

2019

CONVERTIDOR DE POTENCIA PSEUDOPARCIAL SIN TRANSFORMADOR PARA ESTACIONES DE CARGA RÁPIDA DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

PESÁNTEZ ALVARADO, ALVARO DANIEL

<https://hdl.handle.net/11673/46302>

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA



UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Tesis de Magister

Convertidor de potencia pseudoparcial sin transformador para estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos.

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

Alumno

Alvaro Daniel Pesántez Alvarado

Guía de Tesis/Profesor Supervisor

Dr. Samir Kouro Renaer

Revisores/Comisión Co-Referente

Dr. Marcelo Perez

Dr. Sebastián Rivera

Dr. Javier Riedemann

Marzo 19, 2019, Valparaíso, Chile

AGRADECIMIENTOS

ESTE largo proceso de formación finalmente concluye , y es que todo este esfuerzo y horas de dedicación hubiese sido imposible si no contara con todo el apoyo y la ayuda de todas las personas que siempre estuvieron conmigo. Es por esto que en este pequeño espacio aprovecho para agradecer en primer lugar a Jehová el creador de todo quien sin duda fue la mayor fuente de energía que me impulso en todo este camino ,a mis padres y hermanos quienes desde la distancia siempre estuvieron junto a mi dándome toda la ayuda el apoyo que requería y siendo los que siempre estuvieron para apoyarme de toda manera sin duda sin ustedes este trabajo hubiese sido imposible, agradezco también al Dr. Samir Kouro quien el profesor guía a lo largo de este camino compartiendo todos sus conocimientos y su don de persona, al Dr. Sebastián Rivera por todo el soporte y dirección que le dio a este proyecto, finalmente a todo el grupo de compañeros y amigos que de varias formas lograron que esta experiencia haya tenido todo el sentido, muchas gracias a todos.

RESUMEN

SE puede afirmar que el cambio climático ante el cual hace frente la humanidad es consecuencia directa de la actividad humana, la principal razón para este cambio se basa en la alteración de la composición de la atmósfera producto de las constantes emisiones de gases, como el dióxido de carbono. Se estima que cerca del 80 % de este gas, que se encuentra presente en la atmósfera se debe a la quema de combustibles fósiles.

Uno de los campos en los cuales se están realizando grandes avances con el fin de disminuir el uso de los mencionados combustibles esta en la industria automotriz, con el desarrollo de los autos eléctricos. Motivo de este potencial cambio es que cada vez es mayor el número de conductores que adoptan el uso de vehículos eléctricos, aumentando considerablemente su oferta y demanda. Sin embargo, una de la mayores dificultades radica en la batería, ya que características de esta como su capacidad, tiempo de carga, densidad de potencia, vida útil y costo pueden llegar a ser decisivos en el funcionamiento del auto. De las características de la batería mencionados tanto el tiempo de carga como la vida útil están directamente relacionados con el cargador utilizado, por lo tanto la búsqueda de una mejora en las arquitecturas de carga es igual de importante que la misma batería.

El presente trabajo se centra en el diseño, simulación, construcción y validación de una nueva configuración de un convertidor DC/DC de potencia parcial ideado para ser parte de una estación de carga rápida de baterías para autos eléctricos. La topología propuesta no requiere un transformador de aislamiento en las tareas de conversión de potencia, por lo que el diseño y operación del convertidor se simplifica. El concepto de potencia parcial permite que el convertidor procese únicamente parte de la potencia total que se suministra de la red hacia la batería, el resto de dicha potencia se suministra directamente, esto hace posible obtener algunas ventajas, como la reducción de pérdidas y una potencial disminución del tamaño de los elementos pasivos del convertidor, de la misma manera los semiconductores a usarse pueden tener menor capacidad de potencia.

Este trabajo busca introducir el concepto de potencia parcial, mayormente usado para aplicaciones fotovoltaicos, en los sistemas de carga de batería de autos eléctricos.

Palabras Claves

Vehículos eléctricos, carga rápida, convertidor de potencia parcial.

ABSTRACT

IT can be said that the climate change faced by humanity is a direct consequence of human activity, the main reason for this change is based on the alteration of the composition of the atmosphere produced by the constant emissions of gases, such as carbon dioxide. It is estimated that close to 80% of this gas, which is present in the atmosphere, is due to the burning of fossil fuels.

One of the fields in which major advances are being made in order to reduce the use of the aforementioned fuels is in the automotive industry, with the development of electric cars. The reason for this potential change is that every time the number of drivers adopting the use of electric vehicles is greater, increasing considerably the electric vehicle supply and demand. However, one of the greatest difficulties lies in the battery, since its characteristics such as its capacity, charging time, power density, useful life and cost can become decisive in the operation of the car. Of the mentioned characteristics of the battery both the charging time and the useful life are directly related to the charger used, therefore the quest for an improvement in the load architectures is just as important as the battery itself.

The present work focuses on the design, simulation, construction and validation of a new configuration of a partial power DC/DC converter designed to be part of a fast charging station of batteries for electric cars. The proposed topology does not require an isolation transformer in the power conversion tasks, so the design and operation of the converter is simplified. The concept of partial power allows the converter to process only part of the total power that is supplied from the network to the battery, the rest of this power is supplied directly, this makes it possible to obtain some advantages, such as the reduction of losses and a potential decrease in the size of the converter passive elements, in the same way the semiconductors to be used may have lower power capacity.

This work introduces the concept of partial power, mostly used for photovoltaic applications, in battery charging systems for electric cars.

Keywords

Electric vehicles, fast charging, partial power processing.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	IV
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
ÍNDICE DE TABLAS	X
ABREVIACIONES	XI
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Estado del Arte	2
1.2. Identificación de problemas	4
1.3. Hipótesis	5
1.4. Objetivos	6
1.5. Metodología	6
1.6. Aporte del proyecto de Tesis. Compromiso de Publicación	7
2. ESTACIONES DE CARGA RÁPIDA	8
2.1. Clasificación	8
2.2. Estaciones de carga rápida	10
2.3. Topologías de los convertidores de una estación de carga rápida	13
2.3.1. Topología del convertidor central AC/DC	13
2.3.2. Topologías de convertidores DC/DC	14
2.3.2.1. Convertidor resonante LLC de medio puente	15
2.3.2.2. Convertidor ZVS de puente completo	15
2.3.2.3. Convertidor reductor multicanal sin aislación	15
2.4. Baterías para vehículos eléctricos	16
2.4.1. Características y tipos de las baterías de Li-ion	16

