respectivamente. Dependiendo de disposición de los elementos del circuito resonante, hay diferentes configuraciones topológicas. Dentro de las topologías de convertidores encontrados en literatura, predominan dos grandes grupos, los sistemas basados en transformadores de devanado coaxial (CWT o coaxial winding transformer), y basados en etapas de conversión resonantes [18].

En [19] se presenta un sistema IPT basado en el uso de CWT, logrando una potencia de 7,7kW. Una ventaja que presenta dicha propuesta es la posibilidad de ubicar el núcleo férrico totalmente fuera del vehículo. Además, el uso de CWT permite la operación en un amplio rango de frecuencias, pudiendo escalar diseños a distintos rangos de potencia. Dentro de las desventajas que presentan el uso de CWT en aplicaciones de carga se encuentra la distribución no lineal de flujo dadas por características geométricas del sistema entre otras [20].

Por otro lado, los convertidores resonantes han captado la atención como una solución para incrementar el acoplamiento magnético del sistema y aumentar la potencia transferida. Al agregar un condensador ya sea en el primario o secundario, se crea un tanque resonante. Existen múltiples formas de agregar este condensador, como lo es serie-serie, serie-paralelo-paralelo-serie o paralelo-paralelo. Por ejemplo, una compensación serie en el primario permite un mayor control durante los transientes, y puesto en el secundario regula tensión. Por otro lado una compensación paralelo en el lado del primario [21]. El convertidor de potencia aplica un voltaje de frecuencia variable al tanque de resonancia. El objetivo del controlador es identificar la frecuencia de resonancia para maximizar el flujo de potencia entre primario y secundario.

1.2. Carga conductiva

La segunda gran categoría de tipos de carga encontradas para EV es la carga conductiva, la cual a diferencia de inductiva, este tipo de carga tiene un cableado directo entre la fuente y el convertidor Fig. 1.2. Como se presentó previamente, se puede distinguir 3 categorías de cargadores dependiendo de los niveles de potencia [7]. Por ejemplo, un modelo comercial de este tipo de cargadores es el supercharger de Tesla, cuya potencia instalada alcanza los 120kW compuesto por una docena de converidores en conexión interleaved [22]. Además en la literatura existe una categoría adicional de cargador DC (ultra fast charger) cuya potencia puede alcanzar los 350kW [23].

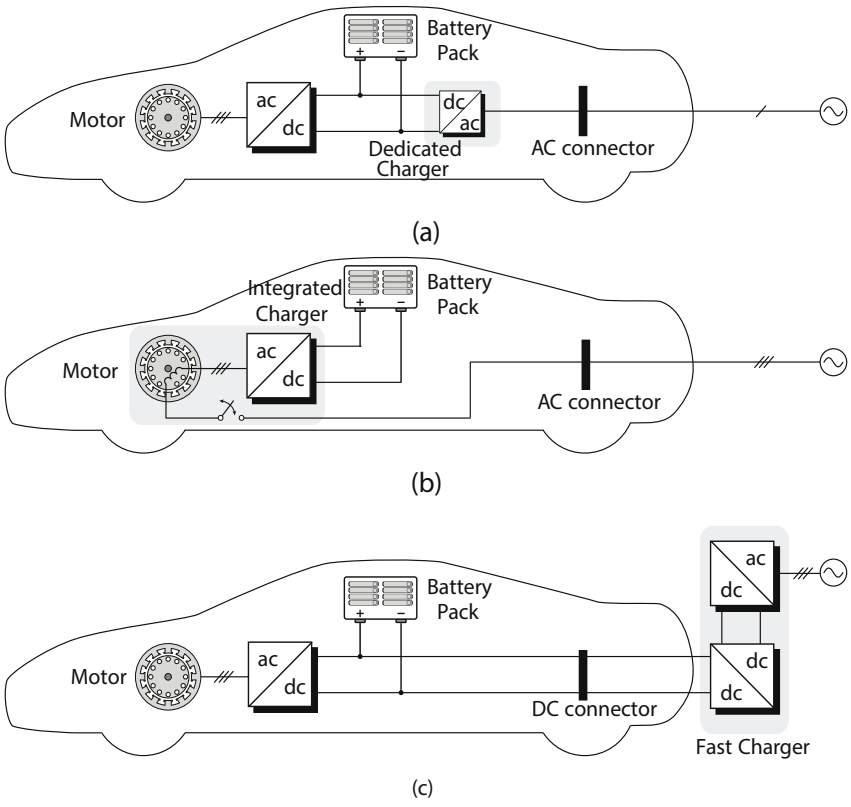


Figura 1.2: Tipos de cargadores para EV y PHEV
(a) Cargador lento dedicado. (b) Cargador integrado. (c) Cargador rápido DC.

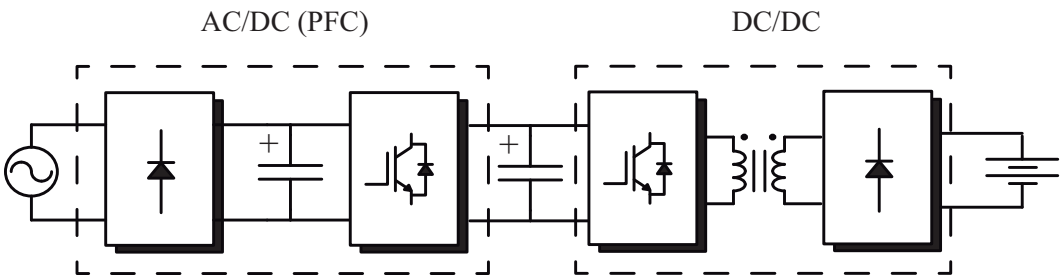


Figura 1.3: Estructura general de cargador a bordo

1.2.1. Carga nivel 1

La categoría de carga nivel 1 también llamada carga lenta, posee un convertidor dedicado para llevar a cabo la carga de la batería del EV el cual es incorporado al interior del vehículo. Debido a restricciones de espacio, este convertidor maneja una potencia menor a las otras categorías, incrementando el tiempo de carga a más de 16 horas. En 1.2 (a) se presenta la estructura del cargador, la cual consiste en un convertidor AC/DC conectado entre la red monofásica y los bornes de la batería, por lo tanto, esta categoría de carga posee una etapa de conversión de dos etapas como se muestra en 1.3 El objetivo de esta etapa de conversión es llevar a cabo una carga adecuada para la batería y lograr factor de potencia unitario en el lado AC. Generalmente la estructura general de los cargadores a bordo incluyen una etapa de aislación de alta frecuencia para cumplir con normas de conexión a red [8].

Dentro de las topologías encontradas en literatura para este tipo de carga de encuentra el convertidor boost PFC interleaved seguido de un puente H con aislación de alta frecuencia como se aprecia en 1.4 (a) [24]. Cada etapa interleaved puede ser vista como dos convertidores elevadores operando a la mitad de la potencia nominal. La conexión interleaved permite una reducción del ripple de corriente a la entrada y a la salida del sistema, reducción de tamaño en semiconductores de potencia debido a la redistribución de potencia en módulos paralelos además de reducir el tamaño de inductores y capacitores empleados en el diseño del convertidor. Lo anterior es llevado a cabo desfasando la señal portadora utilizada para modular en $360^o/m$ donde m corresponde al número de módulos conectados en interleaved. El convertidor DC-DC de la etapa siguiente es operado en modo ZVS (zero voltage switching) lo que permite reducir las pérdidas de conmutación del convertidor. El prototipo presentado en [24] reporta una eficiencia de 93,6 % a carga nominal.

Otra topología similar a la descrita con anterioridad hace uso del mismo convertidor pero modificando la operación del convertidor DC-DC, donde se

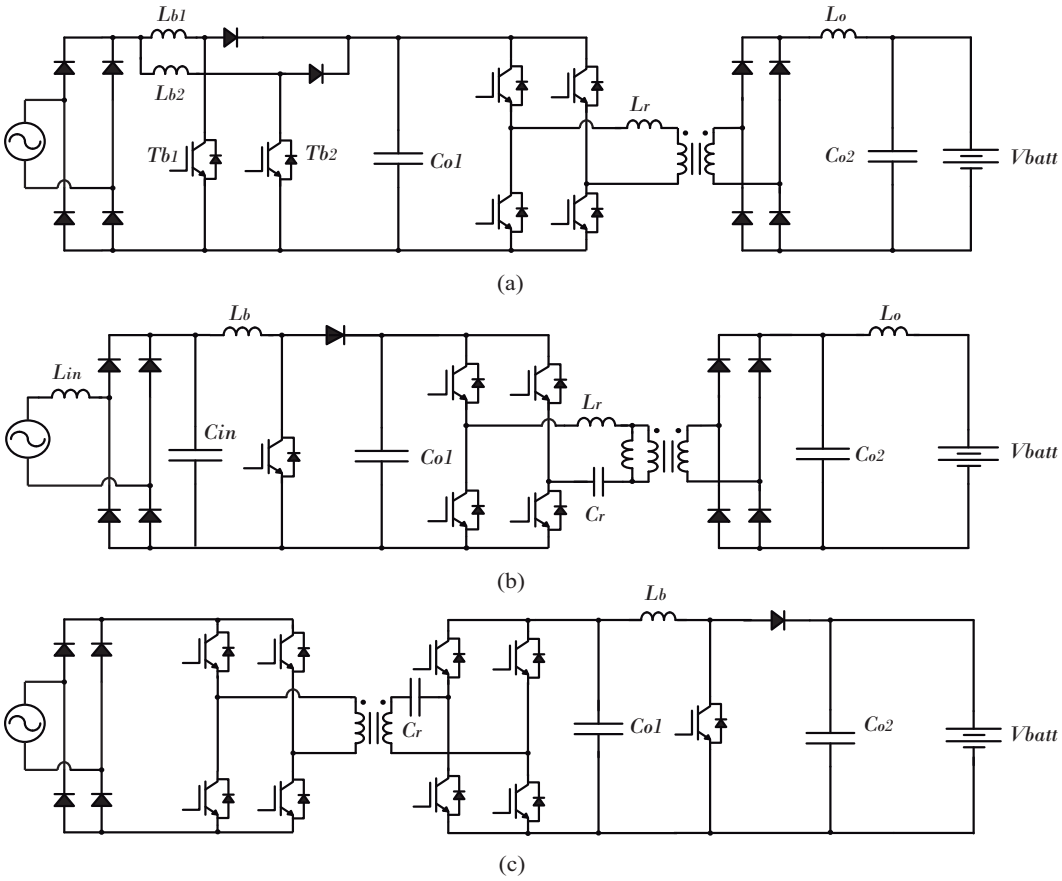


Figura 1.4: Algunas topologías de cargadores On-board de dos etapas (a) Boost interleaved PFC conectado a puente H con aislación galvánica. (b) Boost PFC seguido de convertidor serie resonante. (c) Puente H LLC resonante seguido de boost PFC sincrónico.

opera como un tanque resonante serie 1.4(b). Un prototipo basado en las especificaciones anteriores se presenta en [25], alcanzando una eficiencia de 93 %.

Otra propuesta similar se presenta en [26], donde se cambia la etapa elevadora (PFC) hacia el secundario del transformador para reducir el tamaño del capacitor del DC-link e incrementar con ello la vida útil del sistema, con una eficiencia de 93,6 %. Un esquema del circuito de potencia se presenta en 1.4(c).

1.2.2. Carga nivel 2

Un enfoque diferente para los cargadores a bordo es utilizar parte del convertidor de potencia empleado para la tracción del vehículo y los devanados de la máquina con fines de carga, considerando que en operación normal el vehículo se encuentra en movimiento ó se encuentra detenido cargando las baterías. Esta integración ofrece la posibilidad de reducir los problemas de costo adicional, espacio y peso al usar un solo convertidor para ambas funciones. Dado que el convertidor de potencia utilizado para accionamiento es diseñado para la potencia nominal de la máquina, la misma capacidad de potencia puede ser utilizada para cargar, aumentando el nivel de potencia en comparación con los cargadores dedicados a bordo.

Sin embargo dependiendo del nivel de integración, consideraciones de diseño son de carácter obligatorio para el correcto funcionamiento del sistema, tales como la adaptación de voltaje y las pulsaciones de torque en el motor durante la carga entre otros. Existen diferentes niveles de integración, los que van desde uso parcial o total de la electrónica de potencia dedicada a la tracción del vehículo hasta el uso de los devanados del motor como filtros de corriente. Además, debido a que no se explicita el requerimiento de aislación eléctrica entre las etapas de conversión de potencia según el estándar SAEJ1772 [8], gran parte de las topologías abordadas por investigadores prescinden de trasformador de alta frecuencia, incrementando la eficiencia. En 1.5(a) se presenta un convertidor buck-boost bidireccional que comparte la inductancia L_1 para fines de carga y tracción del vehículo. Dentro de las características del circuito se destaca el funcionamiento para los tres modos de operación, elevación de tensión para tracción, reducción de tensión para frenado regenerativo y carga, ya sea elevando o reduciendo tensión dependiendo de las especificaciones técnicas del sistema. Además, el circuito presenta mayores pérdidas a topologías tradicionales debido a la incorporación de varios semiconductores de potencia, los cuales son utilizados para definir todos los estados de conducción requeridos para la aplicación y tener un pobre desempeño armónico al lado de la red si no se incluye un filtro adecuado.

Otro cargador integrado de mayor potencia se presenta en 1.1 (b), donde se integra el uso del sistema de tracción y los devanados de la máquina eléctrica. El circuito corresponde a un cargador integrado basado en dos inversores trifásicos, donde el suministro eléctrico accede a través del punto medio de los devanados. Cuando el sistema es alimentado por la red trifásica, la corriente es distribuida entre ambos inversores con misma magnitud pero de manera opuesta, cancelando la fuerza magnetomotriz de la máquina. Con ello, se logra un desacople magnético entre el estator y rotor de la máquina durante la

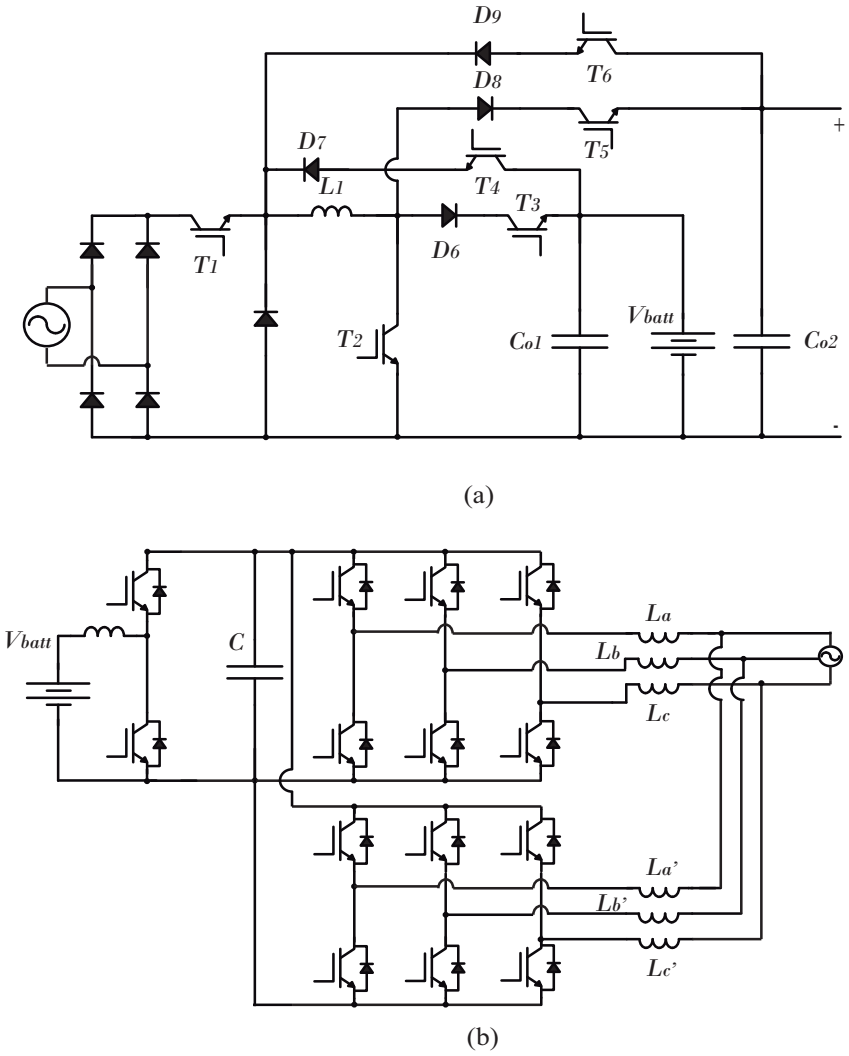


Figura 1.5: Algunas topologías de cargadores integrados
(a) Convertidor buck-boost seguido de un puente rectificador. (b) Inversor puente H trifásico paralelo.

carga, garantizando que el EV no se desplazará durante la carga [27]. Sin embargo el sistema presenta vibraciones debido a variaciones en la estimación de parámetros de la máquina. Además, otra de las desventajas de la propuesta es que para acceder al punto medio de los devanados de la máquina se requiere de un diseño especializado para la aplicación.

1.2.3. Carga nivel 3

Como se vio previamente, los sistemas de carga a bordo poseen la particularidad de ser pequeños debido a restricciones de espacio al interior del vehículo, limitando con ello la densidad de potencia a la cual es diseñado el cargador. Como consecuencia, los métodos de carga EV de nivel 1 y 2 requieren varias horas para completar la carga de las baterías. Esto es perjudicial para la aceptación de EV en la sociedad, por lo tanto, para tratar este problema, se han introducido estaciones de carga rápida DC, acomodando varios puertos de carga rápida en una instalación pública que se asemeja a una estación de servicio, permitiendo reducir el tiempo de carga a menos de una hora. Como consecuencia de la reducción del tiempo de carga, estas estaciones pueden fácilmente alcanzar potencias del orden de varios cientos de kilovatios, lo que requiere una selección adecuada de convertidores de potencia para evitar posibles daños de la batería del EV o problemas en el lado de la red.

La arquitectura general de la estación de carga rápida DC consiste en varios módulos de carga dedicados, ubicados fuera del vehículo compuestos por varios convertidor DC-DC conectado a la red a través de un convertidor AC-DC y un transformador de media tensión. Dado que la categoría de carga rápida requiere potencias por encima de $50[kW]$, varios convertidores DC-DC son conectados en interleaved con el fin de aumentar la densidad de potencia y la eficiencia [28], además, debido a que cada módulo de carga maneja varios kilovatios de potencia, una alta eficiencia de conversión es una característica deseable en este tipo de sistemas.

La etapa de conversión DC-DC conecta el DC-link del inversor a la batería. Dado que la tensión de la batería varía dependiendo del estado de carga (SOC), se requiere una regulación de la tensión de la batería.

Entre las estaciones de carga rápida, se distingue principalmente dos tipos de arquitecturas, una llamada configuración distribuida y otra centralizada.

La configuración distribuida 1.7 (c) consiste en múltiples puertos de carga compuestos por una etapa de conversión DC-DC interleaved acompañados de su propio inversor conectado a red. Esta configuración presenta la ventaja de ser altamente flexible ya que cada puerto de carga es conectado al suministro eléctrico de forma individual, lo que permite adaptar niveles de voltajes y corrientes de forma desacoplada entre cargadores [14].

Por otra parte, la estructura centralizada 1.7 (d) consiste en múltiples puertos de carga donde varios convertidores DC-DC interleaved están conectados a la red mediante un inversor central . A diferencia de la configuración distribuida, el suministro eléctrico de cada puerto de carga corresponde a un único enlace DC controlado y suministrado por un único

inversor, disminuyendo la cantidad de convertidores requeridos para el funcionamiento de la estación de carga. Sin embargo, al conectar todos los puertos de carga a un único enlace DC, impone y restringe el rango de operación de voltaje de alimentación de cada cargador, además de requerir de electrónica adicional para detección de falla y aislación del circuito en caso de ésta, ya que una falla en cortocircuito en uno de los puertos de carga puede ocasionar potenciales daños a todos los sistemas vecinos [14].