2.5. Esquemas de carga	17
2.5.1. Esquema carga por pulsos	17
2.5.2. Esquema de carga Corriente-Constante Voltaje-Constante	19
3. CONVERTIDOR DC-DC DE POTENCIA PARCIAL	21
3.1. Convertidores de potencia parcial	21
3.2. Diseño del convertidor de potencia pseudoparcial	23
3.2.1. Descripción del sistema	23
3.2.2. Principio operacional	24
3.2.2.1. Análisis de los modos de operación	25
3.2.2.2. Análisis volt-segundo	32
3.2.3. Modulación	33
3.3. Esquema de control	34
3.3.1. Lazos de control lineal	35
4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN	38
4.1. Parámetros de Simulación	38
4.2. Análisis en estado estacionario	39
4.3. Análisis de parcialidad	47
5. RESULTADOS EXPERIMENTALES	51
5.1. Prototipo experimental	53
5.1.1. Esquema de control	53
5.1.2. Resultados	54
6. CONCLUSIONES	59
A. PUBLICACIONES	61
BIBLIOGRAFÍA	62

Índice de figuras

2.1.	Diagrama general de un cargador de baterías	8
2.2.	Estructura general de los cargadores externos	11
2.3.	Arquitecturas para estaciones de carga rápida	12
2.4.	Convertidor de dos niveles fuente de voltaje	13
2.5.	Convertidor dual de dos niveles fuente de voltaje	14
2.6.	Convertidor resonante LLC de medio puente	15
2.7.	Convertidor ZVS de puente completo	16
2.8.	Convertidor elevador multicanal sin aislación	16
2.9.	Comparación del desempeño de varios tipos de baterías de litio	18
2.10.	Comportamiento del esquema de carga por pulsos	19
2.11.	Esquema general de carga CCCV	20
3.1.	Convertidor de Potencia Parcial	22
3.2.	Convertidor de potencia pseudoparcial	24
3.3.	Señales de conmutación	26
3.4.	Formas de onda ideales en el convertidor	27
3.5.	Circuito equivalente intervalo $0 \leq t \leq t_s$	28
3.6.	Circuito equivalente intervalo $t_s \leq t \leq t_1$	30
3.7.	Circuito equivalente intervalo $t_1 \leq t \leq T$	31
3.8.	Modulación PWM	34
3.9.	Primera etapa del esquema de control	35
3.10.	Segunda etapa del esquema de control	35
3.11.	circuito equivalente	36
3.12.	Lógica de conmutación	37
4.1.	Esquemático en PLECS del convertidor	40
4.2.	Corriente y voltaje en el inductor L durante el modo CC	42
4.3.	Corriente a través del diodo	43
4.4.	Corriente y voltaje en el inductor L durante el modo CC	44
4.5.	Corriente y voltaje en la batería durante el proceso de carga completo	45
4.6.	Estado de carga de la batería	46

4.7. Potencia total suministrada y potencia manejada por el convertidor	46
4.8. Convertidor de potencia completa (<i>buck converter</i>)	47
4.9. Comparación de eficiencia entre convertidores de potencia parcial y completa	49
4.10. Comparación de potencia y eficiencia para diferentes V_{pc}	50
5.1. Diagrama del módulo SKM75GB12V	51
5.2. Diagrama y falló con el módulo SKM75GB12V	52
5.3. Diagrama final con el módulo SKM75GB12V	53
5.4. Prototipo para el análisis experimental	54
5.5. Diagrama en Simulink del sistema de control	55
5.6. Corriente y voltaje en el inductor L	56
5.7. Corriente y voltaje en el inductor L	58

Índice de tablas

2.1. Clasificación de los cargadores de batería	9
4.1. Parámetros de simulación	39
4.2. Parámetros de simulación	48
4.3. Análisis de parcialidad	48
5.1. Parámetros de pruebas experimentales	52

ABREVIACIONES

Mayúsculas

EV	: vehículo eléctrico
AC	: corriente alterna
DC	: corriente continua
DCFC	: carga rápida en corriente continua
DC/DC	: corriente continua - corriente continua
AC/DC	: corriente alterna - corriente continua
HF	: alta frecuencia
LF	: baja frecuencia
Li-ion	: ion de litio
SoC	: estado de carga
C	: capacidad
THD	: Distorsión armónica total
V_{nom}	: voltaje nominal
V_{max}	: voltaje máximo
CCCV	: corriente constante voltaje constante
PPC	: convertidor de potencia parcial
PI	: controlador proporcional integral
BMS	: sistema de manejo de baterías
PWM	: modulador de ancho de pulso
2L-VSC	: convertidor de dos niveles fuente de voltaje
IGBT	: transistor bipolar de puerta aislada
ZVS	: conmutación en voltaje cero
LVK	: Ley de voltaje de kirchhoff

INTRODUCCIÓN

EL cambio climático actual es consecuencia directa de la actividad humana. La razón principal para que se produzca el cambio climático radica en la alteración de la composición de la atmósfera, dicha alteración se da por las emisiones antropogénicas de gases de efecto invernadero, entre los que destaca el dióxido de carbono [2]. Se estima que cerca del 80% del dióxido de carbono presente en la atmósfera es producido por el hombre como resultado de la quema de combustibles fósiles [3].

Con el fin de reducir las emisiones diarias de los gases de efecto invernadero, varias naciones se encuentran realizando mejoras en su manera de generación y uso de la energía eléctrica [4, 5]. Un campo importante en el cual se están realizando grandes cambios yace en la industria automotriz con el desarrollo de los autos eléctricos (EV) [6], esta tecnología es una de las alternativas más prometedoras para reemplazar los vehículos convencionales que funcionan con motores de combustión interna [6]. Con el fin de potenciar este cambio se están fomentando políticas para que en un futuro se prohíban los mencionados autos de combustión interna, lo cual incrementará la atención hacia los EV [4, 7, 8]. Todos estos cambios han logrado que cada vez sea mayor la aceptación de los EV entre los conductores, produciendo un considerable aumento en el mercado pertinente [9], así como en la aparición de cada vez nuevos y mejores modelos [10].

Con el auge de esta tecnología también aparecen dificultades y uno de los componentes críticos radica en la batería, aspectos como su capacidad, tiempo de carga, densidad de potencia, vida útil y costo definen el rendimiento del vehículo y, por lo tanto, la convierten en el principal impulsor en el desarrollo de los EV [9, 11, 12]. Recientes avances para las baterías de ion-litio en términos de costo y rendimiento están permitiendo a los fabricantes de vehículos aumentar la capacidad nominal de las baterías al rango de 60-100 kWh. De entre los aspectos mencionados tanto el

tiempo de carga como la vida útil de la batería, están directamente relacionados con las características que presente el cargador que se utilice [11, 13], por lo cual la búsqueda de mejoras en las arquitecturas de carga existentes se ha convertido en una prioridad.

La clasificación común de los diferentes tipos de sistemas de carga existentes se basan en la potencia nominal de los mismos distinguiéndose usualmente 3 niveles [11]. Los sistemas de carga rápida corresponden al tercer nivel de la clasificación, con respecto a estos sistemas, las industrias automotrices y de distribución de energía se encuentran haciendo grandes esfuerzos en el desarrollo de tecnologías de carga rápida en corriente continua (DCFC). El desarrollo de los sistemas DCFC junto con el aumento en la capacidad de las baterías permiten incrementar los rangos de potencia hasta los 400 kW [10]. Todos estos factores brindan la posibilidad de tener estaciones de carga adecuadamente ubicadas tanto en las ciudades como en las carreteras, de una manera similar a las estaciones de combustible, de modo que la capacidad y el tiempo de carga de las batería no sean un obstáculo para la realización de viajes largos.

Se puede por lo tanto afirmar que, con el fin de prepararse y dar soporte a esta potencial adopción a gran escala de los EV para los próximos años, es de crucial importancia el desarrollo y mejora de los convertidores de carga rápida.

1.1. Estado del Arte

La clasificación más común encontrada en la literatura para los diversos tipos de cargadores existentes se basa en la potencia nominal de los mismos, distinguiéndose tres niveles de potencia, el nivel 1 para potencias menores a 1.92 kW, el nivel 2 para potencias mayores a 1.92 kW pero menores a 20 kW y el nivel 3 para potencias superiores a 20 kW. Estos 3 niveles pueden ser de dos tipos de cargadores, dependiendo de la ubicación de los componentes: cargadores a bordo (On-board chargers) y cargadores externos (Off-board chargers).

Dentro del grupo de cargadores On-board, se pueden distinguir dos configuraciones diferentes: los cargadores dedicados (Dedicated On-board chargers), los cuales se caracterizan por incorporar un cargador monofásico de baja potencia dentro del vehículo, debido a las limitaciones de tamaño y peso, generalmente estos se conectan a la red AC de las viviendas y por otra parte esta la configuración de cargadores integrados (Integrated On-board chargers), estos se caracterizan por utilizar los convertidores ya integrados en el vehículo, como ejemplo los usados en el accionamiento del mismo, este tipo de cargadores pueden ser monofásicos o trifásicos, al igual que los anteriores generalmente corresponden a cargadores de baja potencia. En [14] se puede encontrar diversas topologías usadas para la construcción de cargadores a bordo.

En el grupo de cargadores Off-board se encuentran configuraciones dedicadas construidas fuera del vehículo lo cual elimina las limitaciones de tamaño y peso, haciendo

posible la construcción de convertidores de mayor potencia, que permiten implementar estaciones de carga rápida, las cuales son capaces de alcanzar tiempos de carga menores a una hora. La conexión se realiza directamente a la batería, por lo que estos cargadores entregan potencia DC al vehículo. En [15–17] se puede encontrar diferentes topologías de estaciones de carga rápida off-board. En [18] se muestra un exhaustivo análisis técnicos de los componentes necesarios para la construcción de una estación de carga rápida.

El concepto de una estaciones de carga rápida junto con las emergentes tecnologías en baterías, las cuales aceptan elevadas tasas de carga y miles de ciclos de carga/descarga, permiten desarrollar las estaciones de carga rápida de baterías [19]. Una estación de carga rápida consiste en un módulo de carga conectado a la red a través de un convertidor AC/DC y un transformador de baja frecuencia, se pueden distinguir dos conceptos relacionados a esta arquitectura: el uso de un bus AC común o el uso de un bus DC común [11]. El primero consiste en conectar a la red cada módulo de carga por medio de convertidores AC/DC independientes, sin embargo la presencia de varias estaciones de carga con este tipo de arquitectura provocan la aparición de armónicos no deseados en la red [20]. El segundo caso corresponde al uso de un solo convertidor AC/DC de alta potencia creando así un bus DC común, el mismo que ofrece una gran flexibilidad para conectar un gran número de módulos de carga e incluso podrían integrarse sistemas de generación y almacenamiento de energía [21].

En la literatura es posible encontrar distintas configuraciones de convertidores DC/DC utilizados en las estaciones de carga rápida, los cuales buscan aumentar la eficiencia del proceso de carga, principalmente mediante topologías que permitan reducir las pérdidas asociadas a dichos convertidores [1, 22–26].

Por ejemplo, entre las topologías estudiadas se puede encontrar el convertidor buck interleaved, esta permite reducir el tamaño de los elementos pasivos utilizados, alcanzando una eficiencia de hasta el 95 % [22]. En [23] se modela y diseña el control de un convertidor resonante que permite bajo las correctas condiciones de carga alcanzar ZVS (Zero Voltage Switching) consiguiendo así altos niveles de eficiencia por las bajas pérdidas de conmutación. Otra alternativa encontrada en la literatura se basa en el uso de un convertidor zeta, este previo a la alimentación del convertidor elimina el puente de diodos rectificador con el fin de mejorar la calidad de energía que recibe el cargador, mejorando la vida útil de la batería [24]. En [25] se comparan varios tipos de convertidores sin aislación de alta frecuencia, entre ellos se muestran los convertidores buck-boost en cascada, medio puente, Cuk y convertidores SEPIC, mostrando los niveles de eficiencia que se puede obtener al usar estos convertidores. Finalmente para la carga de baterías se pueden encontrar dos algoritmos de control como los más comunes para esta aplicación: el algoritmo de carga de pulso y el algoritmo de corriente constante-voltaje constante (CCCV) [1]. Sin embargo el segundo de estos métodos es el que más comúnmente se usa en las estaciones de carga rápida, el método consiste en suministrar a la batería una corriente constante, hasta que

la batería alcance un valor deseado de voltaje, en ese instante se cambia el control de corriente de modo que se pueda mantener dicho voltaje constante, esto provoca una disminución de la corriente hasta un valor de aproximadamente el 10 % de la corriente suministrada [26].