Una tecnología que ha sido de interés para los convertidores de potencia DC-DC de alta potencia en aplicaciones de carga rápida son los transformador de alta frecuencia, ya que permiten una operación en un rango eficiente de conversión a tasas elevadas de frecuencia de conmutación, alcanzando altas densidades de potencia sin un incremento significativo de tamaño. En general, el tamaño de los elementos inductivos se puede disminuir operando el circuito a frecuencias de conmutación mayores, por lo que el cuello de botella en este caso estaría dado por las pérdidas de conmutación de los semiconductores de potencia. Como consecuencia de lo anterior, investigadores a lo largo del mundo han enfocado sus esfuerzos e interés en soluciones basadas en carburo de silicio [29] la cual permite alcanzar frecuencias de conmutación muy por encima de los cientos de kHz manteniendo pérdidas de conmutación en un rango aceptable para una alta eficiencia de conversión. Por otro lado, el incremento en la frecuencia de conmutación en sistemas de mayor potencia presenta complicaciones en dinámicas de voltajes y corrientes transitorias, por lo que varios autores han propuesto el uso de dichas tecnologías mediante técnicas de conmutación suave y tanques de resonancia para mantener una dinámica controlada durante las conmutaciones del circuito de potencia.

En 1.7 se muestran ejemplos de diferentes topologías estudiadas extensamente para aplicaciones de carga rápida en EV. En 1.7 (e) se presenta el convertidor buck interleaved [30] [23] [31]. Este circuito de potencia está compuesto por n semipiernas de potencia bidireccionales (3 semipiernas en el caso particular del ejemplo), donde la potencia de salida total es distribuida en partes iguales, permitiendo además, la operación del vehículo a la red (V2G) [32]. La frecuencia de conmutación efectiva que ve la carga corresponde a n veces la frecuencia de operación de cada semipierna. Esto permite una reducción de ripple en la corriente de salida, además de la reducción del filtro de salida. Además, el circuito es modulado con PWM clásica, donde la portadora de cada semipierna es desfasada en $360/n^o$.

Otra interesante propuesta publicada son los convertidores DC-DC resonantes 1.7 (b), de los que se ha reportado una eficiencia de hasta 97 % sin hacer uso de elementos pasivos adicionales. En lugar de usar el esquema de control convencional en cascada, se propone reducir las oscilaciones entre la

inductancia de dispersión y las capacidades parásitas desfasando la portadora utilizada para modular cada semipierna. Esto permite al circuito operar en modo zero voltage switching (ZVS), incrementando su eficiencia. Como desventaja se tiene que el voltaje generado por estos convertidores depende de la frecuencia de conmutación aplicada, lo que complica el diseño del filtro de corriente de salida debido a que este varía según lo impuesto por el lazo de control que busca la frecuencia de resonancia del circuito [8]. El convertidor resonante LLC 1.7 (a) entra en esta misma categoría, donde se utiliza las capacitancias parásitas de los semiconductores y la inductancia de dispersión del transformador de aislación como un tanque resonante con eficiencias de un 95 %, sin embargo el rango de operación del convertidor depende directamente de la cantidad de potencia del sistema y por ende de la corriente de salida.

Types of Power Levels	Location for Charger	Typical Usage	Interface for Energy Supply	Expected Level of Power (P: kW)
SAE STANDARDS: AC and DC Charging				
Level 1: Convenient • **Vac: 230 (EU)** • **Vac: 120 (US)**	**Single Phase** • On-board	➢ Office or Home base charging	➢ Any Convenient Outlet	• **P**: 1.4 (**12A**) • **P**: 1.9 (**20A**)
Level 2: Main • **Vac: 400 (EU)** • **Vac: 240 (US)**	**Single Phase/ Three Phase** • On-board	➢ Publicly & Privately base charging	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	➢ **P**: 4 (**17A**) ➢ **P:** 8 (**32A**) ➢ **P**: 19.2 (**80A**)
Level 3: Fast • **Vac: 208-600**	**Three Phase** • Off-Board	➢ Like a filling station, Commercial Point	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P**: 50 • **P**: 100
DC Power Level 1 • **Vdc: 200-450**	• Off-Board	➢ Dedicated Charging Stations	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P:** 40 (**80A**)
DC Power Level 2 • **Vdc: 200-450**	• Off-Board	➢ Dedicated Charging Stations	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P:** 90 (**200A**)
DC Power Level 3 • **Vdc: 200-600**	• Off-Board	➢ Dedicated Charging Stations	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P:** 240 (**400A**)
IEC STANDARDS: AC and DC Charging				
AC Power Level 1	**Single Phase** • On-board	➢ Office or Home base charging	➢ Any Convenient Outlet	• **P:** 4-7.5 (**16A**)
AC Power Level 2	**Single Phase/ Three Phase** • On-board	➢ Publicly & Privately base charging	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P:** 8-15 (**32A**)
AC Power Level 3	**Three Phase** • On-board	➢ Like a filling station, Commercial Point	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P:** 60-120 (**250A**)
DC Rapid Charging	• Off-Board	➢ Dedicated Charging Stations	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• **P:** 1000-2000 (**400A**)
CHAdeMo Charging Standard				
DC Rapid Charging	• Off-Board	➢ Dedicated Charging Stations	➢ Electric Vehicle Supply Equipment	• 62.5 (**125A**)

Figura 1.6: Desglose de tipos de conectores y sus respectivos niveles de potencia [1]

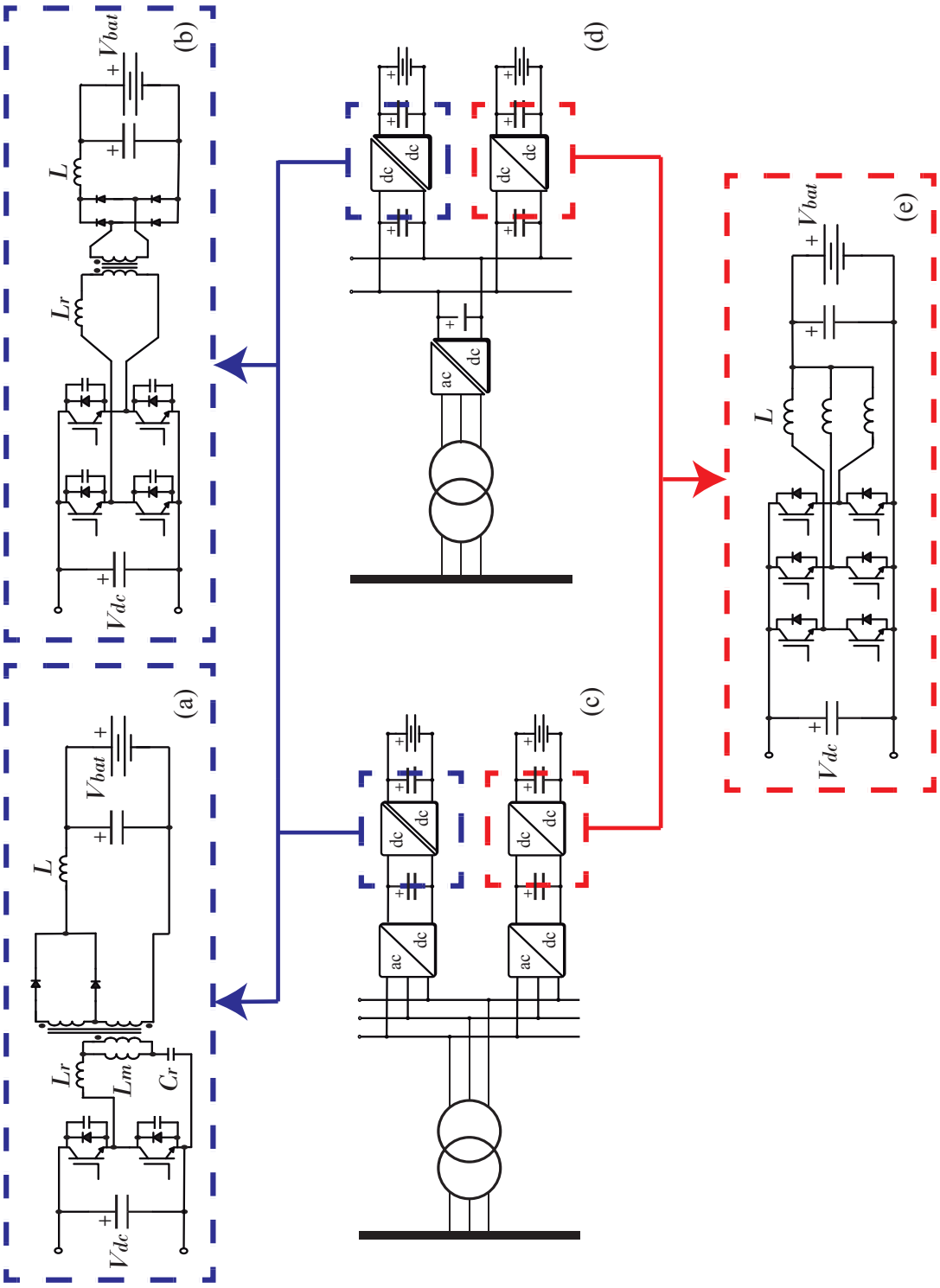


Figura 1.7: Configuraciones centralizada y distribuida. Ejemplos de convertidores DC-DC con aislación (azul) sin aislación (rojo).

1.3. Hipótesis

Utilizando un convertidor que realice un bypass de potencia hacia la carga (convertidor de potencia parcial), la eficiencia de conversión energética es mayor a las topologías clásicas utilizadas en aplicaciones de carga, sin afectar su funcionamiento. La investigación corresponde al estudio y desarrollo de un nuevo convertidor DC-DC para aplicaciones de carga rápida de EVs.

1.4. Objetivo General, Específicos, Alcances y Limitaciones

Los objetivo general de este trabajo es obtener un convertidor de potencia parcial para la aplicación de carga rápida de batería para vehículo eléctrico, dentro de este objetivo se puede identificar los siguientes objetivos específicos.

- Realizar un estudio del estado del arte acerca de cargadores de EVs ahondando sobre las estaciones de carga rápida, arquitecturas, topologías de convertidor, técnicas de control para cargas de batería y definir una topología adecuada para la propuesta.
- Diseñar y dimensionar el sistema propuesto, rangos de voltajes y potencias de acuerdo a la descripción de una estación de carga rápida para EV.
- Simular el sistema propuesto, verificando su correcto funcionamiento, control, eficiencia y estrés en dispositivos utilizados, comparando los resultados obtenidos con la configuración clásica.
- Validar experimentalmente la propuesta.
- Reportar el desarrollo y resultados del trabajo de tesis en un artículo científico ya sea para una conferencia y/o revista.

1.5. Resumen del Capítulo

Esta tesis está organizada de la siguiente forma: La Sección II describe los principios básicos de los PPC para la configuración propuesta. La sección III describe el modelo eléctrico de la batería que se ha utilizado para las simulaciones. La sección IV detalla la topología propuesta y sus características operativas. La sección V describe la técnica de carga utilizada y el esquema de control del convertidor propuesto. Los resultados de la simulación se proporcionan en la sección VI para validar el comportamiento del PPC propuesto y evaluar el desempeño de la topología propuesta. Se realiza una

comparación con el convertidor clásico de potencia completa, con el objetivo de cuantificar las mejoras logradas con el convertidor propuesto. Finalmente, la sección VII da las conclusiones de este trabajo.

Capítulo 2

CONVERTIDOR DE POTENCIA PARCIAL

En el siguiente capítulo se presenta un resumen de tipos de convertidores DC-DC de potencia parcial además de un modelo de ecuaciones y formas de onda para el convertidor propuesto por esta tesis.

2.1. Aspectos Generales

Los convertidores de potencia tradicionalmente utilizados en diversas aplicaciones, procesan todo el flujo de potencia proveniente de la fuente de alimentación de forma controlada hacia la carga como se aprecia en la figura 2.1. Este proceso de conversión lleva consigo una eficiencia asociada a las pérdidas de conducción, conmutación y magnéticas del convertidor. Debido a que las redes de distribución eléctrica son principalmente en AC, se requiere una etapa de conversión adicional para acondicionar un enlace DC que provea el flujo de potencia al cargador DC. Esto debido a la naturaleza de las variables eléctricas de una batería electroquímica. En vista de lo anterior, incorporar una segunda etapa de conversión al sistema de carga DC, implicará un aumento en las pérdidas y una reducción de la eficiencia global de conversión. Además, considerando que los sistemas de carga rápida DC manejan flujos de potencia que ascienden a varias decenas de kW, las pérdidas que estos sistemas dejan de ser despreciables.

La eficiencia de conversión del sistema DC-DC, está descrita por la siguiente

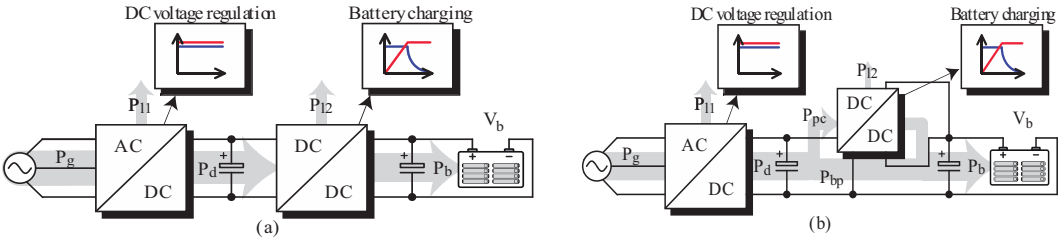


Figura 2.1: Configuraciones de cargadores externos para EV
(a) Configuración de potencia total. (b) Configuración de potencia parcial.

expresión:

$$\eta_{dc} = \frac{P_b}{P_d} \tag{2.1}$$

donde P_d y P_b son la potencia que provee el inversor conectado a red y la potencia que se entrega a la batería respectivamente. Además, la eficiencia del inversor es descrita por:

$$\eta_{ac} = \frac{P_d}{P_g} \tag{2.2}$$

Reemplazando 2.2 en 2.1, se obtiene que la eficiencia global del sistema está dada por:

$$\eta_{global} = \frac{P_b}{P_g} = \eta_{ac} \cdot \eta_{dc} \tag{2.3}$$

Por lo tanto, la eficiencia global del sistema depende solamente de la eficiencia individual de cada convertidor, siempre y cuando estas eficiencias consideren todos los elementos disipativos en el sistema.

Para incrementar la eficiencia global de conversión del sistema, algunos autores han propuesto reducir la potencia procesada por el convertidor, permitiendo un paso directo de potencia. Lo anterior es conocido como conversión de potencia parcial, donde el flujo de potencia a la salida del sistema está compuesto por un flujo de potencia procesado por el convertidor P_{pc}, y otro flujo de potencia de paso directo. Dicho lo anterior, la eficiencia de un convertidor de potencia parcial se define como:

$$\eta_{parcial} = \frac{P_d - P_{pc}}{P_d} + \frac{P_{pc}}{P_d} \cdot \eta_{dc} \tag{2.4}$$

Como resultado de la ecuación 2.4, al reducir la potencia manejada por el convertidor, es posible reducir su tamaño ya que existe una relación directa entre la cantidad de potencia que procesa y su volumen.

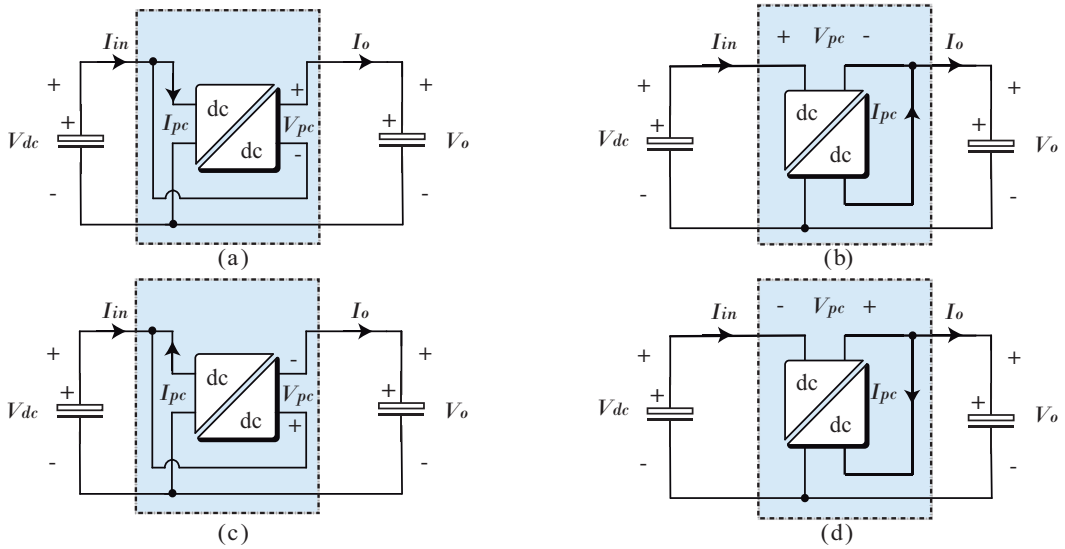


Figura 2.2: Tipos de convertidor DC-DC parcial
(a) IPOS elevador. (b) ISOP reductor. (c) IPOS reductor. (d) ISOP elevador.

2.2. Clasificación de convertidores de potencia parcial

Dentro de la literatura, se puede encontrar diferentes clasificaciones de PPC, siendo la más recurrente la por tipo de conexión. En la Fig. 2.2 se presenta los tipos de conexión y modos de operación posibles para convertidores de potencia parcial. Note que esta clasificación es válida para convertidores que incluyan una etapa de transformación en su estructura y que en condiciones normales, proveen aislación galvánica de entrada y salida, puesto que de lo contrario se realiza un cortocircuito en los terminales de potencia.

2.2.1. Convertidor DC-DC parcial IPOS

En la Fig. 2.2 (a), (c) se presenta ambos modos de operación para un convertidor de potencia parcial cuya conexión corresponde a entrada paralelo - salida serie (Input Parallel Output Series) elevador). Este tipo de conexión permite el flujo de corriente hacia la carga en un solo sentido, sin embargo la conexión serie en los terminales de salida permiten que la tensión de salida se distribuya de tal forma que el convertidor solo ve la diferencia de ésta. Desglosando ecuaciones de voltaje y corriente se obtiene que:

$$V_{dc} + V_{pc} = V_o \tag{2.5}$$

$$I_{in} = I_{pc} + I_o \tag{2.6}$$

por otra parte y considerando idealidad en las componentes, las potencias tanto de entrada como de salida pueden ser descritas por las siguientes ecuaciones:

$$P_{in} = V_{dc} \cdot I_{in} \tag{2.7}$$

$$P_o = V_o \cdot I_o \tag{2.8}$$

Igualando 2.7 con 2.16 se obtiene que:

$$V_{dc} \cdot I_{pc} = V_{pc} \cdot I_o = P_{pc} \tag{2.9}$$

donde P_{pc} se denomina la potencia que procesa el convertidor, siendo el resto del flujo de potencia suministrado mediante un paso directo hacia la carga.

$$P_{bypass} = V_{dc} \cdot I_o \tag{2.10}$$

Finalmente se define el ratio de potencia parcial K_{pr} como el cociente entre la potencia procesada por el convertidor P_{pc} y la potencia total P_o.

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_o} = \frac{V_{pc} \cdot I_o}{(V_{dc} + V_{pc})I_o} = 1 - \frac{1}{V_{DC}/V_o} = 1 - \frac{1}{G_v} \tag{2.11}$$

El resultado presentado en 2.11 muestra que la potencia que procesa el convertidor está dado tan solo por la ganancia de voltaje G_v que se desea regular. Debido a la conexión serie de los terminales de salida, la tensión a la entrada del convertidor corresponde a la diferencia entre el voltaje a la entrada y salida del sistema. Además, la corriente que entra a los terminales de entrada del convertidor corresponde a la corriente que va hacia la carga, dando como resultado un convertidor de potencia parcial, lo anterior considerando idealidad en las componentes.