En la literatura son escasos los temas que tratan la carga rápida de baterías con convertidores de potencia parcial. En [27] se usa un convertidor de potencia parcial en una configuración puente H con aislación de alta frecuencia, en esta publicación se reporta que el convertidor procesa alrededor del 36 % de la potencia total con ello mejora la eficiencia hasta un 98.3 %. En [28] se muestra otra configuración para un convertidor resonante puente completo como parte de una estación de carga rápida, en el mismo se incorpora el concepto de convertidores de potencia parcial lo cual permite alcanzar una eficiencia del 95 %.

En [29] se muestra una propuesta que permite alcanzar mayores eficiencias para una aplicación para sistemas de carga rápida mediante un convertidor DC/DC sin transformador, en el mencionado trabajo se subdivide un voltaje común DC en varios voltajes DC menores, los cuales se obtienen de la salida de un número igual de convertidores AC/DC conectados a la red AC. Entre el enlace DC de los dos convertidores conectados (AC/DC-DC/DC) se realizan conexiones directas a los terminales de la batería, con esta conexión y haciendo uso de fracciones del voltaje del enlace DC se produce un *bypass* presentando un comportamiento similar al concepto de potencia parcial, en la publicación se muestra que este convertidor alcanza niveles de eficiencia mayores al 99 %.

Por otro lado, el concepto de parcialidad en la conversión también ha sido explorado en sistemas fotovoltaicos (PV), en donde ha recibido más atención por lo cual en un gran número de publicaciones encontradas en la literatura que abordan el concepto de potencia parcial se centran en aplicaciones para sistemas PV [30–33], ejemplo de esto en [30] se usa un convertidor DC/DC de potencia parcial para un sistema PV y un enlace DC, el sistema conecta varios PV strings los cuales comparten un capacitor flotante y un convertidor medio puente, formando este arreglo el convertidor de potencia parcial, la parcialidad del mismo queda definida por el cociente entre el voltaje del capacitor flotante y el voltaje de entrada proveniente del arreglo PV. El trabajo muestra que bajo ciertas regiones de operación alcanza eficiencias mayores al 99 %.

1.2. Identificación de problemas

Uno de los grandes desafíos para incrementar el uso de cargadores rápidos de baterías radica en el elevado costo de los mismos, esto se da debido a que para hacer posible la carga rápida es necesario que cada estación maneje un alto nivel de potencia, lo cual hace imprescindible el uso de componentes que sean capaces de funcionar bajo estos niveles de potencia. Por lo tanto, para reducir el costo de un cargador rápido de baterías para autos eléctricos es necesario reducir la potencia

ante la cual los componentes que forman el cargador hacen frente, pero manteniendo la potencia total que se suministra a la batería. Por otra, es importante alcanzar una mayor eficiencia en el cargador, especialmente en la etapa DC/DC del mismo. Para el caso de los convertidores de potencia parcial el problema está en encontrar el mayor nivel de parcialidad y por ende la reducción de pérdidas asociada, dentro del rango de operación que permita el correcto funcionamiento del sistema de carga, además es importante utilizar el correcto algoritmo de control que haga posible la operación del convertidor de potencia parcial, este control debe basarse en un correcto modelo a obtener del sistema. Por último un problema a tomar en consideración se encuentra en la correcta estimación de las pérdidas del sistema y en analizar como el modelo de potencia parcial y sin transformador se comporta respecto a su eficiencia en comparación a las alternativas existentes.

1.3. Hipótesis

La presente tesis consiste en la concepción y diseño de un convertidor DC/DC sin aislación de alta frecuencia, el cual aplica el concepto de potencia parcial, dicho convertidor forma parte de un cargador rápido de vehículos eléctricos, esperando obtener niveles altos de eficiencia. El trabajo se centra en el uso un convertidor de potencia parcial sin transformador de aislación de alta frecuencia. Con el fin de lograr el comportamiento parcial del convertidor se requiere que solo parte de la potencia suministrada a la batería sea procesada por el convertidor, el resto de la potencia es inyectada directamente a la batería. El convertidor propuesto consta de un capacitor flotante, el cual no es capaz de aportar potencia activa al sistema. Sin embargo, con el fin de lograr controlar el convertidor, es decir mantener controlado el voltaje en el condensador flotante, y por lo tanto regular el flujo de potencia activa hacia la batería, se plantean dos modos de operación, similar al comportamiento de un convertidor *buck* común. Para lograr este control, se proponen dos ciclos de trabajo: el primero que activa y desactiva el paso de corriente desde el bus DC a la batería. El segundo ciclo de trabajo se realiza internamente cuando el modo *buck* está encendido, este controla la conmutación de los semiconductores distribuyendo de manera que los tiempos de encendido con polaridad positiva y con polaridad negativa en el condensador sean en estado estacionario iguales lo que hace que el voltaje en el condensador se mantenga controlado. El control además requiere la implementación de una inicialización de la tensión en el condensador, llevando en primer lugar el voltaje al nivel deseado y una vez que el mismo se encuentra en estado estacionario se aplica el control descrito. Como resultado de la configuración del convertidor, se consigue tener una pseudoparcialidad, ya que el voltaje controlado en el condensador flotante hace que los semiconductores bloqueen menos tensión, lo que permite la reducción en las pérdidas de conmutación, aumentando la eficiencia general del sistema. Se le ha llamado a este concepto como pseudoparcial ya que viene conceptualmente de la inclusión de un convertidor que produce una baja tensión en serie entre la fuente de entrada y las baterías a la salida, lo que anteriormente se

hacia con transformadores.

Como en esta oportunidad el convertidor intercalado en su etapa DC/DC no posee transformador de alta frecuencia, que permita la entrega de potencia activa, siendo esta la principal diferencia con los convertidores de potencia parcial existentes, denominándolo por ello como un convertidor pseudoparcial. La no inclusión del mencionado transformador, permite reducir el tamaño, costo y pérdidas del convertidor. Sin embargo, supone un gran desafío poder hacer un convertidor de potencia parcial sin aislamiento dado que no hay forma de extraer potencia activa para regular la tensión flotante que le da la parcialidad al convertidor.