2.2.2. Convertidor DC-DC parcial IPOS reductor

De igual forma se procede con el mismo análisis planteado para el convertidor DC-DC parcial IPOS del caso anterior. Aplicando leyes de voltaje y corrientes se obtiene lo siguiente:

$$V_{dc} = V_{pc} + V_o \tag{2.12}$$

$$I_{in} + I_{pc} = I_o \tag{2.13}$$

Además, las potencias en la carga y la potencia a la entrada del convertidor se expresan como:

$$P_o = V_o \cdot I_o \tag{2.14}$$

$$P_{pc} = V_{pc} \cdot I_o \tag{2.15}$$

Reemplazando 2.14 y 2.15 en la definición de ratio de parcialidad se obtiene que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \tag{2.16}$$

$$K_{pr} = \frac{1}{G_v} - 1 \tag{2.17}$$

Note que el resultado es el mismo independiente del modo de operación del convertidor parcial, exceptuando por el cambio de signo que está dado por el cambio de signo en la tensión V_{pc}, donde la fracción de potencia que procesa el convertidor está dado por la ganancia de voltaje.

2.2.3. Convertidor DC-DC parcial ISOP elevador

En 2.2 (b), (d) se presenta ambos modos de operación para un convertidor de potencia parcial cuya conexión corresponde a entrada serie - salida paralelo (Input Series Output Parallel) elevador). Este tipo de conexión permite el flujo de corriente hacia la carga por dos caminos, uno a través del retorno de la entrada al convertidor, y otro por los terminales de salida del convertidor. Aplicando ley de corrientes se obtiene lo siguiente:

$$I_{in} - I_{pc} = I_o \tag{2.18}$$

Para definir el ratio de parcialidad del convertidor se definen tanto la potencia procesada por el convertidor como la potencia recibida por la carga de la siguiente forma:

$$P_o = V_o \cdot I_o \tag{2.19}$$

$$P_{pc} = V_o \cdot I_{pc} = V_{dc} \cdot I_{in} \tag{2.20}$$

Reemplazando 2.20 y 2.19 en la definición de K_{pr} se obtiene:

$$K_{pr} = G_v - 1 \tag{2.21}$$

2.2.4. Convertidor DC-DC parcial ISOP reductor

Para el circuito planteado en la Fig. 2.2 (c) se aplica ecuación de corrientes al igual que el caso anterior:

$$I_{in} + I_{pc} = I_o \tag{2.22}$$

Donde las potencias parcial y de bypass se expresan a continuación:

$$P_{pc} = V_o \cdot I_{pc} \tag{2.23}$$

$$P_{bypass} = V_o \cdot I_{in} \tag{2.24}$$

Siguiendo la secuencia de ecuaciones anterior y teniendo en consideración los cambio de signos, se obtiene la siguiente expresión para el ratio de parcialidad:

$$K_{pr} = 1 - G_v \tag{2.25}$$

En resumen, la fracción de potencia que percibe el convertidor en sus terminales de entrada para los 2 tipos de conexión presentados previamente, IPOS e ISOP, ya sea elevador o reductor de voltaje, dependerá solo de la ganancia de voltaje que se requiera regular. Lo anterior en vista y considerando elementos ideales, sin embargo para llevar a cabo un análisis más preciso es necesario incluir la eficiencia de conversión del circuito de potencia.

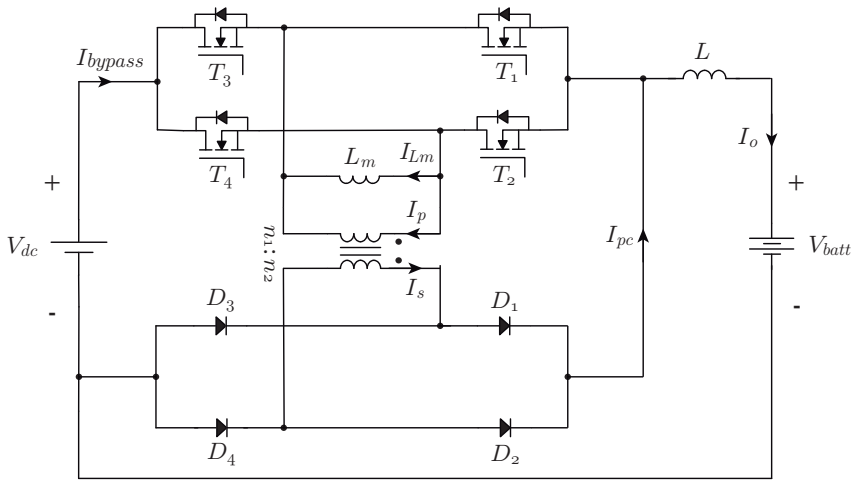


Figura 2.3: Convertidor puente H parcial propuesto

2.3. Análisis de Convertidor puente H parcial propuesto

En esta sección se presenta un análisis teórico del convertidor propuesto, abordando las formas de onda características junto a sus ecuaciones y estados de conducción y bloqueo.

2.3.1. Descripción del Circuito

El circuito propuesto corresponde a un convertidor DC-DC de potencia parcial basado en la topología puente H con aislación galvánica 2.3. Note que el circuito corresponde a la configuración ISOP reductor parcial definida en la sección anterior. El circuito presentado provee dos caminos o pasos de potencia hacia la carga, uno procesado por el convertidor, que es entregado por el el puente de diodos, y un flujo de potencia que viene directamente de la fuente durante los instantes que se hace circular una corriente por el devanado primario. La tensión a la cual se somete el devanado primario depende directamente de la diferencia de tensión entre la fuente y la carga como se discute en la sección anterior, lo que genera que una fracción de la potencia sea almacenada magnéticamente en el transformador para ser transferida al secundario durante los instantes de apagado. Además, como se aprecia en la Fig. 2.3, el punto equipotencial o tierra son el mismo tanto para la carga como para la fuente ya que no existe aislación entre ambos puntos debido a la conexión interna del convertidor.

El análisis del circuito presentando en la Fig. 2.3 está sustentado bajo los siguientes supuestos:

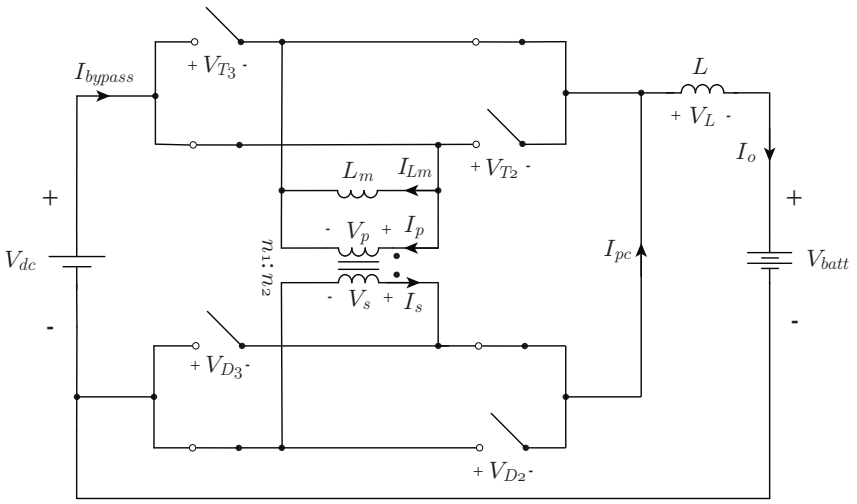


Figura 2.4: Estados de convertidor parcial puente H en CCM para $0 < t \leq DT$

- Se considera idealidad en el comportamiento de los semiconductores.
- Las componentes pasivas son lineales, no variantes en el tiempo y no dependen de la frecuencia de conmutación.
- Elementos parásitos presentes en la fuente, batería, componentes activos y pasivos del circuito son despreciados en el análisis del principio de operación.

2.3.2. Análisis en modo de conducción continua (CCM) en I_o

En vista que la corriente de salida corresponde a la suma de la corriente procesada por el convertidor I_{pc} y la corriente que fluye directamente hacia la carga I_{bypass}, el análisis se define en función del estado de conducción de I_{pc}, debido a que ésta corriente puede ser mayor que cero durante los intervalos de encendido y apagado de los semiconductores, por lo contrario, I_{bypass} es mayor que cero durante los instantes de encendido e idénticamente cero en los intervalos de apagado.

2.3.2.1. Intervalo de tiempo $0 < t \leq dT$

Durante el intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$ los switches T_4 y T_1 permanecen encendidos y los diodos D_1 y D_4 se encuentran en estado de conducción. Por otro lado, los switches y diodos complementarios T_2, T_3, D_2 y D_3 se encuentran apagados y en estado de bloqueo respectivamente. El circuito equivalente

considerando idealidad en las componentes del convertidor se presenta en la Fig. 2.4. Aplicando leyes de voltajes se obtiene:

$$V_{dc} = V_p + V_L + V_{batt} \tag{2.26}$$

El voltaje en el primario del transformador y la inductancia magnetizante de éste es:

$$V_p = V_{Lm} = V_{dc} - V_L - V_{batt} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \tag{2.27}$$

Por lo tanto, la corriente a través de la inductancia magnetizante es:

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int_0^t V_p \cdot dt + i_{Lm}(0) = \frac{V_{dc} - V_L - V_{batt}}{L_m} t + i_{Lm}(0) \tag{2.28}$$

Considerando estado estacionario en el circuito, es posible obtener el ripple o variación en la corriente magnetizante del transformador en dicho intervalo de tiempo:

$$i_{Lm}(0) = -\frac{D}{2L_m \cdot f_s}(V_{dc} - V_L - V_{batt}) \tag{2.29}$$

$$i_{Lm}(DT) = \frac{D}{2L_m \cdot f_s}(V_{dc} - V_L - V_{batt}) \tag{2.30}$$

$$\Delta i_{Lm} = i_{Lm}(DT) - i_{Lm}(0) = \frac{D}{L_m \cdot f_s}(V_{dc} - V_L - V_{batt}) \tag{2.31}$$

Por otro lado, se tiene que el voltaje en el secundario del transformador es:

$$V_s = D \cdot V_p \frac{n_2}{n_1} = D \cdot V_p \cdot n \tag{2.32}$$

Aplicando ley de voltajes:

$$V_s = V_L + V_{batt} \tag{2.33}$$

Reemplazando 2.27 y 2.32 en 2.33:

$$n(V_{dc} - V_L - V_{batt}) = V_L + V_{batt}$$

$$n \cdot V_{dc} = (n+1)(V_L + V_{batt})$$

$$\therefore V_L = \frac{nV_{dc} - (n+1)V_{batt}}{n+1} \tag{2.34}$$

Por lo tanto, la corriente a través del inductor L está dada por la siguiente expresión;

$$I_o = i_{bypass} + i_{pc} = \frac{1}{L}\int_0^t \frac{nV_{dc} - (n+1)V_{batt}}{n+1}dt + I_o(0) \tag{2.35}$$

Considerando que la batería posee una dinámica muy lenta, se asumen las variables de integración de la ecuación 2.35 como constantes, por lo tanto, la corriente a través del inductor puede ser descrita por la siguiente ecuación:

$$I_o = \frac{nV_{dc} - (n+1)V_{batt}}{L(n+1)}t + I_o(0) \tag{2.36}$$

Además, note que reemplazando 2.34 en la ecuación de voltajes 2.33 es posible establecer una relación directa entre los voltajes de entrada-salida y los voltajes en los devanados del transformador:

$$V_s = \frac{nV_{dc} - (n+1)V_{batt}}{n+1} + V_{batt}$$

$$V_s = \frac{nV_{dc}}{n+1} \tag{2.37}$$

$$V_p = \frac{V_{dc}}{n+1} \tag{2.38}$$

Como se destaca en las ecuaciones 2.38 y 2.37 los voltajes a los cuales debe ser dimensionado el transformador de alta frecuencia depende solo del enlace DC utilizado y la razón de vueltas.

Finalmente las tensiones de bloqueo de los semiconductores inactivos son las siguientes:

$$V_{T2} = V_{T3} = V_p \tag{2.39}$$

$$V_{D2} = V_{D3} = V_s \tag{2.40}$$

2.3.2.2. Intervalo de tiempo $DT < t \leq T/2$

Durante el intervalo de tiempo $DT < t \leq T/2$ todos los switches permanecen apagados y los diodos D_i, $\forall\, i \in [1, 2, 3, 4]$ se encuentran en estado de conducción. En la Fig. 2.5 se presenta el circuito equivalente considerando

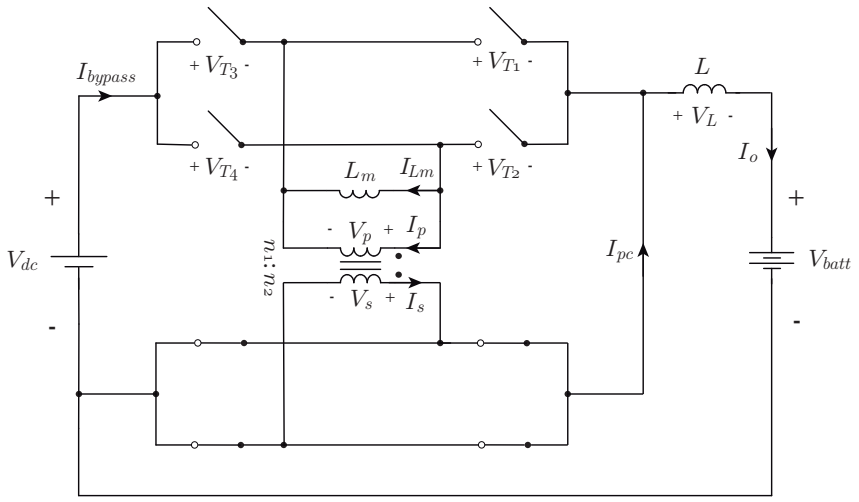


Figura 2.5: Estados de convertidor parcial puente H en CCM para $DT < t \leq T/2$

componentes ideales. Note que debido al estado que se encuentran los switches, el voltaje en ambos devanados es idénticamente cero:

$$V_p = V_s = V_{Lm} = 0 = L_m \frac{i_{Lm}}{dt} \tag{2.41}$$

En vista de lo anterior, la corriente a través de la inductancia magnetizante es:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(DT) = \frac{D}{2L_m \cdot f_s}(V_{dc} - V_L - V_{batt}) = -I_p \tag{2.42}$$

Aplicando leyes de voltaje en el lado del secundario se tiene lo siguiente:

$$V_L = -V_{batt} = L\frac{dI_o}{dt} \tag{2.43}$$

Por lo tanto, la corriente a través del inductor expresada en función del voltaje en la batería es:

$$I_o = -\frac{1}{L}\int_{DT}^{t} V_{batt}dt + I_o(DT)$$

Suponiendo el voltaje de la batería como constante:

$$I_o = \frac{V_{batt}(DT - t)}{L} + I_o(DT) \tag{2.44}$$

Finalmente la tensión de bloqueo de los switches inactivos es:

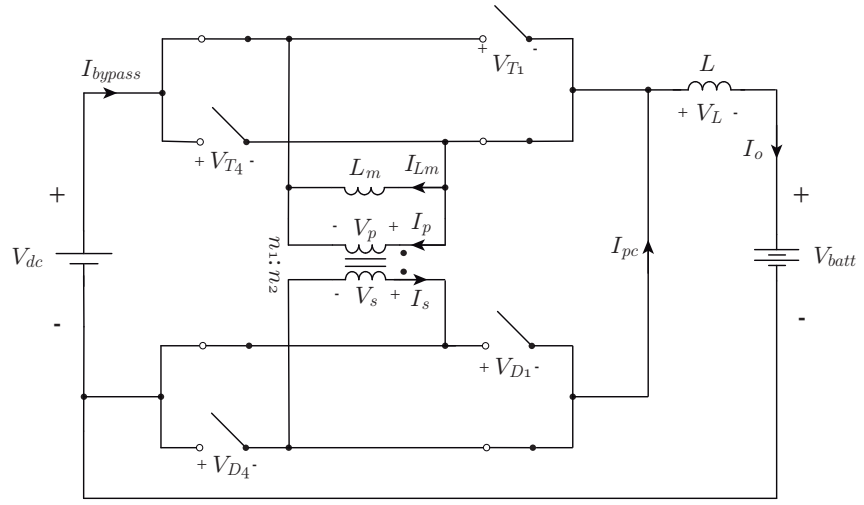


Figura 2.6: Estados de convertidor parcial puente H en CCM para $T/2 < t \leq T/2 + DT$

$$V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = \frac{V_{dc}}{2} \tag{2.45}$$

2.3.2.3. Intervalo de tiempo $T/2 < t \leq T/2 + DT$

Durante el intervalo de tiempo $T/2 < t \leq T/2 + DT$ los switches T_2 y T_3 permanecen encendidos y los diodos D_2 y D_3 se encuentran en estado de conducción. Por otro lado, los switches y diodos complementarios T_1, T_4, D_1 y D_4 se encuentran apagados y en estado de bloqueo respectivamente. El circuito equivalente considerando idealidad en las componentes del convertidor se presenta en la Fig. 2.7. A diferencia del intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$ el voltaje impuesto en los terminales del devanado primario del transformador se polarizará inversamente, por lo que:

$$-V_p = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \tag{2.46}$$

Reemplazando 2.26 en 2.46, la corriente magnetizante es:

$$i_{Lm} = -\frac{1}{L_m} \int_{T/2}^{t} (V_{dc} - V_L - V_{batt})dt + i_{Lm}(T/2)$$

$$i_{Lm} = -\frac{(V_{dc} - V_L - V_{batt})}{L_m} t + i_{Lm}(T/2) \tag{2.47}$$

Aplicando ley de voltajes se obtiene:

$$V_s = V_L + V_{batt}$$

Lo que implica que la corriente a través del inductor es:

$$I_o = \frac{1}{L}\int_{T/2}^{t} \frac{nV_{dc} - (n+1)V_{batt}}{n+1} dt + I_o(T/2)$$

Considerando nuevamente las variables de integración como constantes se obtiene:

$$I_o = \frac{nV_{dc} - (n+1)V_{batt}}{L(n+1)}(t - T/2) + I_o(T/2) \tag{2.48}$$

Finalmente las tensiones de bloqueo de los semiconductores inactivos son las siguientes:

$$V_{T1} = V_{T4} = V_p \tag{2.49}$$

$$V_{D1} = V_{D4} = V_s \tag{2.50}$$

Como resultado, el convertidor posee las mismas formas de onda en $0 < t \leq DT$ y en $T/2 < t \leq T/2 + DT$ a excepción de que los semiconductores activos en los estados descritos anteriormente son complementarios, además del cambio de sentido en la magnetización del transformador.

2.3.2.4. Intervalo de tiempo $T/2 + DT < t \leq T$

Durante el intervalo de tiempo $T/2 + DT < t \leq T$ todos los switches permanecen apagados y los diodos D_i, $\forall\, i \in [1, 2, 3, 4]$ se encuentran en estado de conducción. Note que el circuito corresponde al de la Fig. 2.5 por lo que el análisis es el mismo.

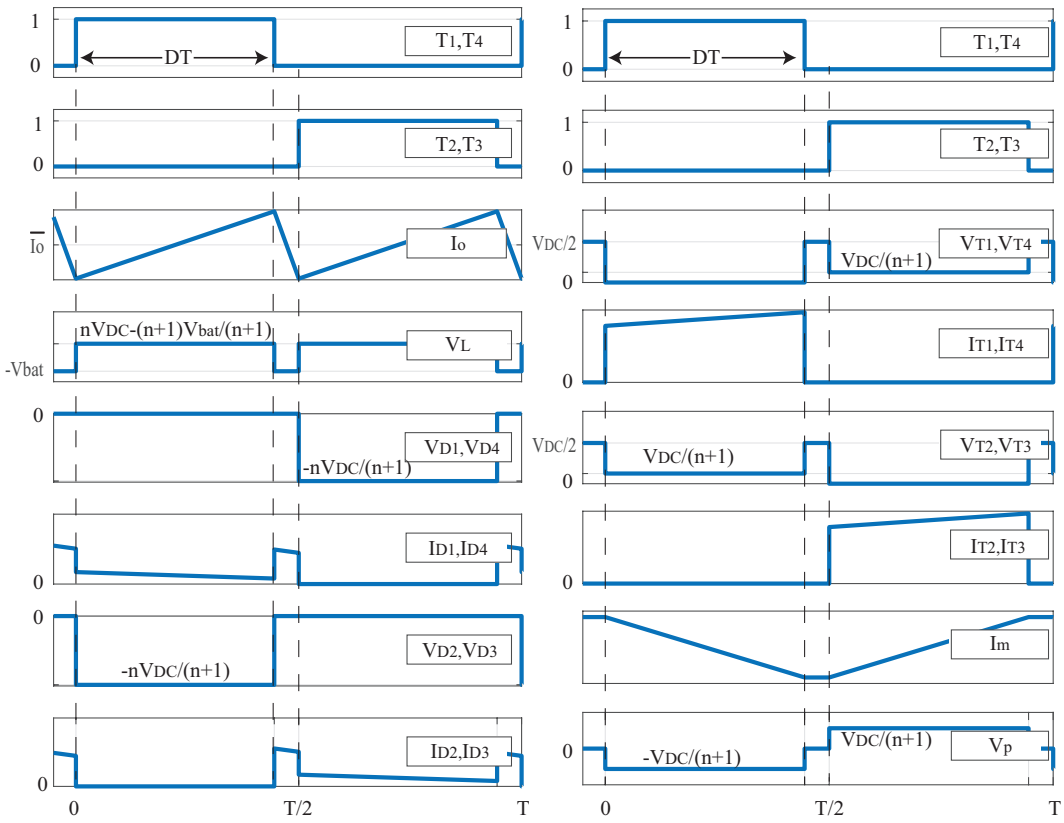


Figura 2.7: Formas de onda del convertidor puente H parcial en CCM.

2.4. Esquema de control

El lazo de control de un convertidor DC-DC convencional para carga de baterías se presenta en la Fig. 2.8, el cual consiste en un lazo PI en cascada para controlar tensión y/o corriente, donde el lazo externo (voltaje) comanda la referencia del controlador interno (corriente), acoplando ambas dinámicas de los controladores y complejizando su diseño, por lo que es usual definir un ancho de banda de al menos una década superior para el lazo anidado respecto al lazo externo.

Dicho esquema es comandado por una unidad de inteligencia incorporada en la batería llamada sistema de monitoreo de la batería o battery management system (BMS), cuya principal función es velar por el estado dela batería, manteniendo control sobre la temperatura y rangos de tensión que alcanzan cada una de sus celdas. Además, es la unidad encargada de entregar las

referencias ya sea de voltaje o corriente al lazo de control del cargador de acuerdo a parámetros y mediciones internamente realizadas en la batería. En cuanto a la técnica aplicada para la carga de baterías de ión-litio, se han reportado diferentes formas de llevarla a cabo, una de ellas y la más convencional, es el control mediante corriente constante - voltaje constante (CCCV)[33] que consiste en suministrar una corriente constante a la batería hasta alcanzar un voltaje determinado. Posteriormente se conmuta un controlador de voltaje que entrega la referencia de corriente al lazo interno. Se reitera el hecho que ambas variables son definidas por el sistema de monitoreo y control de la batería. En vista que el lazo opera dependiendo del estado de carga ya sea corriente constante o voltaje constante, existe una dinámica transitoria cuando ocurre la conmutación del modo de control, por lo que se debe asegurar que durante el intervalo de tiempo en que ocurre la conmutación las referencias entregadas tanto por el controlador de voltaje como la referencia en lazo abierto de corriente constante sean iguales para asegurar una transición suave. Lo anterior puede ser llevado a cabo simplemente saturando el controlador de voltaje a dicho valor antes que entre a operar. Finalmente se mantiene el voltaje en los terminales de la batería reduciendo con ello la corriente tipicamente hasta un 10 % del valor de la corriente constante aplicada en el comienzo del ciclo de carga [34]. Una variante del método de carga expuesto es llamado corriente constante multiciclo - voltaje constante, cuyo principio de operación es el mismo que CCCV pero haciendo uso de diferentes niveles discretos de corriente constante durante el comienzo del ciclo para lograr incrementos de temperatura más controlables durante el proceso de carga. Existen otros métodos más avanzados como CCCV con pulso negativo [35] o pulsos variables en frecuencia, esto con el objetivo de hallar métodos que admitan una mayor carga a las baterías en un tiempo reducido de tiempo e incrementando los ciclos de carga o vida útil del sistema. En términos generales y visto desde el punto de vista topológico del convertidor, este debe ser capaz de entregar un voltaje o una corriente constantes durante diferentes lapsos de tiempo definidos por el BMS, lo que deberá ser incluido en la etapa de control del sistema. Para la validación mediante simulación de la propuesta, se utiliza la técnica de carga CCCV for simplicidad y en vista que la contribución se centra principalmente en la propuesta circuital.

2.5. Esquemas de modulación

En este trabajo se presenta dos esquemas de modulación utilizados teórica como experimentalmente 2.9. En 2.9 (a), (b) se presentan la modulación

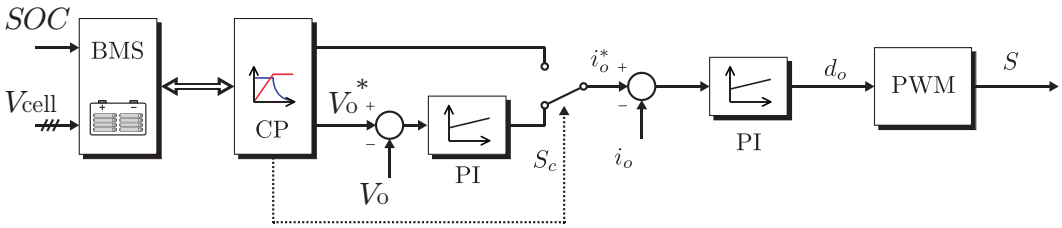


Figura 2.8: Esquema de control empleado

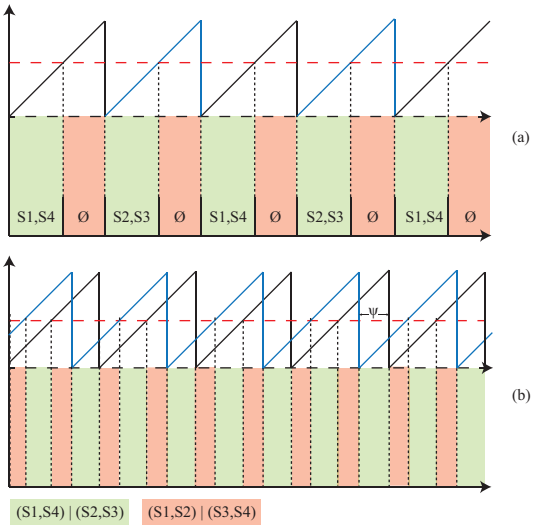


Figura 2.9: Tipos de modulación empleados
(a) Modulación intercalada (b) Modulación con desfase de portadora

intercalada y con desfase de portadora respectivamente utilizadas tipicamente en convertidores DC-DC. A continuación se hará mención de dichos esquemas de modulación para el convertidor puente H propuesto. Note que (a) genera el valor cero apagando todos los switches del puente H, y presenta una frecuencia de conmutación efectiva de $f_s/2$ en cada pierna. En cuanto al desfase de portadora se destaca que el punto de comparación entre las portadoras ocurre para un valor fijo de 50 %, sin embargo al emplear un desfase en la pierna complementaria se induce un voltaje correspondiente al ciclo de trabajo deseado en el devanado. El desfase empleado en término de cuentas está dado por la siguiente expresión.

$$\Phi = Cmax - Cduty \tag{2.51}$$

Donde Φ corresponde al adelanto en cuentas de la triangular complementaria, C_{max}, C_{duty} corresponde a las cuentas máxima y de ciclo

de trabajo respectivamente. La expresión anterior es derivada para una implementación digital en FPGA, donde la cuantización posee una resolución de $2/clk$, donde clk es el reloj interno de la FPGA. Una particularidad del esquema de modulación con desfase de portadora es la posibilidad de operar en modo de conmutación a voltaje cero (zero voltage switching (ZVS)) también conocido como soft switching, con la incorporación de snubbers inductivos y capacitivos los cuales crean un tanque de resonancia en el circuito primario, donde se han reportado eficiencias de conversión cercanas al 98 % [36] [37] [38], sin embargo debido a la dependencia de parámetros de este esquema de modulación y considerando las no linealidades y tolerancias de las componentes pasivas empleadas en el tanque de resonancia es que resulta en complejidad adicional al sintonizar parámetros del esquema.

Capítulo 3

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En el siguiente capítulo se presentan los resultados de simulación para el circuito propuesto junto a los supuestos y consideraciones para llevar a cabo una validación. Además, se presenta una breve descripción del modelo de carga utilizado junto con la técnica de control y carga empelada para la simulación.

3.1. Modelo de batería de ión-litio

El modelo de batería utilizado para la simulación del sistema se presenta en la Fig. 3.1, donde además se muestra un esquema equivalente en componentes pasivas y una fuente controlada. La fuente DC E corresponde a una fuente de voltaje controlada dependiente del estado de carga dada por la siguiente expresión:

$$E = E_0 - K\frac{Q}{Q - it} + Ae^{-B \cdot it} \tag{3.1}$$

donde K, Q, A, B, it y E_0 corresponden al voltaje de polarización en V, capacidad de la batería en Ah, amplitud exponencial en V, constante de tiempo en Ah^{-1}, carga actual de la batería en Ah y una constante de voltaje en V respectivamente. Además, el modelo cuenta con una resistencia R_1 la cual modela pérdidas de la batería, y una impedancia compuesta por un circuito RC paralelo, R_2 y C el que modela impedancia AC, y relajación dentro de otros [40]. Note que no se modela dinámicas más complejas, como lo son variante en parámetros internos de la batería en función de temperatura, o auto descarga.

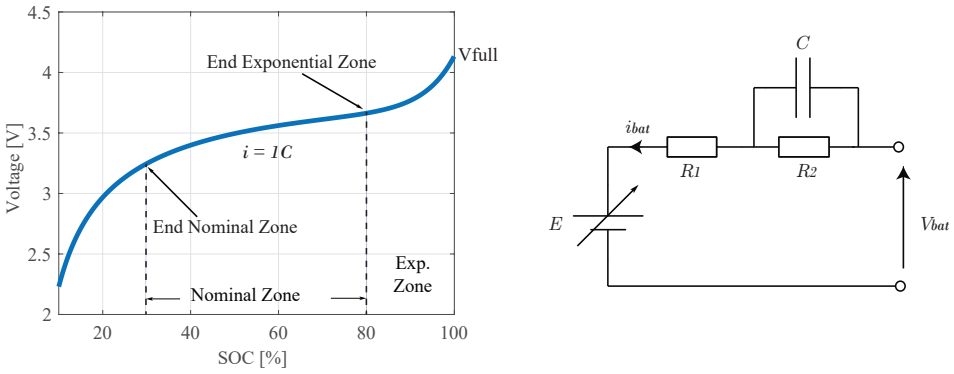


Figura 3.1: Modelo de batería de ión-litio empleada

3.2. Resultados de Simulación

La validación mediante simulación para el convertidor parcial propuesto se lleva a cabo considerando un sistema de carga rápida DC tradicional. Los parámetros del sistema con los cuales se ejecuta la validación se presentan en la tabla B.1. La validación es llevada a cabo suponiendo idealidad de las componentes y haciendo uso del modelo de carga para la batería descrito en la sección anterior al igual que el lazo de control presentado.

La batería comienza con un estado de carga inicial del 50 % y se carga con corriente constante hasta $t = 270s$, posteriormente se cambia la técnica de control a voltaje constante hasta alcanzar un estado de carga del 94 % de su valor nominal, emulando las referencias del BMS para una carga determinada.

En la Fig. 3.2 (a), (b) y (c) se presentan la corriente por la batería, el estado de carga y las potencia total (rojo) y parcial (azul) respectivamente. Se puede apreciar que el convertidor maneja cerca del 40 % de la potencia total (aproximadamente $28kW$ peak) debido a la ganancia de voltaje con la que opera el convertidor durante la carga. Se obtiene una buena dinámica tanto en CC como CV además de una transición suave entre ambos estados. Note que la potencia durante el intervalo CC posee una pequeña pendiente dada por el incremento de voltaje en la batería, alcanzando un peak de potencia de $75{,}66kW$ durante la transición entre CC y CV. El decaimiento exponencial durante CV posee una característica deseable logrando controlar un voltaje determinado compensando las alzas de tensión de la batería en dicho punto de operación.

En la Fig. 3.3 se presentan las corrientes características del convertidor parcial propuesto durante la carga descrita. I_{bypass} Fig. 3.3 (a) corresponde a

la corriente de entrada al sistema, de ella se magnetiza el núcleo ferromagnético y además se provee de potencia a la carga mediante un paso directo. El núcleo por su parte almacena solo una fracción de la potencia total que ve la batería debido a que la tensión a la cual se somete el devanado primario es menor a la tensión de entrada. Por otra parte la corriente I_{pc} Fig. 3.3 (b) se denomina como la corriente que compone la parte de potencia procesada por el convertidor. Es ahí donde se componen los dos principales flujos de potencias que provee el sistema, y es donde la configuración presentada da cabida al concepto de convertidor de potencia parcial. En la Fig. 3.4 (a), (b) se presentan las corrientes interleaved por cada módulo y la corriente a través de la batería respectivamente. Se obtiene una corriente triangular característica de los convertidores DC-DC interleaved tradicionales, por lo que tanto el desempeño como la funcionalidad no se ven afectados a pesar de la conexión parcial presentada en las secciones anteriores. En la Fig. 3.4 (c), (d)

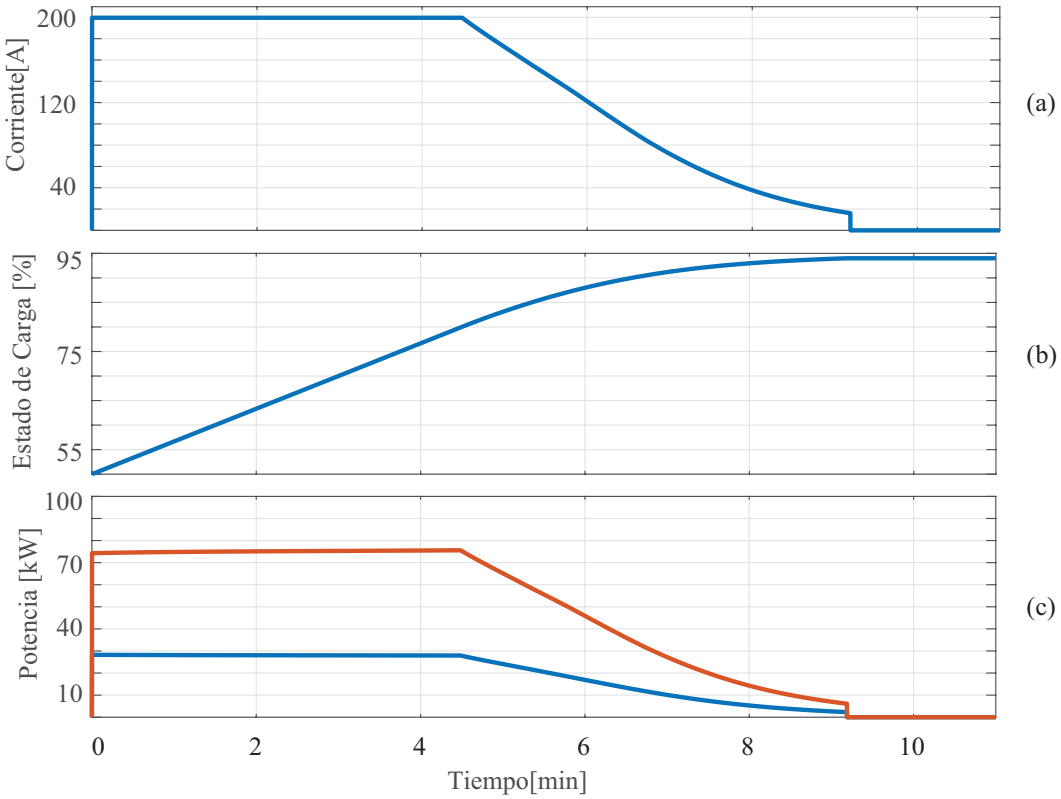


Figura 3.2: Variables del sistema durante la carga
(a) Corriente por la batería (b) Estado de carga (c) Potencia procesada por el convertidor (azul), potencia absorbida por la batería (rojo)

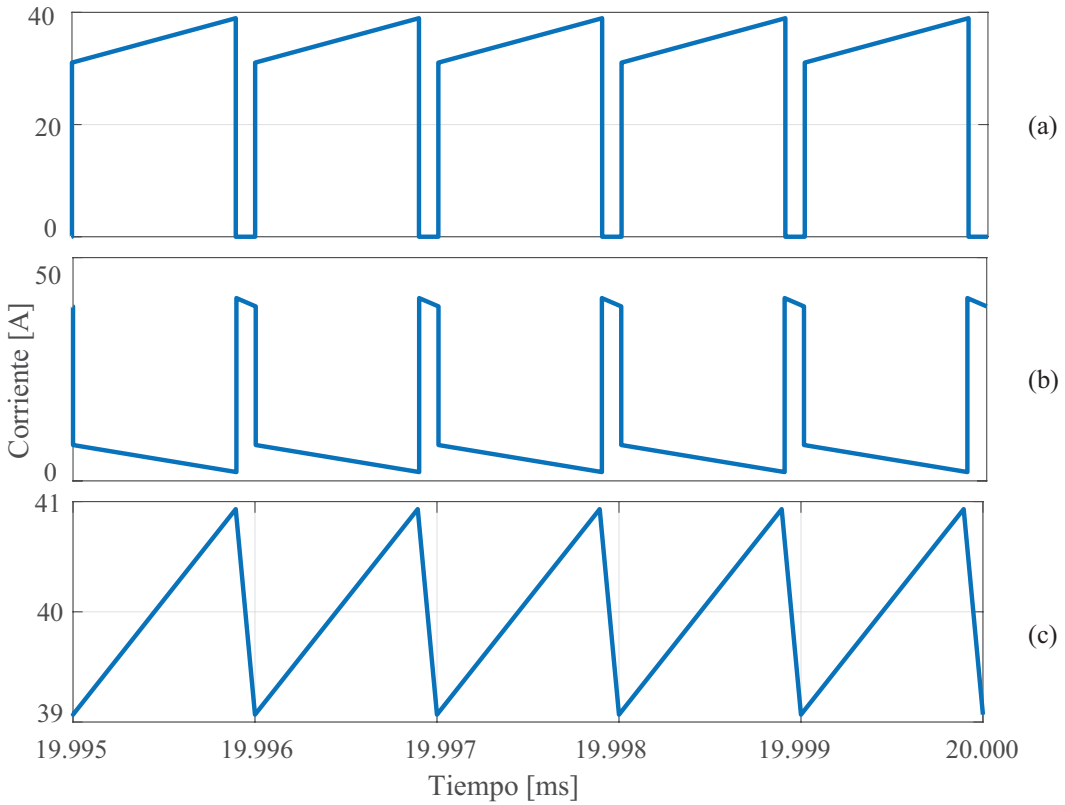


Figura 3.3: Corrientes del convertidor
(a) Corriente I_{bypass} (b) Corriente I_{pc} (c) Corriente I_o

se presenta el ratio de parcialidad al que opera el convertidor durante la carga y el voltaje en la batería respectivamente. Se aprecia que para las condiciones consideradas en la simulación, el ratio de parcialidad varía muy poco durante la carga debido a que el voltaje en la batería varía poco y con una dinámica lenta en el rango de carga presentado, ya que la batería está en el rango lineal o nominal de operación. Ésta variación del ratio de parcialidad incrementa dependiendo de la variación entre el estado de carga inicial y final. Puesto que la batería corresponde a una fuente dependiente del estado de carga, la variación de voltaje entre un estado de carga bajo el 30 % y sobre 80 % redondea los $100V$, es decir, considerando un DC-link de $600V$ se obtendrá una variación de ratio de parcialidad entre ambos estados de carga de alrededor de 16 %.