1.4. Objetivos

El objetivo general de este trabajo es desarrollar un convertidor de potencia parcial sin transformador de alta frecuencia para una estación de carga rápida de baterías para autos eléctricos, en el trabajo se pueden encontrar los siguientes objetivos específicos:

- Realizar un modelo y simulación del sistema propuesto, verificando el funcionamiento adecuado del sistema, así como la eficiencia y el estrés al cual se ven sometidos los dispositivos utilizados.
- Diseñar el sistema de control que permita aplicar el algoritmo de carga que sea seleccionado para la estación de carga rápida.
- Realizar un análisis de la parcialidad que se puede lograr con el convertidor, así como de los rangos de operación y potencia que sean posibles alcanzar.
- Realizar una validación experimental del principio operacional de la topología propuesta

1.5. Metodología

La metodología a usarse en este trabajo corresponde a los siguientes puntos:

- Concepción e investigación: Corresponde al estudio del estado del arte, con lo cual se consigue la identificación de la problemática así como la formulación de hipótesis y el alcance que tendrá la tesis.
- Diseño de la configuración y esquema de control: Corresponde a la elaboración del modelo del sistema y en dimensionar sus componentes. Adicionalmente se diseñan los parámetros del esquema de control.
- Simulación y resultados: Se busca con este paso validar el funcionamiento del sistema de potencia parcial, buscando las soluciones pertinentes a los posibles problemas no previstos que puedan presentarse.

- Validación experimental: Corresponde a la elaboración física del sistema y obtención de resultados experimentales.
- Escritura de tesis: En esta etapa se documenta el trabajo realizado desde la concepción de la investigación hasta la obtención de los resultados experimentales.

1.6. Aporte del proyecto de Tesis. Compromiso de Publicación

El principal aporte de esta tesis radica en el diseño de una topología de convertidor de potencia parcial, así como ampliar el desarrollo del concepto de potencia parcial a los sistemas de carga de baterías de autos eléctricos, se estima además la valoración experimental del convertidor mediante la construcción del hardware que sea necesario.

El autor se compromete a publicar el desarrollo de esta nueva configuración, así como los resultados que obtenga en una conferencia internacional y/o revista ISI.

ESTACIONES DE CARGA RÁPIDA

ALGUNAS características de la batería de un EV, como su tiempo de vida y tiempo de carga, están directamente relacionadas con el cargador de la misma, este hecho convierte a los cargadores de batería en uno de los componentes críticos para el desarrollo de la industria de EV [11]. Debido a esto se han desarrollado varios tipos y propuestas de cargadores y algoritmos de carga [1, 34–36]. En rasgos generales un cargador de batería consiste en un convertidor DC/DC que se conecta a la red mediante un convertidor AC/DC, como se muestra en la Figura 2.1.

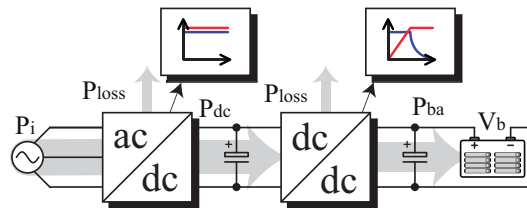


Figura 2.1: Diagrama general de un cargador de baterías

2.1. Clasificación

Diversas características de los cargadores de batería como su arquitectura, niveles de potencia que manejan, tiempo de carga y el tipo de convertidor que utilizan dan lugar a la clasificación que se muestra en la Tabla 2.1, en donde se distinguen las

siguientes características.

Tabla 2.1: Clasificación de los cargadores de batería

Nivel de potencia	Tiempo de carga	Arquitectura	Tipo de convertidor
Nivel 1	Lenta	A bordo	Dedicado/Integrado
Nivel 2	Semirápida	A bordo/Externa	Dedicado/Integrado
Nivel 3	Rápida	Externa	Dedicado

- *Nivel de potencia.* Según el nivel de potencia que maneja el cargador, se distinguen tres niveles. El nivel 1 corresponde a cargadores por debajo de 1.92 kW, el nivel 2 para potencias mayores a 1.92 kW pero menores a 20 kW y finalmente el nivel 3 para potencias mayores a 20 kW.

- *Tiempo de carga.* Al clasificar por el tiempo de carga se distinguen tres tipos de cargadores. El primer tipo corresponde a los cargadores lentos, estos manejan tiempos de carga entre 6 a 12 horas, al ser comúnmente cargadores que también pertenecen al nivel 1 de potencia, es decir de baja potencia, son utilizados en los hogares, habitualmente durante toda las noches. Los cargadores semirápidos por otra parte, son capaces de manejar niveles más altos de potencia, lo cual los ubica en el nivel 2 de acuerdo a la clasificación de la Tabla 2.1, gracias a esto son capaces de cargar por completo la batería de un EV en lapsos de entre 30 minutos a 4 horas [11], este tipo de cargadores pueden ser instalados al igual que los de carga lenta en las viviendas o también en estacionamientos públicos. El último tipo de cargadores corresponde a los de carga rápida, denominados así pues permiten cargar por completo la batería de un EV en pocos minutos, comúnmente entre 15 a 50 minutos, este tipo de cargadores manejan altos niveles de potencia, ubicándose entre los de nivel de potencia 3.

- *Arquitectura.* Existen dos tipos de cargadores de acuerdo a su arquitectura. Los primeros son los cargadores a bordo (*on-board chargers*), se caracterizan por estar ubicados en el interior del EV, esto obliga a que sean de tamaño y peso limitado, sin embargo son gran flexibilidad y simplicidad ya que requieren de muy poco y simple equipamiento externo para conectarse a la red eléctrica. Por la limitación mencionada se encuentran en los niveles 1 y 2 de potencia y son de carga lenta o semirápida. El segundo grupo corresponde a los cargadores con su arquitectura externa, es decir todo el sistema de carga se ubica en

una estación fuera del EV, esta configuración no tiene la misma limitante de peso y tamaño de los cargadores a bordo, lo cual permite manejar altos niveles de potencia dando paso a las creación de las denominadas estaciones de carga rápida (*Véase 2.2*).

- *Tipo de convertidor.* La fase de conversión DC/DC da lugar a 2 tipos de cargadores según la clasificación estudiada, los convertidores dedicados e integrados. Los convertidores dedicados se caracterizan por usar un convertidor exclusivo para la carga de la batería, todas las arquitecturas de carga externa usan convertidores dedicados. Por otra parte los convertidores integrados usan el convertidor ya existente en el EV que se encarga de conectar la batería con el motor del EV, este tipo de convertidores es propio de los cargadores a bordo.