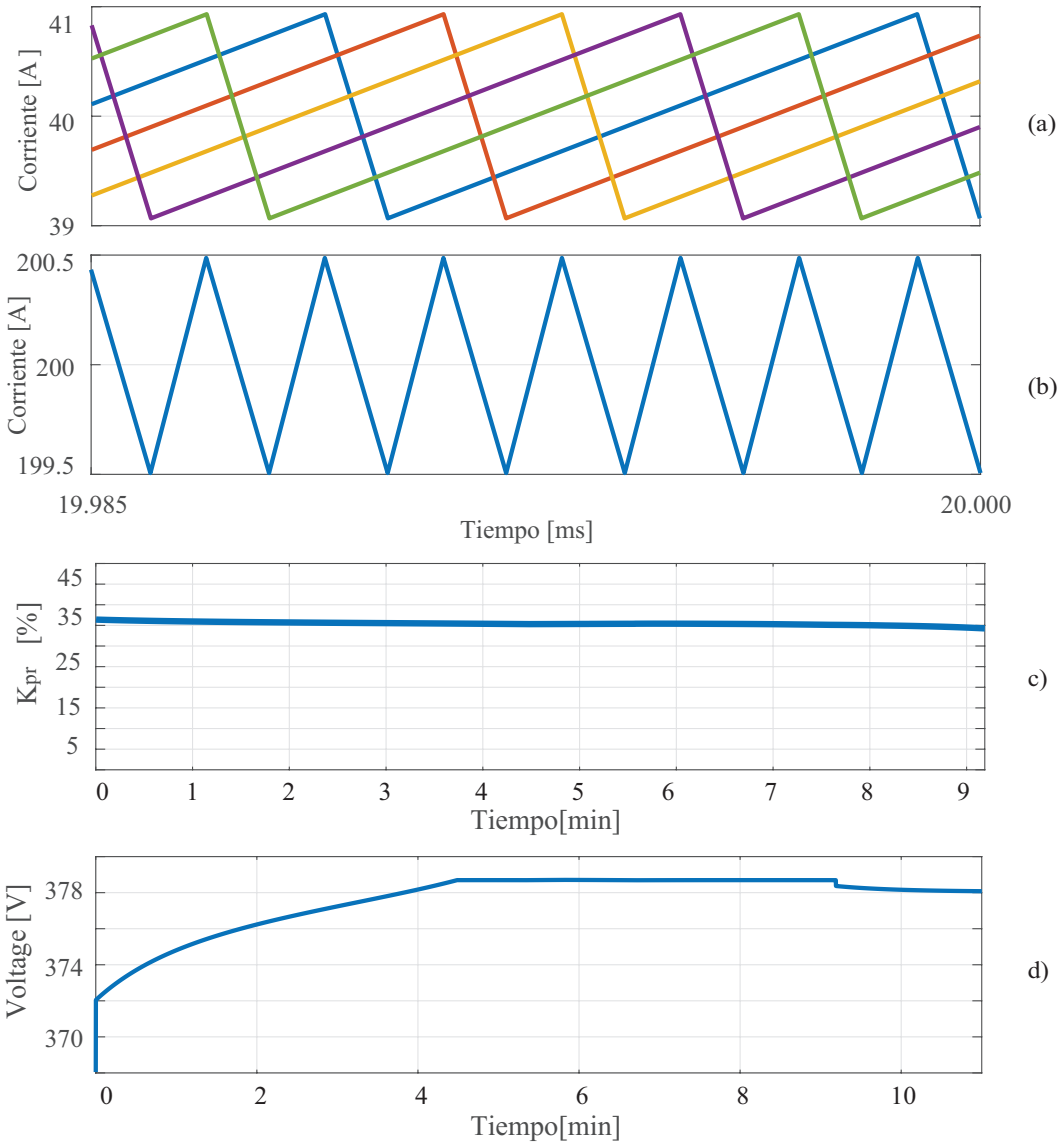


Figura 3.4: Corrientes del convertidor
(a) Corrientes interleaved (b) Corriente por la batería (c) Ratio de parcialidad (d) Voltaje en los terminales de la batería

Capítulo 4

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En el siguiente capítulo se presenta el desarrollo del experimento en laboratorio. Se aborda el diseño en términos generales y da una idea no ahondada del esquema de comunicación y control utilizado. No se documenta el diseño propiamente tal del convertidor, tarjeta de disparo, códigos de programación ni calibración de gate drives o de instrumentación.

4.1. Aspectos Generales

La validación experimental para el convertidor de potencia parcial abordada en esta tesis contempla la funcionalidad del convertidor como tal y la eficiencia de conversión alcanzada. Para ello se dimensionó y diseñó el convertidor propuesto basado en la topología descrita en las secciones previas con la salvedad que el diseño cuenta con dos puente H activos para la realización de otros experimentos. Modificaciones durante el transcurso del diseño fueron tomadas con el objetivo de lograr mejoras dinámicas del circuito. En 4.1 se presenta un esquema del circuito de potencia diseñado. Los semiconductores de potencia empelados para el diseño consisten en módulos mosfets puente H de Semikron SK25MH120SCTp basados en carburo de silicio (SiC) ya que permiten una operación a una mayor frecuencia de conmutación con una mayor densidad de potencia y de manera eficiente [41]. Además, los módulos de potencia empleados ofrecen la flexibilidad de pines press-fit, los cuales no requieren soldadura para lograr contacto en el diseño de PCB, haciéndolo atractivo para pruebas experimentales en nuevos prototipos ya

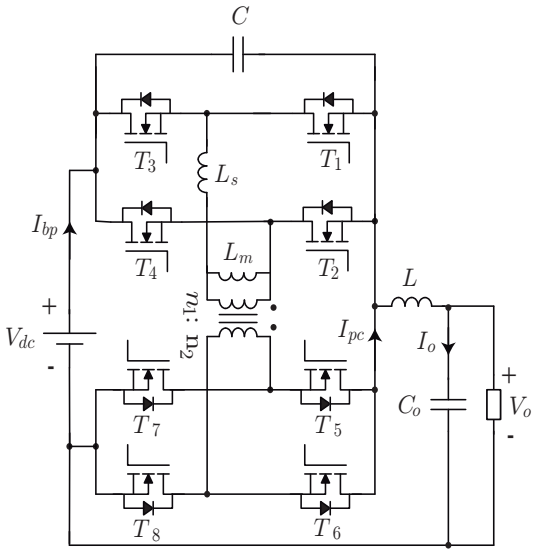


Figura 4.1: Esquema de circuito de potencia diseñado

que permiten un fácil desmontaje. Para el circuito magnético se emplea un transformador planar DC-DC Payton Planar, cuyo núcleo permite operar a frecuencias por encima de los $100kHz$ a $3kW$ de potencia de manera eficiente. De igual manera se empló un inductor para alta frecuencia (núcleo Sendust) con saturación suave de Coilws.

En cuanto al setup experimental para pruebas preliminares se considera una fuente de alimentación Keysight RP7962A conectada a una carga resistiva de 40Ω, $4kW$, mediante el convertidor propuesto. La plataforma de control utilizada consiste en una dSpace 1103 programada en Matlab-Simulink y comandada mediante Control-Desk. El principio de funcionamiento de esta plataforma se basa en una simulación en tiempo real, por lo que es fundamental contar con suficiente hardware para poder llevar a cabo los cálculos del algoritmo de control y modulación en paralelo al funcionamiento del sistema. Debido a esto, la plataforma no alcanza frecuencias de modulación por encima de los $30kHz$ operando con un lazo de control simple, por lo cual se opta por utilizar una FPGA Nexys4 como un modulador PWM de alta frecuencia. En 4.2 se presenta un esquema del setup utilizado para el experimento. La dSpace 1103 envía mediante una señal digital de 10 bits el ciclo de trabajo a la FPGA, modulando dicho valor mediante pulsos de luz generados por una tarjeta de fibra óptica. Los pulsos son recibidos por la tarjeta de disparo montada sobre la PCB de potencia la cual genera los disparos de los semiconductores. Mediciones son entregadas a la plataforma de control por instrumentación incorporada en

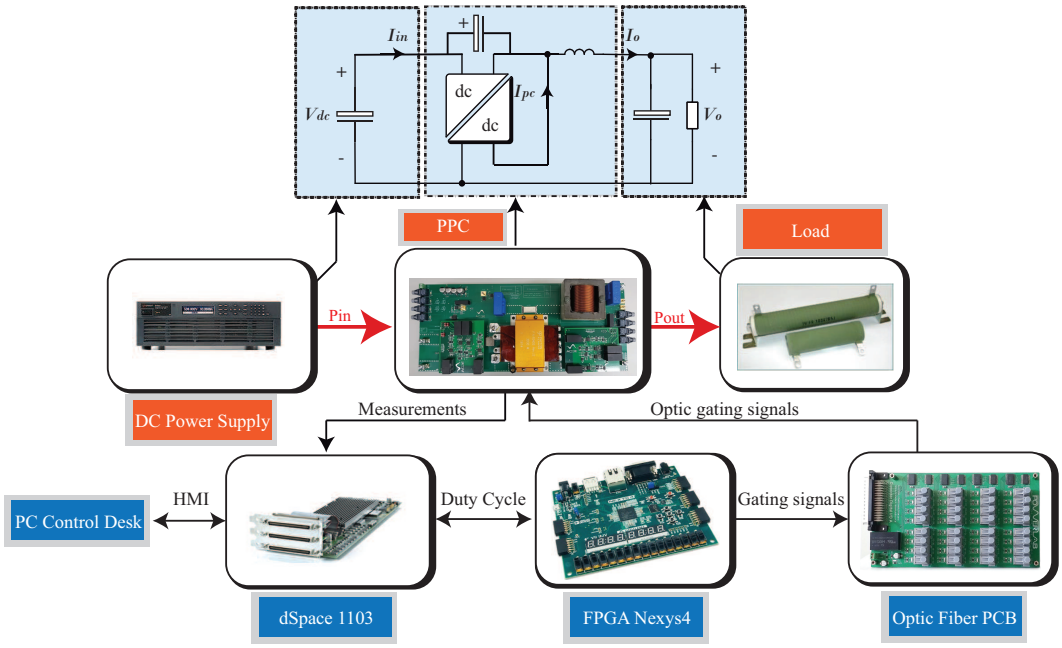


Figura 4.2: Diagrama de setup experimental

la PCB de potencia. Las formas de onda presentadas fueron tomadas con puntas de voltaje Keysight N2790A de $100MHz$ de ancho de banda y puntas de medición de corriente Keysight N2893A cuyo ancho de banda es de $50MHz$, instrumentación adecuada para la toma de muestras.

4.2. Pruebas preliminares

En esta sección se presenta el desarrollo de pruebas preliminares realizadas al circuito para corroborar su correcto funcionamiento. Se verifica la lógica de pulsos generados por las tarjetas de disparo comandados por la unidad de control, llevando a cabo pruebas a baja potencia. Una vez validado el correcto funcionamiento del convertidor, se procede realizando una prueba a tensión nominal y con una mayor carga. Se presentan resultados experimentales para la modulación intercalada y con desfase de portadora contrastando los resultados.

En B.3 se presentan los parámetros utilizados para la prueba experimental.

En la Fig. 4.3 se presentan los resultados para modulación intercalada. Como se aprecia en la Fig. 4.3 (a) el voltaje en el devanado primario posee una dinámica acorde a lo esperado, donde la tensión a la cual es sometido es proporcional a una diferencia de tensión entre la carga y la fuente. Para ser mÃ¡s preciso el valor corresponde a $V_p = V_{DC}/(n+1)$. En cuanto al voltaje de

bloqueo en los semiconductores, se aprecia un ringing manejable proveniente de los elementos inductivos y conmutaciones a alta frecuencia, alcanzando un peak de tensión en $200V$, cerca de 3 veces el valor que bloquea en operación normal, el cual dicho sea de paso es proporcional a la diferencia de tensión entre la fuente y la carga, sin embargo corresponde a un valor completamente manejable para el semiconductor y como se discute más adelante es proveniente de un estado del convertidor al utilizar modulación intercalada. En la Fig. 4.3 (b) se presenta la corriente y el voltaje en la carga, alcanzando un valor de $9{,}5A$ y $380V$ respectivamente con una dinámica estable y funcional. Se recuerda que el transformador empleado en el convertidor posee una capacidad nominal de $3kW$, sin embargo debido a la configuración parcial es posible manejar una potencia mayor vista en los terminales de salida del convertidor, alcanzando en esta prueba los $3{,}7kW$ de potencia. Otra característica destacable del convertidor es que la corriente obtenida en la carga posee un ripple muy pequeño debido a la conexión serie entre transformador, snubber y además filtro de corriente.

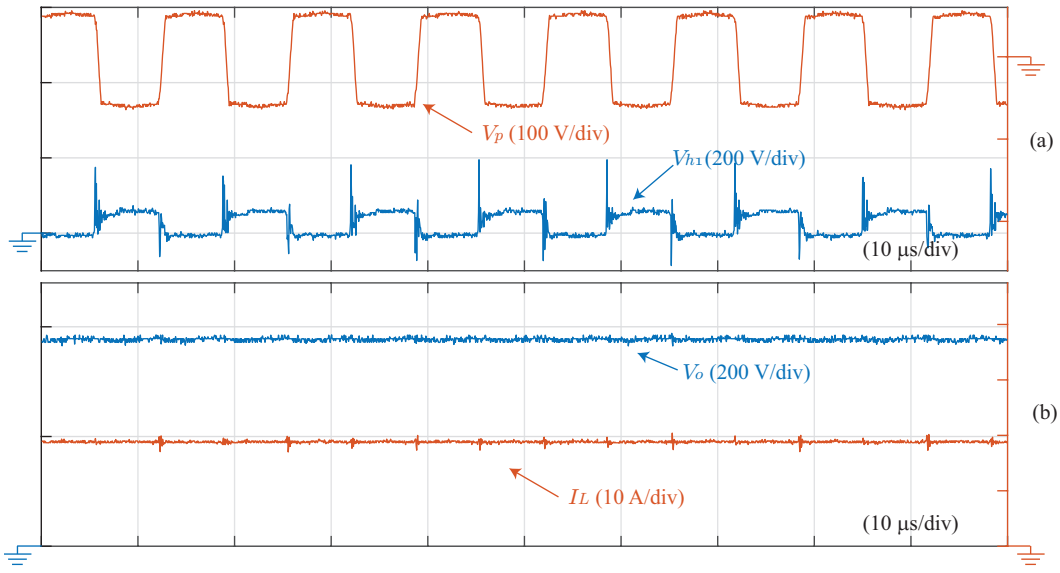


Figura 4.3: Resultados con modulación alternada
(a) Tensión en devanado primario (rojo) Tensión de bloqueo mosfet H1 (b) Tensión en la carga (azul) y corriente por el inductor (rojo)

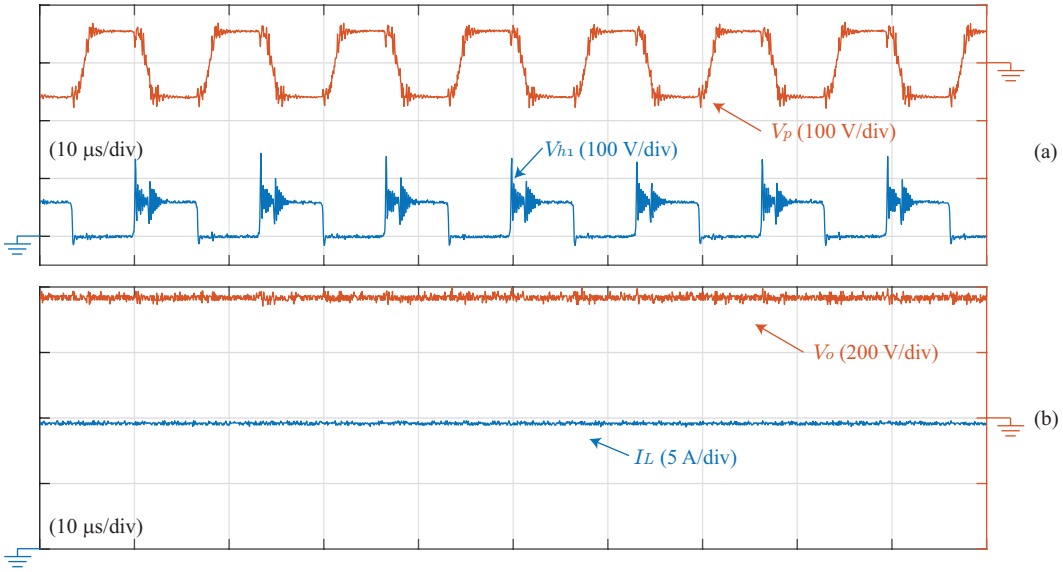


Figura 4.4: Resultados con modulación con desfase de portadora (a) Tensión en devanado primario (rojo) Tensión de bloqueo mosfet H1 (b) Tensión en la carga (azul) y corriente por el inductor (rojo)

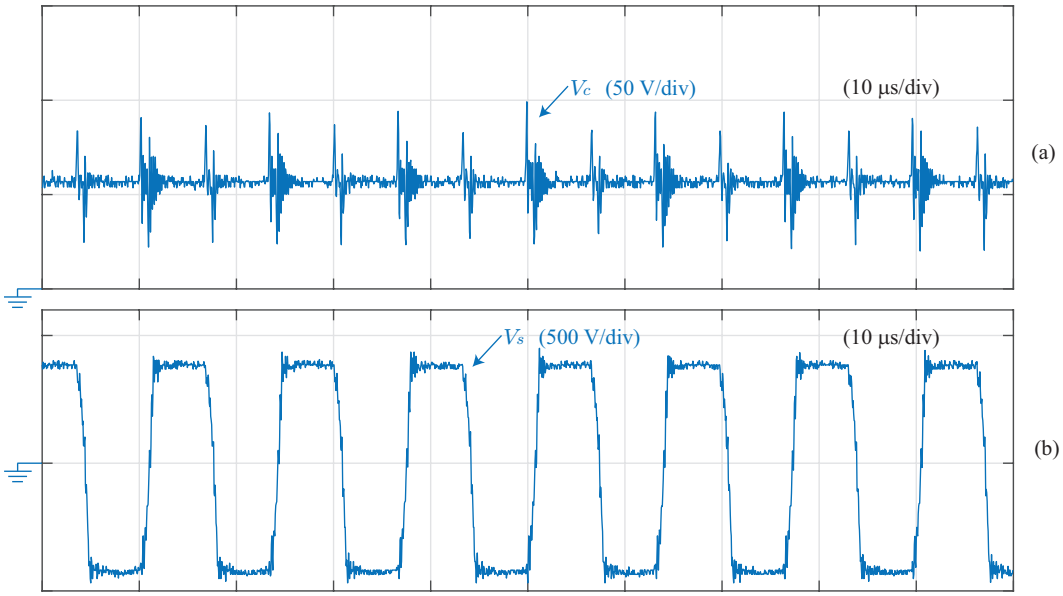


Figura 4.5: Resultados con modulación con desfase de portadora (a) Tensión en capacitor de entrada (b) Tensión de devanado secundario

En la Fig. 4.4 se presentan resultados haciendo uso de modulación con

desfase de portadora. Se aprecia en la Fig. 4.4 (a) que el voltaje en el primario posee una característica más ruidosa, además de incrementar la oscilación del voltaje de bloqueo del mosfet, Fig. 4.5 (a), sin embargo el peak del ringing es reducido cambiando la técnica de modulación, lo que se traducirá en una reducción de pérdidas de conmutación. En la Fig. 4.4 (b) se aprecia que la corriente posee una característica más filtrada en comparación al resultado presententado en la Fig. 4.3 (b). Como se aprecia en la Fig. 4.5 (a), la tensión del capacitor de entrada mantiene su valor DC dada la diferencia de tensión, lo que permite reducir su tamaño en comparación a la solución clásica de potencia total. En cuanto a la tensión en el secundario presentado en la Fig. 4.5 (b) se ve que el incremento de ruido en la tensión del primario no afecta el comportamiento de la tensión del secundario, siendo filtrada por el inductor de salida. Como conclusión de las pruebas presentadas, se valida el comportamiento y funcionalidad del convertidor para ambos tipos de modulación.

Para medir la eficiencia de conversión del sistema se utilizó un analizador de potencia Yokagawa WT3000E mediante sondas de corriente de alta frecuencia Keysight N2893A y mediciones de voltaje internas del instrumento. En la Fig. 4.6 se presenta una curva de eficiencia versus parcialidad/potencia. El sistema a tensión nominal alcanza una eficiencia de 98,6 % utilizando modulación con desfase de portadora. Es importante mencionar que utilizando la modulación intercalada se logró una eficiencia máxima de 97,5 %. Lo anterior se ve reflejado en el valor peak de voltaje durante las conmutaciones, donde se logra apreciar una mayor disipación de energía en el semiconductor para la modulación intercalada durante dicho intervalo. Además, se obtiene una característica de eficiencia bastante plana en función de la potencia, la cual depende del punto de parcialidad al que opera el convertidor. Se destaca la existencia de una zona de operación del convertidor el cual opera con una alta eficiencia en los rangos de voltaje $330V - 400V$, cuya parcialidad varía entre $11{,}1\,\% - 26{,}7\,\%$, equivalente a $20\,\% - 100\,\%$ de estado de carga en ciertos perfiles de baterías de ión litio de EV's. Es por ello que el uso del convertidor parcial propuesto es bastante atractivo para la aplicación de carga rápida, ya que se requiere controlar altas corrientes en un rango de voltajes acotado, donde es posible operar en un rango definido de potencia y eficiencia a conveniencia. Además, dadas las especificaciones de tensiones en las cuales operará el convertidor, es posible llevar a cabo un correcto dimensionamiento del circuito para maximizar sus capacidades, evitando el sobre-dimensionamiento de dispositivos de potencia (transformador de alta frecuencia, semiconductores, snubbers, capacitores de film, etc), logrando consigo un diseño más compacto y con una mayor densidad de potencia.

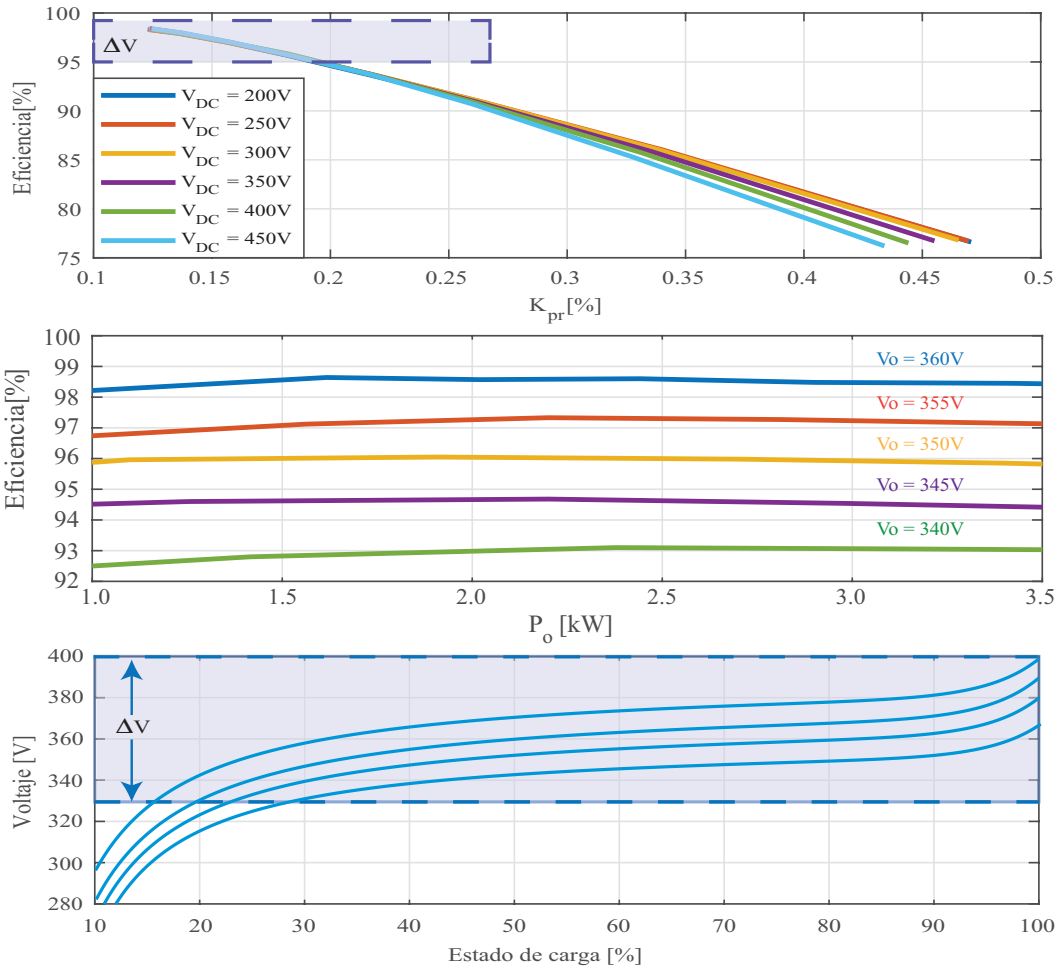


Figura 4.6: Curva de eficiencia/parcialidad, eficiencia/ciclo de trabajo y zona de operación

En la siguiente sección de este capítulo se extiende los resultados finales y a potencia nominal para la cual fue diseñada el circuito, además de llevar a cabo pequeñas modificaciones como lo son el cambio de semiconductores y la eliminación de snubber inductivo en serie.

4.3. Prueba experimental con carga variable

En esta sección se presenta una extensión de los resultados anteriores para un nivel de potencia acorde a un modelo a escala de un convertidor DC-DC para carga rápida, llevando a cabo ciertas modificaciones del circuito. Además se presenta un análisis de eficiencia y alcances del convertidor propuesto para

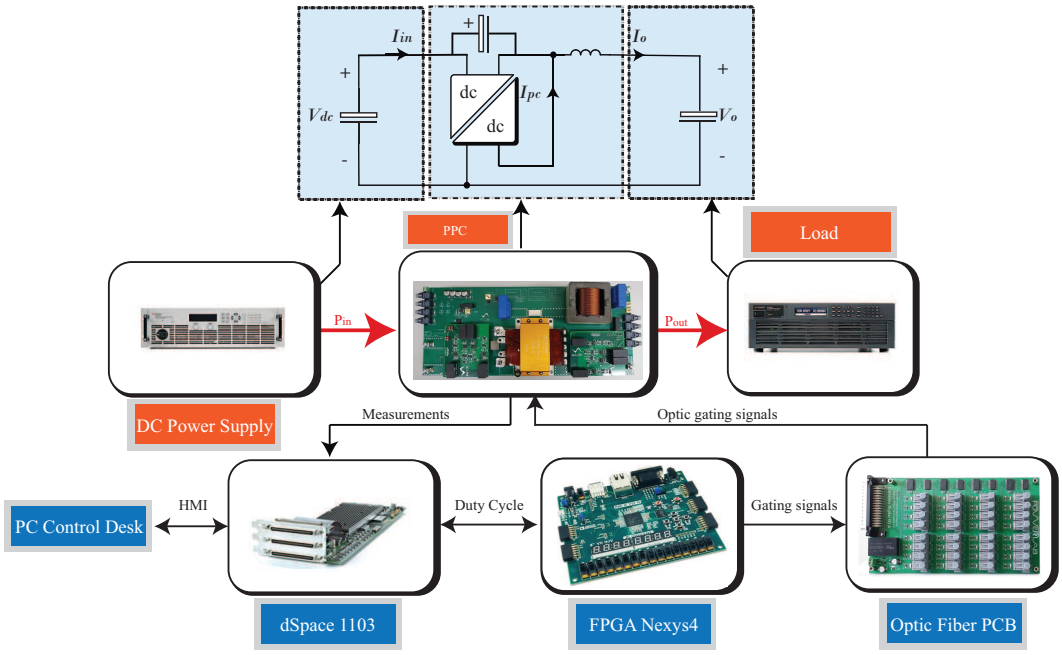


Figura 4.7: Diagrama de setup experimental final

la aplicación en cuestión.

Primero que todo se definen las modificaciones realizadas al circuito. En la sección anterior se utilizó un snubber inductivo en serie al devanado primario con el objetivo de reducir pendientes de corriente en caso de ser necesario y además de permitir operación ZVS para futuros trabajos en el mismo diseño PCB. Dicho dispositivo es eliminado para la presente sección de resultados. Otra modificación llevada a cabo fue el reemplazo de semiconductores del puente secundario por diodos SiC Infineon IDW40G65C5BXKSA2, ya que en las pruebas anteriores se utilizó el diodo antiparalelo del módulo puente H, incurriendo en pérdidas adicionales. Lo anterior puede ser compensado utilizando el mismo módulo operado con rectificación sincrónica, sin embargo se optó por reemplazar con diodos por simplicidad y reducción de circuitos de disparo.

Finalmente las resistencias utilizadas como carga en la sección anterior son reemplazadas por la fuente Keysight RP7962A de $10kW$ regenerativa. El sistema es alimentado por una fuente Keysight N8957APV de $15kW$ de potencia. En la Fig. 4.7 se presenta un esquema del setup de pruebas empleado.

En la Fig. 4.8 se presenta resultados de las formas de onda características del convertidor DC-DC propuesto. La prueba realizadas fue a una potencia de $6{,}5kW$. Como se puede apreciar el convertidor se encuentra en un punto

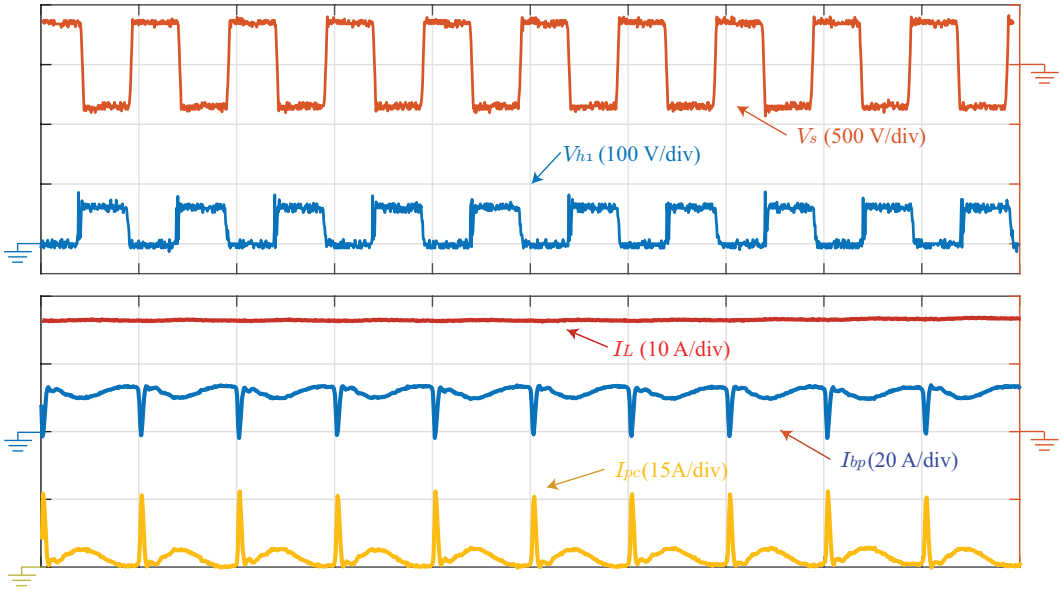


Figura 4.8: Resultados experimentales, $V_{DC} = 450V$, $V_o = 390V$

alto de carga, regulando una corriente de aproximadamente $16{,}5A$ con una carga de $390V$. Se presenta la tensión en el devanado secundario y de bloqueo por el mosfet $H1$ en la figura superior, y las corrientes de salida, bypass y procesada por el convertidor en la figura inferior respectivamente. Las dinámicas del convertidor se mantienen dentro de lo esperado, logrando baja oscilación durante las conmutaciones de alta frecuencia. La corriente de salida posee un ripple tan pequeño que se debe ajustar la escala de medición del osciloscopio para su captura, sin embargo se presentan las tomas obtenidas directamente del instrumento. En cuanto a la tensión de bloqueo de los semiconductores ésta alcanza una magnitud de aproximadamente $60V$, correspondiente a la diferencia entre fuente y carga. Lo anterior presenta una ventaja adicional ya que el estrés por tensión en este tipo de convertidores es muy inferior a topologías full power, lo que tendrá una importante incidencia en la confiabilidad del sistema.

En las Fig. 4.9-4.10 se presentan las capturas originales del osciloscopio durante un experimento, donde además se incluye el valor RMS de cada componente de corriente. Las tomas para diferentes ciclos de trabajo de operación del convertidor fueron realizadas con los parámetros de la Tabla B.3. Note que ajustando la escala se logra medir que el ripple de corriente a la salida del convertidor no excede de $100mA$ sobre una máxima de $16{,}1A$, es decir, menor al 1 %. En la Tabla **??** se presenta un cálculo experimental de la

parcialidad obtenida durante las pruebas. Teóricamente la parcialidad debería permanecer constante y estar dada solamente por la ganancia de voltaje del convertidor, sin embargo se logra apreciar una dependencia además en función del ciclo de trabajo. Observando el sistema se podría conjeturar que dicha dependencia se ve justificada en que el paso directo de potencia entregado por la fuente sucede durante los intervalos de encendido del sistema, por ende al incrementar dicho intervalo, se incrementa además la potencia de bypass. En la Fig.4.11 y 4.12 Se presenta una captura del analizador de potencia para una condición de operación y una curva de eficiencia v/s potencia para diferentes voltajes de salida, donde la máxima eficiencia alcanzada es cercana a 99 %, a una potencia total aproximada de 6,5kW, es decir más del doble de la potencia capaz de ser procesada por el transformador, dando otra ventaja comparativa contra soluciones full-power DC-DC, ya que es posible reducir el tamaño de

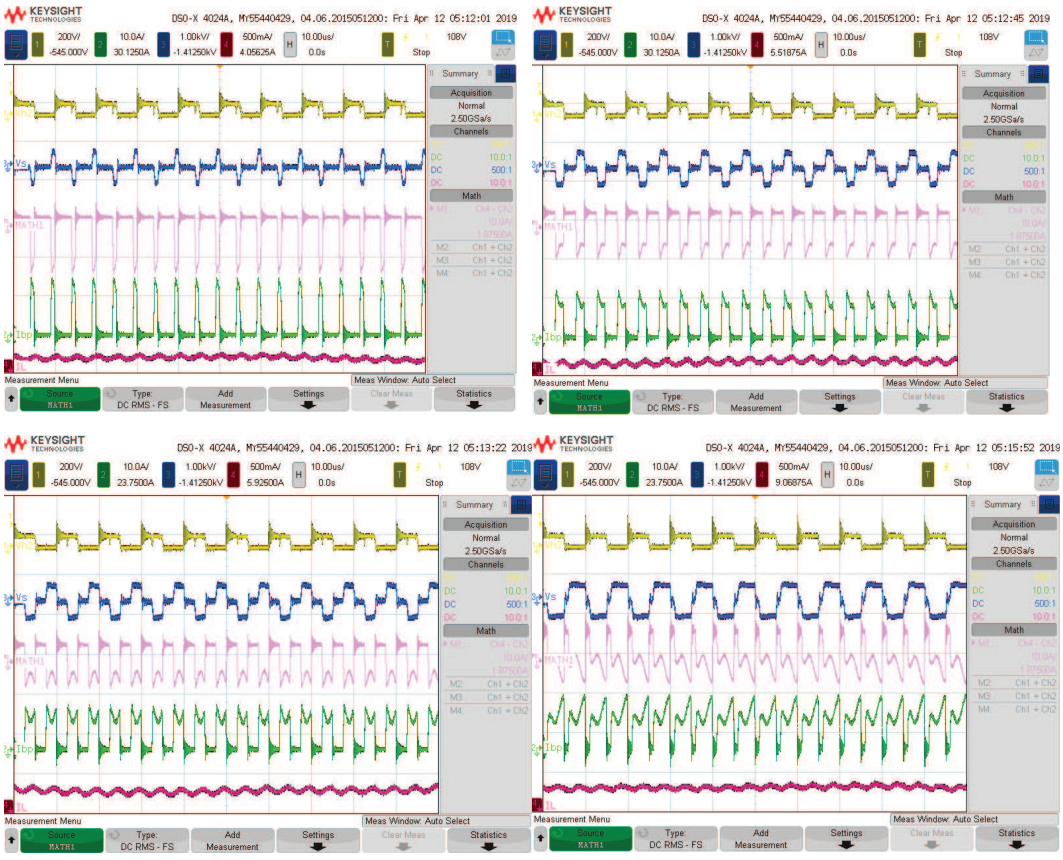


Figura 4.9: Resultados experimentales con $D = 10\,\%$,$D = 20\,\%$,$D = 30\,\%$,$D = 40\,\%$ respectivamente

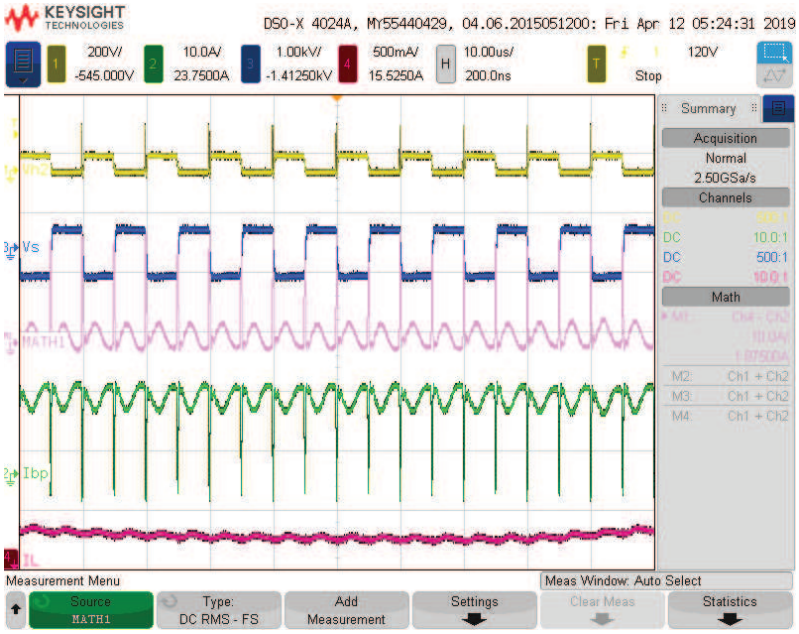


Figura 4.10: Resultados experimentales con $D = 47\,\%$

algunos dispositivos de potencia.