2.2. Estaciones de carga rápida

Las infraestructuras de carga residenciales corresponden a cargadores que manejan bajos niveles de potencia, que según la clasificación anterior pertenecen a los niveles 1 y 2 (*véase Tabla 2.1*). La baja potencia empleada hace que el proceso de carga sea lento, necesitando por lo general toda la noche para cargar por completo una batería. El impacto de estos en la red doméstica es menor lo cual pueden adaptarse fácilmente a las necesidades de los hogares [16]. Por otra parte, para conseguir tiempos de carga más cortos y convenientes es necesario que los cargadores puedan manejar altos niveles de potencia (Nivel 3. *Véase Tabla 2.1*). La potencia manejada por los cargadores de nivel 3 no pueden ser utilizados dentro de una infraestructura doméstica y por limitaciones de tamaño y peso tampoco pueden estar incluidos dentro del vehículo, es por ello que nace el concepto de una estación de carga rápida. Una estación de carga rápida es capaz de cargar por completo la batería de un EV en pocos minutos, cumplen con el mismo papel que las actuales estaciones de combustible, dichas estaciones consisten en una infraestructura pública, en la cual se encuentran instalados los cargadores de batería. Las estaciones de carga rápida son estratégicamente ubicadas a lo largo de una ciudad, con el fin de garantizar la movilidad de los usuarios de EV.

Existen dos tipos de estructuras de cargadores externos utilizados: los de aislamiento en baja frecuencia y los de aislamiento en alta frecuencia, sus diagramas se muestran en la Figura 2.2.

En la estructura de los cargadores externos con aislamiento de baja frecuencia mostrada en la Figura 2.2a, se observa como estos se conectan a la red por medio de un transformador LF, a la salida del transformador se encuentra un convertidor AC/DC que permita controlar la corriente de entrada y generar un voltaje DC regulado. Finalmente se conecta un convertidor DC/DC que sirve como interfaz con la batería, además de controlar la corriente de carga que llega a la batería, según

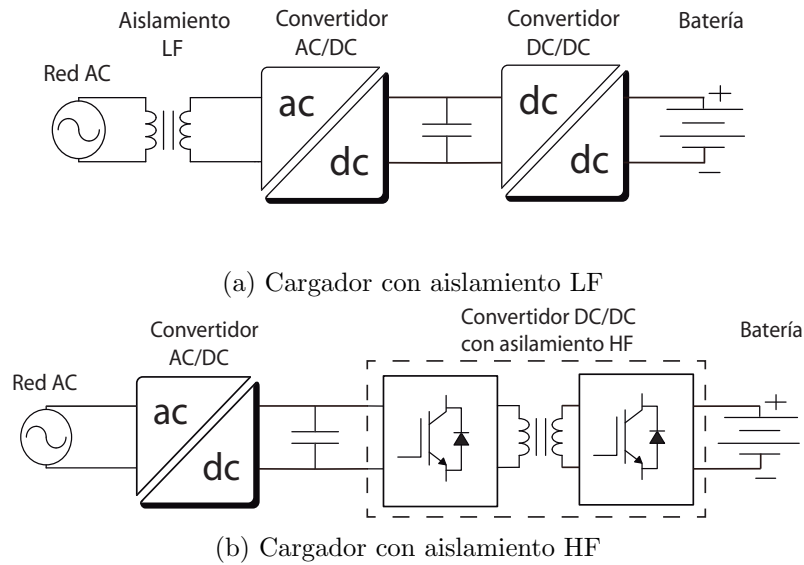


Figura 2.2: Estructura general de los cargadores externos

los requerimientos del algoritmo de control de carga [11].

En la Figura 2.2b se presenta la estructura general de los cargadores externos con aislamiento de alta frecuencia. Esta configuración consta con un convertidor DC/DC con aislamiento de alta frecuencia, con el fin de funcionar como una fuente de voltaje controlado entre el enlace DC y la batería, esto permite tener los grados de control necesarios para regular el proceso de carga. Sin embargo al agregar la etapa de aislamiento de alta frecuencia se crean nuevos problemas como la mayor complejidad en el diseño del cargador, la aparición de pérdidas magnéticas y la dificultad de escalar el diseño hacia potencias mas altas.

En base a los dos tipos de estructuras para los cargadores externos analizados, se han desarrollado dos tipos de arquitecturas para las estaciones de carga rápida mostradas en la Figura 2.3. La primera (Figura 2.3a) usa a bobina secundaria del transformador como un bus AC común, cada cargador de baterías se conecta a este bus AC mediante convertidores AC/DC independientes. La segunda arquitectura (Figura 2.3b) utiliza un único convertidor AC/DC, creando un bus común DC, al cual se conecta cada convertidor DC/DC de los distintos cargadores.

La arquitectura de bus común AC presenta varios convertidores AC/DC intercalados que conectan la red con las baterías, la principal ventaja de esta arquitectura es que cada cargador es independiente de los demás, lo cual mejora la estabilidad del sistema. Por otra parte entre las desventajas se muestra que es un sistema más complejo que al arquitectura bus común DC, ya que esta requiere de un mayor

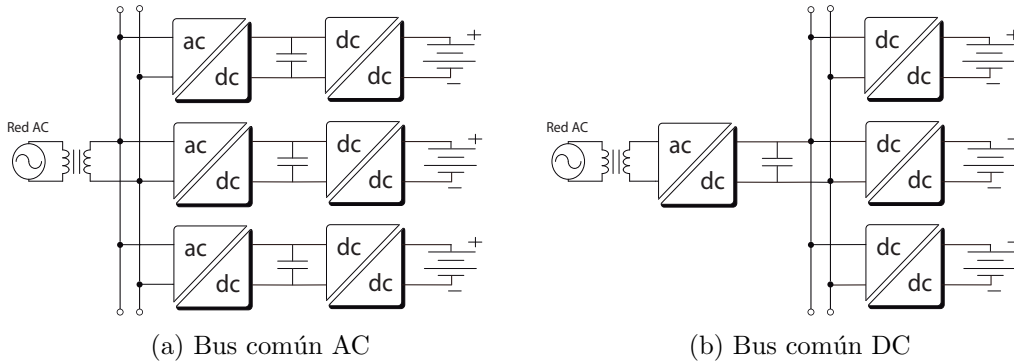


Figura 2.3: Arquitecturas para estaciones de carga rápida

número de componentes. Este incremento hace que el costo total y el tamaño de la estación de carga sean mayores. El mayor número de convertidores necesario para cada cargador hace que el control de los mismo sea más complejo [37]. Por otra parte al tener varios módulos de carga en donde cada uno cuenta con su propio convertidores AC/DC puede causar la aparición de armónicos no deseados que afectan la red eléctrica, principalmente al usar convertidores pasivos [20]. Los convertidores de este tipo que manejen altos valores de potencia, deberán por lo tanto reducir su THD.

La arquitectura de bus común DC requiere fundamentalmente de un convertidor principal AC/DC de alta potencia, que sirva como interfaz entre los cargadores y la red eléctrica. Este convertidor principal genera un bus comun DC al cual se conectan en paralelo todas las baterías por medio de convertidores DC/DC individuales. Esta arquitectura logra dar una mayor flexibilidad al sistema, ya que permite la fácil integración de etapas adicionales como fuentes de generación de energía renovable o dispositivos de almacenamiento de energía, sistemas que son esencialmente DC. Además las conexiones DC se caracterizan por la falta de problemas sincronización y potencia reactiva [11].

Entre los beneficios adicionales de tener una única etapa de conversión AC/DC destaca la reducción del número de componentes, el tamaño de cada unidad de carga y del costo total asociado, en comparación con la arquitectura de bus común AC, además el menor número de etapas de conversión permite mejorar la eficiencia general del sistema. Entre las desventajas destaca el hecho de que el convertidor AC/DC principal debe ser capaz de manejar altos niveles de potencia. Por otra parte se deben establece una restricción en el frecuencia de conmutación, ya que las pérdidas de conmutación se tornan relevantes en alta potencia, además un fallo inesperado en el convertidor AC/DC producirá que todo el sistema se vea afectado.

Todas estas características de la arquitectura de bus común DC permiten a la estación de carga rápida ser capaz de mitigar los efectos negativos de la penetración de los EV en la existente red eléctrica.

2.3. Topologías de los convertidores de una estación de carga rápida

Como se presentó en la sección anterior una estación de carga rápida con una arquitectura de bus común DC consta con dos tipos de convertidores, un convertidor principal AC/DC y varios convertidores DC/DC. Existen topologías utilizadas para ambos tipos de convertidores, a continuación se presentan algunas de ellas.

2.3.1. Topología del convertidor central AC/DC

El convertidor de dos niveles fuente de voltaje (2L-VSC) es uno de los convertidores más usados en la industria. El 2L-VSC es un convertidor trifásico, que con un correcto esquema de control permite obtener un factor de potencia ajustable y un flujo bidireccional de potencia. Además una de las principales características del mismo es que permite elevar el voltaje en su salida a valores superiores a los de entrada, esto hace del 2L-VSC una alternativa para ser usado como el convertidor central AC/DC de una estación de carga rápida con arquitectura de bus común DC [38]. El convertidor está compuesto por un arreglo de seis semiconductores, generalmente IGBTs, y un capacitor que sirve como enlace DC con los convertidores DC/DC de la estación de carga. En la Figura 2.4 [11] se muestra la topología del convertidor 2L-VSC.

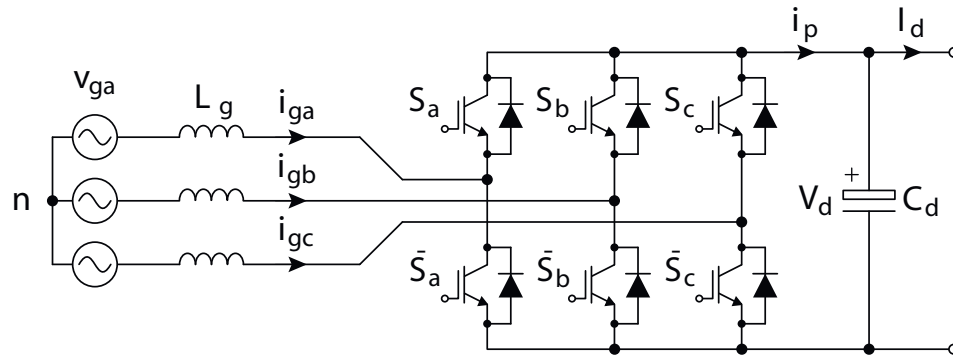


Figura 2.4: Convertidor de dos niveles fuente de voltaje

Esta topología trabaja típicamente con un bajo voltaje de entrada (690V), lo cual permite al convertidor manejar potencias de alrededor de 800kW si la conexión en paralelo con otros convertidores, lo cual es un limitante para el número de cargadores

que puede alimentar. Con el fin de aumentar la potencia total en una estación de carga se han propuesto varias alternativas, como ejemplo, el uso de transformadores de devanados múltiples. A un transformador de retraso de fase se lo conecta en cada una de sus bobinas secundarias un 2L-VSC como se observa en la Figura 2.5 [11].