En estos resultados hay una cualidad del convertidor que resulta trascendental para la aplicación, y está relacionado con la razón de transformación del transformador planar. Observando los resultados presentados previamente se aprecia que la ganancia de voltaje afecta considerablemente la eficiencia de conversión del sistema, volviendo menos atractiva la solución para niveles de voltajes inferiores. Por ello se optó por reconfigurar la ganancia del transformador del prototipo haciendo uso de jumpers de potencia, realizando pruebas con una diferencia de tensión mayor obteniendo los resultados presentados en las Fig. 4.13. Las formas de onda poseen una dinámica estable, sin embargo se aprecia un modo natural de alta frecuencia siendo excitado por el sistema, debido principalmente a las capacitancias parásitas del transformador planar, dadas por sus características constructivas en base a planos de cobre paralelos envolviendo el núcleo. Sin embargo a pesar de pequeñas diferencias con los resultados anteriores se obtuvo una eficiencia de aproximadamente 97,3 % con una tensión de $330V$. Con los resultados anteriores, se deduce que el convertidor parcial propuesto logra muy buenas dinámicas para aplicaciones de carga rápida DC en un rango admisible de baterías de vehículos eléctricos. Realizando pequeños ajustes en la tensión de alimentación, y utilizando diferentes combinaciones de razones

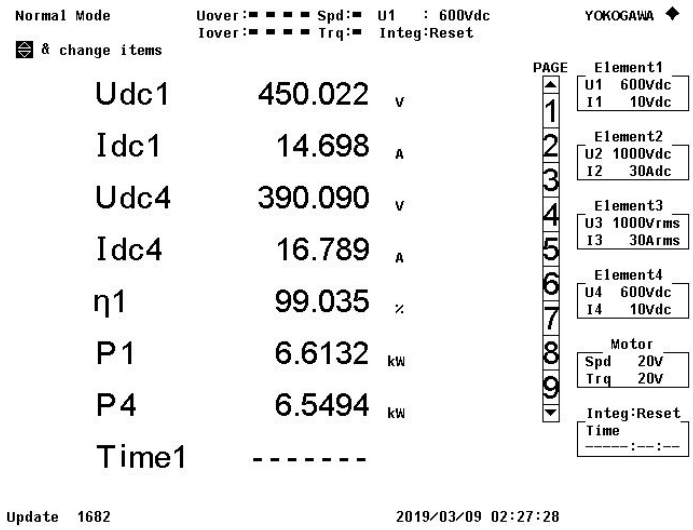


Figura 4.11: Captura de eficiencia obtenida con analizador de potencia YokogawaWT3000E

de transformación en el transformador, es perfectamente posible alcanzar una conversión de potencia altamente eficiente $\eta > 95\,\%$ en todo rango de carga, incluso en cargas sobre el $90\,\%$, donde cargadores comerciales alcanzan a operar con eficiencias de conversión por debajo a las alcanzadas en operación nominal, razón por la cual es usual hallar que estos sistemas no son operados en dicho rango. Finalmente se destaca el hecho de la posible participación en el lazo de control conjunto y con el tipo de convertidor a utilizar como inversor conectado a la red que alimenta el convertidor DC-DC parcial, puesto que modificando variables del sistema es posible alcanzar una carga del vehículo altamente eficientemente. Por otro lado existe una gran desventaja por la aislación que provee un transformador no es conservada por esta topología, ya que dicha característica es entregada a cambio de proveer el funcionamiento del convertidor de potencia parcial.

Finalmente se presenta el resultado de un experimento exhaustivo del funcionamiento del convertidor propuesto. En la Fig. 4.14 se presentan imágenes térmicas tomadas con una cámara FLUKE Ti25. El experimento consiste en captar la evolución térmica del convertidor a una potencia de $5kW$ durante aproximadamente 15 minutos de operación para dos escenarios distintos descritos en 4.14. Note que en ambos casos el transformador no

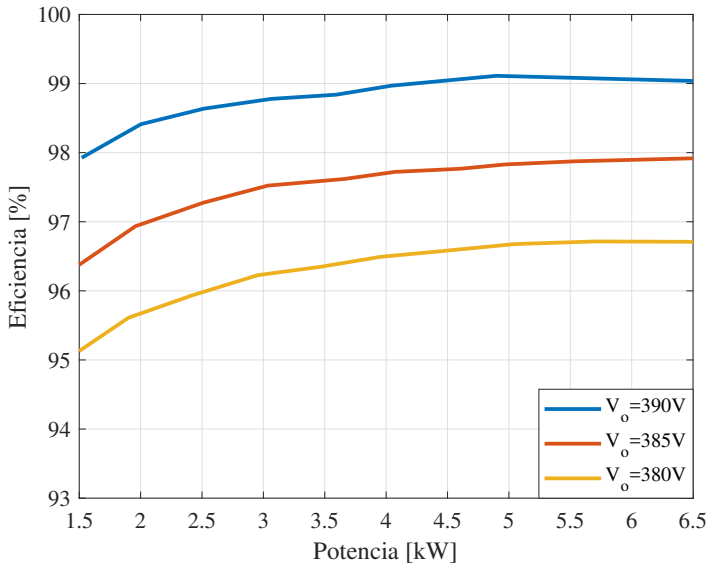


Figura 4.12: Curva de Eficiencia v/s potencia

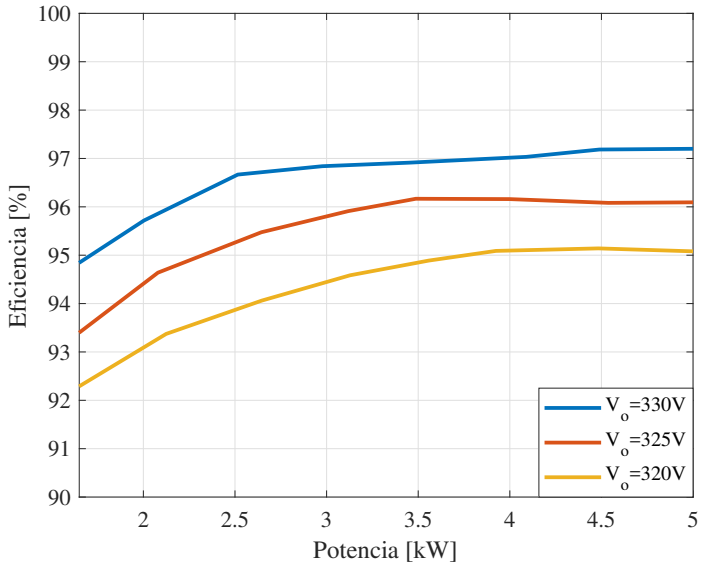


Figura 4.13: Curva de Eficiencia v/s potencia $n = 3$

alcanza su temperatura de operación nominal (cercana a 85^oC), principalmente debido a que en operación como convertidor parcial, el transformador procesa cerca de $1{,}2kW$ (a) y $800W$ en (b). Además, como se aprecia en las curvas de

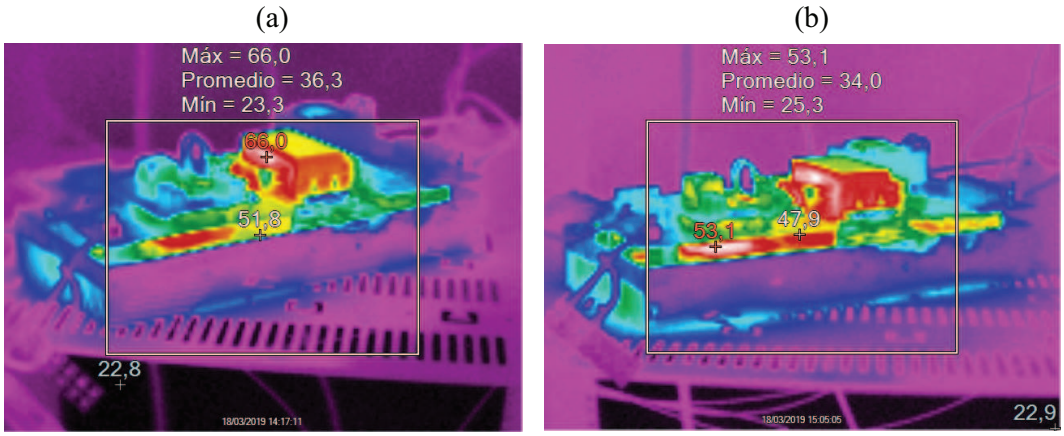


Figura 4.14: Tomas térmicas tras 15 minutos operando a $5kW$. (a) $V_{DC} = 420V$, $V_o = 330$, $n = 4$. (b) $V_{DC} = 450V$, $V_o = 390$, $n = 7$.

eficiencias de las Fig. 4.12 y 4.13 el convertidor opera en un punto más eficiente en el test presentado en (b), donde se alcanza una temperatura máxima cercana a los 50^oC a diferencia de (a), donde se alcanza los 66^oC. A pesar de ello ambos resultados muestran un deseable comportamiento del circuito de potencia, donde se opera en un alto nivel de eficiencia, a una potencia $67\,\%$ mayor a la nominal soportada por el transformador de alta frecuencia y con un amplio margen de seguridad, ya que las temperaturas no alcanzan los valores típicos en diseño de convertidores de potencia.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

5.1. Resumen

LOS cargadores rápidos DC de vehículos eléctricos están compuestos por dos etapas de conversión ya sea en su configuración centralizada o distribuida. Debido a la magnitud de potencia que manejan estos sistemas es deseable que la transferencia de energía sea altamente eficiente. Contextualizando lo anterior, hoy en día la electromovilidad ha recibido especial atención, impulsando múltiples proyectos tanto académicos como industriales, que buscan potenciar soluciones limpias para el consumo de transporte en la sociedad.

5.2. Conclusiones

En este trabajo se presentó un convertidor de DC-DC de potencia parcial para estaciones de carga rápida DC de EV basadas en la topología del convertidor puente H con transformador de alta frecuencia. El comportamiento del convertidor para la técnica de carga CCCV se ha verificado mediante simulación, validando el funcionamiento correcto y el buen rendimiento del convertidor, logrando buenas dinámicas. Se han realizado comparaciones con el tradicional convertidor de potencia total mediante simulación. Los resultados muestran una gran mejora en términos de eficiencia y estrés en los semiconductores.

Se diseñó el convertidor propuesto haciendo uso de un transformador de alta frecuencia cuya potencia nominal es de $3kW$. Existen dos hitos experimentales fundamentales en el concepto de la investigación. El primero

de ellos es validar que efectivamente es posible reducir el volumen y la potencia a la cual son diseñados los dispositivos de potencia. En los resultados experimentales presentados se extrajo una potencia de $6{,}5kW$ a la salida del convertidor, validando la hipótesis anterior. El segundo hito es reportar la eficiencia con la que opera el convertidor, donde se presentó una curva de eficiencia/parcialidad en donde existe un rango de operación donde el convertidor es altamente eficiente, alcanzando un peak de eficiencia superior a 99 %.

Como conclusión además, se destaca el hecho de una posible acople entre la técnica de control que regula la tensión de alimentación de cada convertidor DC-DC con el objetivo de alcanzar una eficiencia de conversión alta, o la posibilidad de operar con diferentes razones de transformación mediante la implementación de taps.

5.3. Trabajo Futuro

Dentro del marco de la investigación, se puede identificar algunos de los trabajos futuros:

i Depuración de errores de diseño y proceso de mejora continua en el desarrollo del convertidor.

ii Estudio y desarrollo de un algoritmo ante fallas del convertidor, debido a la ausencia de aislación.

iii Configuración interleaved.

iv Implementación de técnicas de modulación más avanzadas que hagan uso de los grados de libertad adicionales (soft switching).

v Configuración resonante parcial.

vi Maximización de uso del convertidor parcial.

vii Cargador on-board parcial.

viii Modificación del esquema de control para incluir eficiencia como peso en el proceso de carga.

Apéndice A

PUBLICACIONES GENERADAS

The following publications have been partially or completely derived from the research involved in the development of this thesis project.

ISI Journal Papers

[1] In progress

Conferencias Internacionales

[1] Rojas, J., Renaudineau, H., Kouro, S., and Rivera, S. (2017, October). Partial power DC-DC converter for electric vehicle fast charging stations. In Industrial Electronics Society, IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE (pp. 5274-5279). IEEE.

Proyectos Relacionados

[1] FONDECYT Project 11170774 - 'Partial Power Interfaces for DC fast charging applications', Ph.D. Sebastián Rivera

Apéndice B

ESQUEMAS Y CAPAS DE CIRCUITOS DISEÑADOS

En el siguiente apéndice se presenta esquemáticos y layouts de los circuitos diseñados para la parte experimental. Brevemente se describe los circuitos y se presentan los criterios de diseño considerados.

B.1. Aspectos generales

En principio el diseño se divide en tres etapas fundamentales. La primera de ellas es la recepción de la señal de disparo generada por una unidad de control, es decir lógica de $5V$. En vista que el circuito de potencia generará alta contaminación electromagnética debido a la alta frecuencia, se opta por utilizar fibras ópticas para el envío de señales de disparo. Dichos pulsos son recibidos por circuitos de acondicionamiento de señal y de inclusión de tiempo muerto por hardware ($80ns$ aproximadamente). La segunda etapa convertidor corresponde al circuito de disparo, el que fue diseñado en una segunda tarjeta PCB que se conecta a la tarjeta de potencia mediante conectores headers. Los pulsos acondicionados son enviados hacia la tarjeta de disparo junto a sus voltajes de polarización y tierras respectivas, los cuales generarán pulsos de encendido y apagado de $+20V$ y $-5V$ respectivamente. Las ranuras de disparo son posicionadas de forma de minimizar la distancia entre el terminal y el mosfet, reduciendo la inductancia parásita y reduciendo el ringing durante las conmutaciones o excitar posibles resonancias de alta frecuencia. Finalmente los pulsos de disparo son recibidos por la tercera etapa del diseño que corresponde a la etapa de conversión de potencia, compuesta por dos módulos puente H

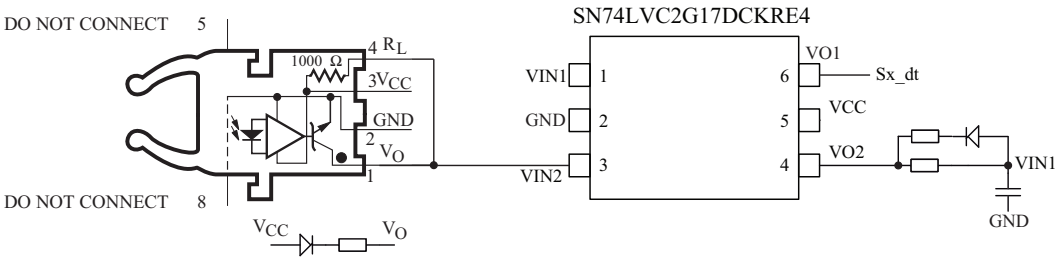


Figura B.1: Esquemático de circuito de acondicionamiento

basado en mosfet, un transformador planar DC-DC y conectores de potencia, pudiendo llevar a cabo la actuación deseada. Dicho sea de paso el circuito fue diseñado para operar en su configuración potencia total (full power) o configuración potencia parcial (circuito propuesto), con la finalidad de contar con un diseño configurable. Lo anterior es configurable a partir de la conexión y desconexión de jumpers de potencia.

B.2. Acondicionamiento de señal

En B.1 se presenta un esquema sobre el circuito de acondicionamiento diseñado par la recepción y envío de pulsos de disparo. El pulso generado por la unidad de control, enviado desde una tarjeta de fibras ópticas, seguido de un receptor implementado en la tarjeta de potencia. Dicho receptor cuenta con un buffer interno para un pre-acondicionamiento del pulso, el que es enviado a un segundo buffer doble en el cual se implementa un tiempo muerto por hardware dado por la constante RC del circuito. El pulso retrasado s finalmente la señal que se envía al gate driver a través de la ranura correspondiente para llevar a cabo la actuación.

B.3. Circuito de potencia

En B.2 se presenta un esquema sobre el circuito de potencia diseñado, donde se distingue 3 etapas de potencia. La primera consiste en un puente H basado en mosfet SiC. Dicha etapa contempla snubbers disipativos con el fin de suavizar las conmutaciones y un capacitor que actúa como clamping, además de estabilizar el enlace DC que provee de energía al transformador. Se incluyó un inductor serie al devanado primario como medida para suavizar las pendientes de corrientes y extender la posibilidad de trabajar en ZVS. Los snubbers deben ser dimensionados de acuerdo a la cantidad de energía que almacena la capacitancia parásita y auxiliar presente en los mosfet como:

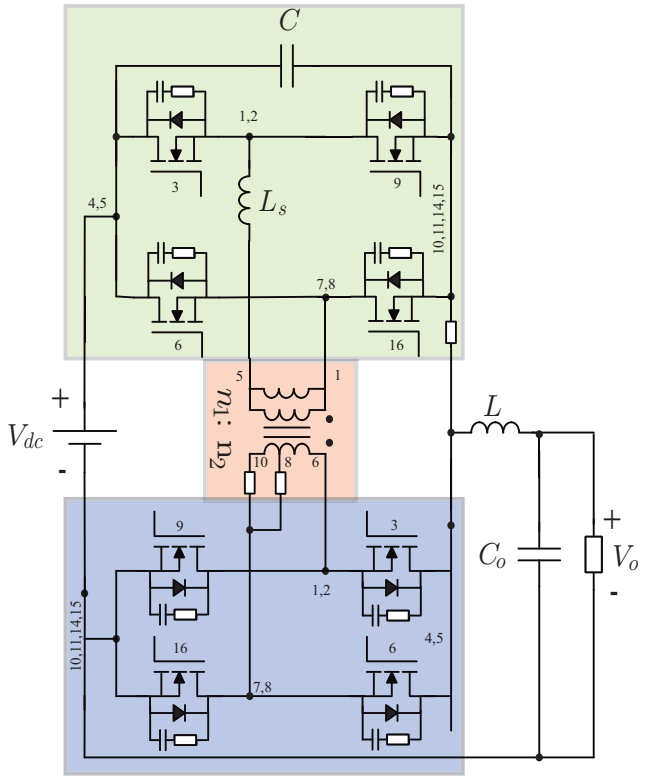


Figura B.2: Esquemático de circuito de potencia diseñado

$$E_{cap} = \frac{1}{2}CV^2 \tag{B.1}$$

$$P_{res} = \frac{1}{2}CV^2 f_{sw} \tag{B.2}$$

La segunda etapa corresponde al transformador planar de alta frecuencia. En este diseño se empleó un transformador de $3kW$, cuya razón de transformación es $3:21$ y $3:9$ sacada de un punto intermedio del secundario. Note que se empleó jumpers de potencia para ajustar la ganancia como un tap. Los voltajes nominales de operación del transformador son $50V - 150V$ en el primario y una aislación máxima en secundario de $720V$.

Finalmente la tercera etapa de potencia corresponde a un segundo puente H basado en mosfet SiC, con el objetivo de extender el uso del convertidor. Los módulos de potencia utilizados para ambos puentes corresponde a una serie Semitop2 Pressfit de Semikron SK25MH120SCTp.

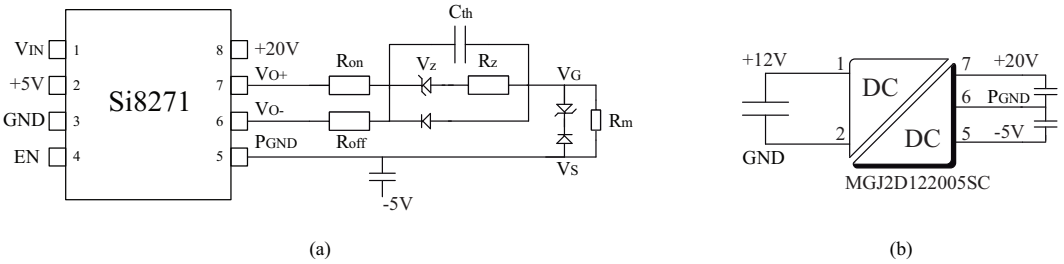


Figura B.3: Esquemático de circuito de disparo diseñado

B.4. Circuito de disparo

En B.3 se presenta un esquema del circuito de disparo diseñado con su respectiva fuente de alimentación. El circuito se basa en un push-pull incorporado en un formato SOIC-8. Dicho integrado requiere un voltaje de polarización de $5V$ junto con una entrada digital correspondiente al pulso de disparo. Además, el circuito requiere una tensión aislada para generar los pulsos que dispararán finalmente el semiconductor. Para ello se emplea un convertidor aislado DC-DC Murata el cual posee una salida de $+20V$ y $-5V$. Respecto al la malla de disparo se utilizó una rama zener adicional la cual permite reducir la pendiente de tensión generada en los terminales del semiconductor, logrando suavizar las oscilaciones de encendido. En cuanto a la malla de apagado consiste en un diseño típico encontrado en notas de aplicación del proveedor [42]. La malla zener es diseñada de tal forma que en el instante en que la capacitancia no lineal del mosfet cruza el voltaje de umbral o thresdhold, la malla entra a conducir de tal forma de incrementar la resistencia de encendido durante dicho intervalo, generando dos pendientes de subida en la tensión de dicho capacitor. El voltaje de thresdhold está dado por el fabricante del semiconductor empleado y debe coincidir con el voltaje del diodo zener para entrar en modo de conducción, por lo tanto calculando un divisor capacitivo es posible obtener los valores de C de tal forma de obtener la característica deseada. Las resistencias empleadas dependerán de la corriente que es capaz de entregar el integrado push-pull para el disparo, sin embargo se sugiere realizar una prueba iterativa probando diferentes valores de tal forma que el circuito de disparo no trabaje a una temperatura demasiado elevada y además que el voltaje de bloqueo posea un ringing manejable por el circuito.

Tabla B.1: Tabla 1: Parámetros de simulación

Parámetro	Símbolo	Valor	Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje DC	V_{DC}	$600V$	Voltaje cte batt	E_0	$353V$
Corriente cte	CC	$200A$	SOC inicial	SOC_0	50 %
Voltaje cte	CV	$378{,}3V$	Ratio transformador	n	7
Número Interleaved	L	5	Voltaje K_p	K_{pv}	20
Frecuencia	f_s	$100kHz$	Voltaje T_i	T_{iv}	400
Capacidad batt	Q_{max}	$50Ah$	Corriente K_p	K_{pi}	120
Inductancia	L_s	$200\mu H$	Corriente T_i	T_{ii}	800

B.5. Montaje de PCBs en un solo sistema

Como se discutió en los capítulos previos, se llevó a cabo dos diseños PCB, una para la etapa de potencia y acondicionamiento de señal y otra para el circuito de disparo. La razón de esto es lograr un mayor desacople tanto eléctrico como magnético entre las señales de alta potencia y los disparos propiamente tal. Además, se logra un diseño modular el cual es posible depurar sencillamente. La PCB de potencia posee ranuras de conectores header hembra que coinciden con conectores header macho ubicados en la tarjeta de disparo con el fin de acoplar ambas tarjetas. El diseño PCB del gate drive está pensado para ser utilizado con los módulos de potencia descritos previamente ya que poseen la misma distribución física para la generación de disparos, sin embargo pueden ser empleados en otros diseños con semiconductores discretos con una distribución similar o igual con el fin de reducir la inductancia parásita de la pista y evitar posibles resonancias u oscilaciones durante la conmutación. El resultado final se presenta en la Fig. B.6.

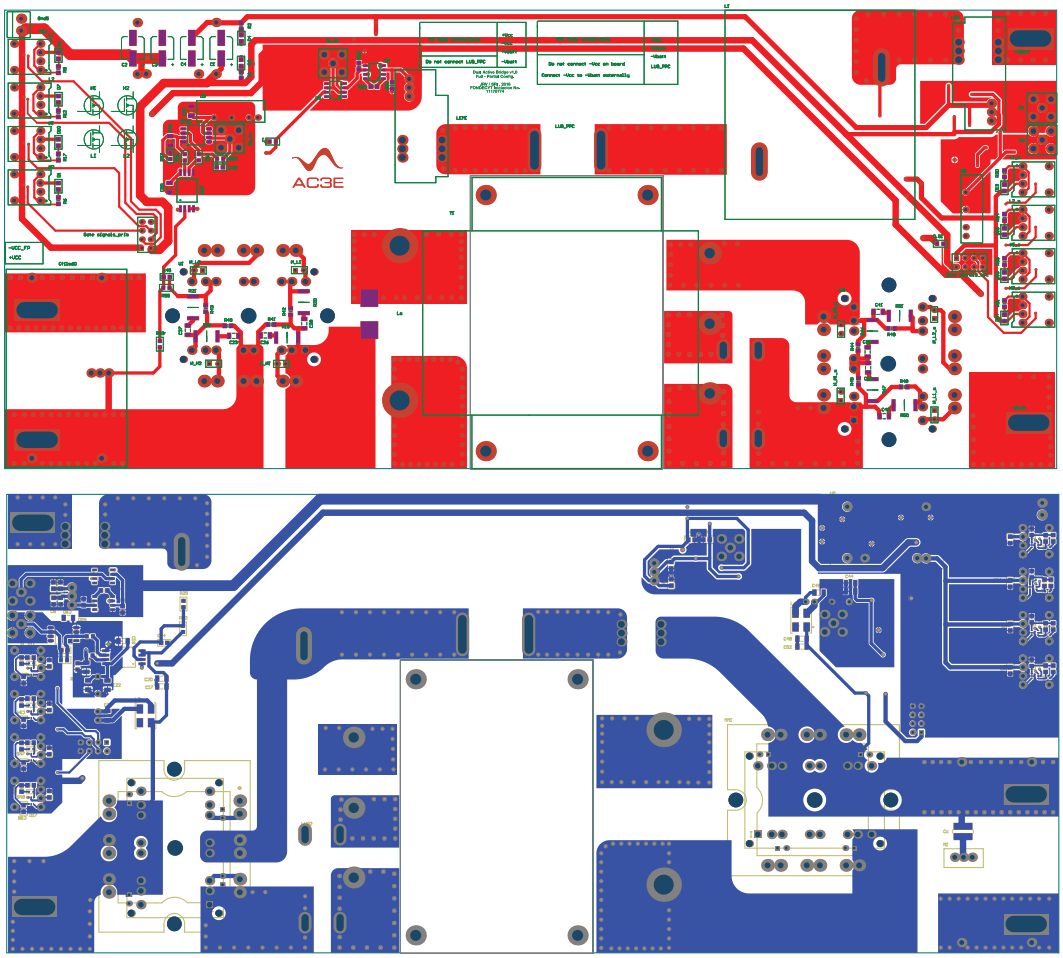


Figura B.4: Vista superior e inferior de PCB de potencia

Tabla B.2: Parámetros experimentales para pruebas preliminares

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje DC	V_{DC}	$450V$
Potencia salida	P_o	$3{,}7kW$
Capacitor de entrada	C	$60\mu F$
Capacitor de salida	C_o	$60\mu F$
Inductor de salida	L	$340\mu H$
Frecuencia de conmutación	f_s	$151kHz$
Carga	R	40Ω
Ratio de transformación	$n_1 : n_2$	$3 : 21$

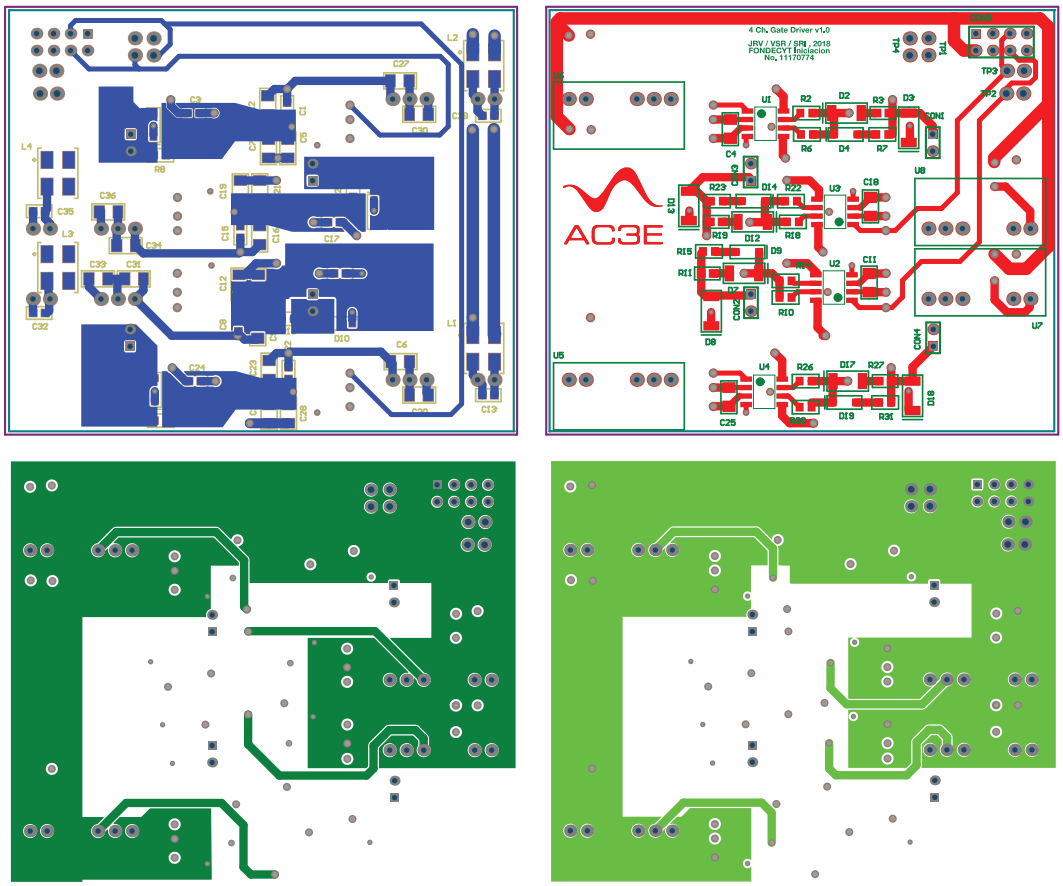


Figura B.5: Capas de PCB de gate drive

Tabla B.3: Parámetros experimentales

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje DC	V_{DC}	$450V$,$420V$
Potencia salida	P_o	hasta $6{,}5kW$
Capacitor de entrada	C	$60\mu F$
Capacitor de salida	C_o	$60\mu F$
Inductor de salida	L	$340\mu H$
Frecuencia de conmutación	f_s	$100kHz$
Carga	V_o	Fuente controlada variable $320V$-$390V$
Ratio de transformación	$n_1 : n_2$	$3 : 21{,}3 : 12$

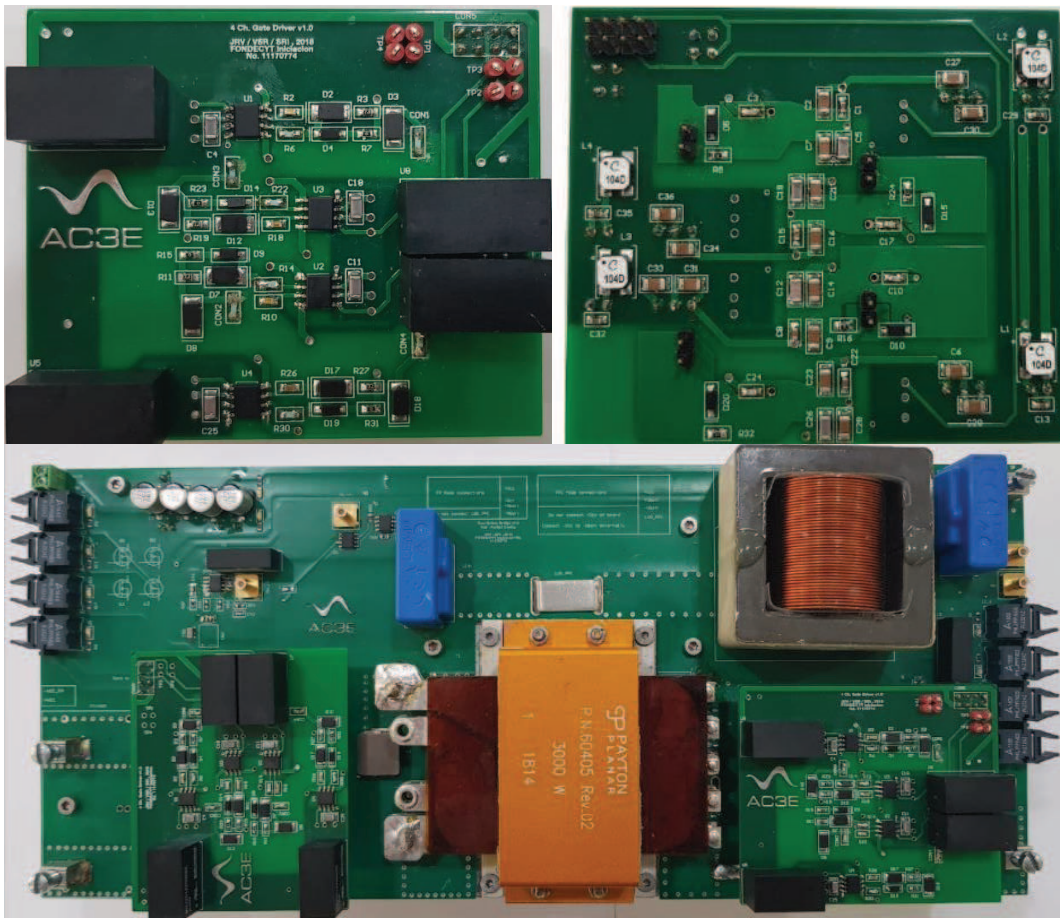


Figura B.6: Diseños de PCB para el convertidor parcial propuesto

BIBLIOGRAFÍA

[1] S. Habib, M. M. Khan, F. Abbas, L. Sang, M. U. Shahid, and H. Tang, "A comprehensive study of implemented international standards, technical challenges, impacts and prospects for electric vehicles," *IEEE Access*, 2018.

[2] D. Sbordone, I. Bertini, B. Di Pietra, M. C. Falvo, A. Genovese, and L. Martirano, "Ev fast charging stations and energy storage technologies: A real implementation in the smart micro grid paradigm," *Electric Power Systems Research*, vol. 120, pp. 96–108, 2015.

[3] A. Y. Lam, Y.-W. Leung, and X. Chu, "Electric vehicle charging station placement: Formulation, complexity, and solutions," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 6, pp. 2846–2856, 2014.

[4] S. Rivera and B. Wu, "Electric vehicle charging station with an energy storage stage for split-dc bus voltage balancing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2376–2386, 2017.

[5] N. Machiels, N. Leemput, F. Geth, J. Van Roy, J. Büscher, and J. Driesen, "Design criteria for electric vehicle fast charge infrastructure based on flemish mobility behavior," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 1, pp. 320–327, 2014.

[6] J. Tant, F. Geth, D. Six, P. Tant, and J. Driesen, "Multiobjective battery storage to improve pv integration in residential distribution grids," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 182–191, 2013.

[7] O. Veneri, "Technologies and applications for smart charging of electric and plug-in hybrid vehicles," pp. 111–150, 2016.

[8] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2013.

[9] S. Bae and A. Kwasinski, "Spatial and temporal model of electric vehicle charging demand," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 394–403, 2012.

[10] A. Sannino, G. Postiglione, and M. H. Bollen, "Feasibility of a dc network for commercial facilities," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 3, pp. 1710–1717, IEEE, 2002.

[11] C. E. M. IEA, E. V. Initiative, *et al.*, "Global ev outlook 2017," 2016.

[12] V. Silva and C. Kieny, "Impacts of ev on power systems and minimal control solutions to mitigate these," *Essen, Germany: RWE Deutschland AG*, 2011.

[13] J. T. Salihi, "Energy requirements for electric cars and their impact on electric power generation and distribution systems," *IEEE Transactions on industry applications*, no. 5, pp. 516–532, 1973.

[14] J. C. Gómez and M. M. Morcos, "Impact of ev battery chargers on the power quality of distribution systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 3, pp. 975–981, 2003.

[15] K. Qian, C. Zhou, M. Allan, and Y. Yuan, "Modeling of load demand due to ev battery charging in distribution systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 802–810, 2011.

[16] P. Fan, B. Sainbayar, and S. Ren, "Operation analysis of fast charging stations with energy demand control of electric vehicles," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 1819–1826, 2015.

[17] O. Veneri, *Technologies and Applications for Smart Charging of Electric and Plug-in Hybrid Vehicles*. Springer, 2016.

[18] A. Khaligh and S. Dusmez, "Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, 2012.

[19] K. Klontz, A. Esser, R. Bacon, D. Divan, D. Novotny, and R. Lorenz, "An electric vehicle charging system with'universal'inductive interface," in *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the*, pp. 227–232, IEEE, 1993.

[20] R. Severns, E. Yeow, G. Woody, J. Hall, and J. Hayes, "An ultra-compact transformer for a 100 w to 120 kw inductive coupler for electric vehicle battery charging," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC'96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, vol. 1, pp. 32–38, IEEE, 1996.

[21] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, 2005.

[22] N. J. Howe, *Owning a S model*. 2014.

[23] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya, D. La Parra, A. Coccia, N. Butcher, and O. Apeldoorn, "Ultra-fast dc-charge infrastructures for ev-mobility and future smart grids," in *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES*, pp. 1–8, IEEE, 2010.

[24] D. S. Gautam, F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "An automotive onboard 3.3-kw battery charger for phev application," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3466–3474, 2012.

[25] J.-S. Kim, G.-Y. Choe, H.-M. Jung, B.-K. Lee, Y.-J. Cho, and K.-B. Han, "Design and implementation of a high-efficiency on-board battery charger for electric vehicles with frequency control strategy," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2010.

[26] H.-J. Chae, H.-T. Moon, and J.-Y. Lee, "On-board battery charger for phev without high-voltage electrolytic capacitor," *Electronics letters*, vol. 46, no. 25, pp. 1691–1692, 2010.

[27] S. Lacroix, E. Labouré, and M. Hilairet, "An integrated fast battery charger for electric vehicle," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2010.

[28] J. W. Zapata, S. Kouro, M. Aguirre, and T. Meynard, "Model predictive control of interleaved dc-dc stage for photovoltaic microconverters," in *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*, pp. 004311–004316, IEEE, 2015.

[29] N. Zhu, H. A. Mantooth, D. Xu, M. Chen, and M. D. Glover, "A solution to press-pack packaging of sic mosfets," *IEEE Trans. Indus. Electron*, vol. 64, no. 10, pp. 8224–8234, 2017.

[30] O. Garcia, P. Zumel, A. De Castro, and A. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, 2006.

[31] D. Christen, S. Tschannen, and J. Biela, "Highly efficient and compact dc-dc converter for ultra-fast charging of electric vehicles," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pp. LS5d–3, IEEE, 2012.

[32] H. Lund and W. Kempton, "Integration of renewable energy into the transport and electricity sectors through v2g," *Energy policy*, vol. 36, no. 9, pp. 3578–3587, 2008.

[33] Y. Lee, D. Han, C. Ban, G. Choe, J. Eun, and D. Bayasgalan, "Study on li-battery charge control based on dc-grid," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp. 2241–2247, IEEE, 2011.

[34] C.-H. Lin, C.-Y. Hsieh, and K.-H. Chen, "A li-ion battery charger with smooth control circuit and built-in resistance compensator for achieving stable and fast charging," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 2, pp. 506–517, 2010.

[35] L.-R. Chen, R.-C. Hsu, C.-S. Liu, W.-Z. Yen, N.-Y. Chu, and Y.-L. Lin, "A variable frequency pulse charge for li-ion battery," in *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 3, pp. 995–1000, IEEE, 2005.

[36] H. Akagi, T. Yamagishi, N. M. L. Tan, S.-i. Kinouchi, Y. Miyazaki, and M. Koyama, "Power-loss breakdown of a 750-v 100-kw 20-khz bidirectional isolated dc–dc converter using sic-mosfet/sbd dual modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 420–428, 2015.

[37] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.

[38] R. L. Steigerwald, R. W. De Doncker, and H. Kheraluwala, "A comparison of high-power dc-dc soft-switched converter topologies," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1139–1145, 1996.

[39] L. A. R. Tria, D. Zhang, and J. E. Fletcher, "High-frequency planar transformer parameter estimation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp. 1–4, 2015.

[40] O. Tremblay, L.-A. Dessaint, and A.-I. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*, pp. 284–289, IEEE, 2007.

[41] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, and W. L. Pribble, "A review of gan on sic high electron-mobility power transistors and mmics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, pp. 1764–1783, 2012.

[42] Semikron, *IGBT Driver Calculation.* semikron, 2007.