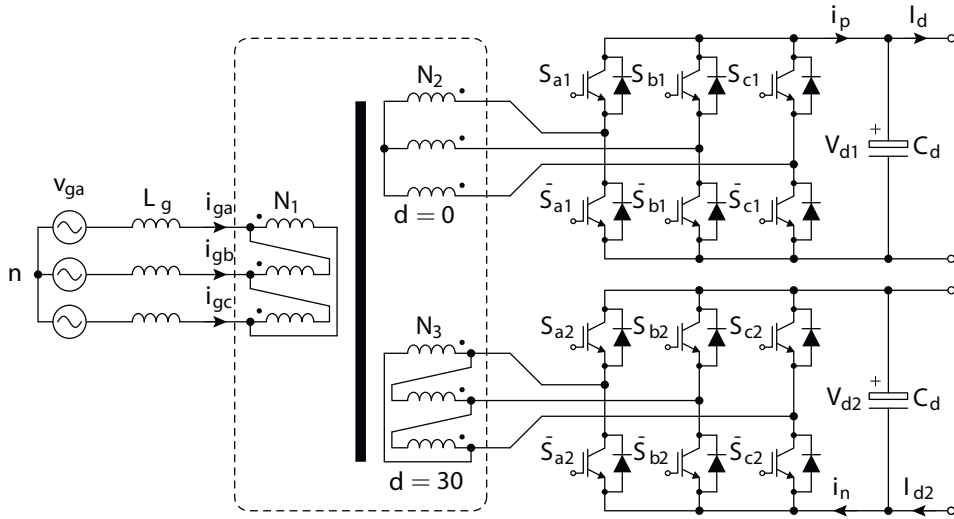


Figura 2.5: Convertidor dual de dos niveles fuente de voltaje

2.3.2. Topologías de convertidores DC/DC

La potencia que se inyecta a las baterías en cada uno de los puertos de carga en una estación de carga es controlada directamente por el convertidor DC/DC, el mismo que también sirve de enlace entre el bus común DC y la batería. Los convertidores DC/DC deben ser capaces de manejar altos niveles de potencia. La entrada DC del convertidor convencionalmente está en el rango entre 200V a 600V, por lo tanto, para permitir la carga rápida el rango de potencia que deberá alcanzar el convertidor está entre 50kW a 200kW, por lo tanto el convertidor tiene un fuerte impacto sobre la eficiencia total de la estación de carga. Con el fin de lograr mejores eficiencias se han propuesto varias soluciones, entre las que destaca el uso de convertidores DC/DC intercalados, lo cual permite reducir la potencia que soportan los componentes de cada convertidor [13,16]. Otra alternativa propuesta busca reducir el tamaño de los componentes mediante el uso de altas frecuencias de conmutación en la operación de los convertidores. Sin embargo, mientras mayor sea la frecuencia de conmutación mayores serán las pérdidas asociadas, por ello se han desarrollado distintas técnicas de conmutación que permitan hacer frente a este problema [29,41]. A continuación se describen algunas topologías típicas usadas en los convertidores DC/DC para estaciones de carga.

2.3.2.1. Convertidor resonante LLC de medio puente

El convertidor resonante LLC de medio puente esta compuesto en su lado primario por un medio puente seguido de tres componentes pasivos: un inductor resonante L_r , un capacitor resonante C_r y un inductor de magnetización L_m [38]. El lado secundario esta compuesto de un rectificador de toma central seguido por un filtro capacitivo de salida como se muestra en la Figura 2.6. Entre las ventajas de este convertidor destaca que tiene un amplio rango de operación ZVS, permitiendo alcanzar una alta eficiencia sin pérdidas de recuperación inversa. La desventaja del mismo es que su voltaje de salida es una función de la frecuencia de conmutación, lo cual complica el diseño del transformador y del filtro.

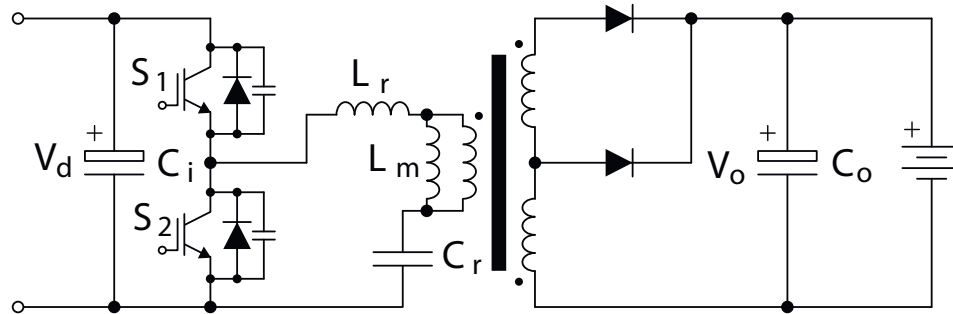


Figura 2.6: Convertidor resonante LLC de medio puente

2.3.2.2. Convertidor ZVS de puente completo

El convertidor ZVS de puente completo incluye en su topología una etapa de aislamiento galvánica mediante un transformador de alta frecuencia, este usa la capacitancia parásita de los semiconductores y la inductancia de fuga del transformador para formar un tanque resonante controlado en la operación ZVS. Esta propiedad hace que en determinados rangos de operación el convertidor muestre una mayor eficiencia en comparación con el convertidor de puente completo tradicional [38]. El circuito del convertidor se muestra en la Figura 2.7

2.3.2.3. Convertidor reductor multicanal sin aislamiento

Este convertidor no tiene una etapa de aislamiento galvánica, por lo cual es indispensable la existencia de una en una en el convertidor AC/DC al cual sea conectado. El convertidor elevador multicanal es capaz de dividir la carga entre sus múltiples módulos como se muestra en la Figura 2.8, en donde tres convertidores reductores bidireccionales que comparten su salida hacia la batería.

Esta configuración hace posible reducir el tamaño del filtro, ya que la operación intercalada de los convertidores incrementa la frecuencia en la salida del convertidor.

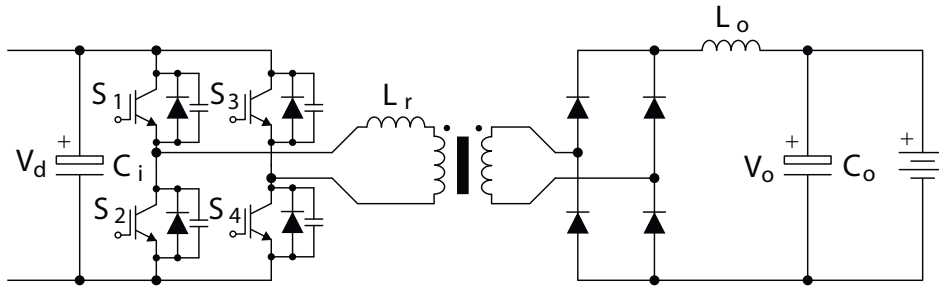


Figura 2.7: Convertidor ZVS de puente completo

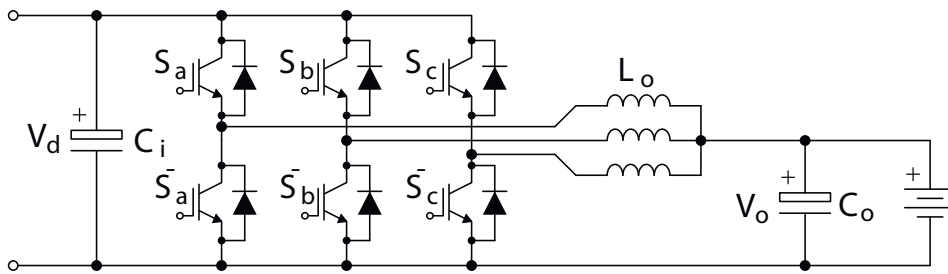


Figura 2.8: Convertidor elevador multicanal sin aislación

Este suavizado en la corriente permite la reducción del inductor de salida en un factor de $1/n$, en donde n representa el número de canales del convertidor.

2.4. Baterías para vehículos eléctricos

Dentro de la industria de EV se han desarrollado una gran variedad de baterías recargables, sin embargo de entre todos los tipos existentes, las baterías de Li-ion se las considera como las mejores debido a sus características y desempeño [39]. Esto ha hecho que las baterías Li-ion se vuelvan como uno de los temas más importantes de investigación y desarrollo dentro de la industria de EV.

2.4.1. Características y tipos de las baterías de Li-ion

Los principales parámetros que describen a una batería son: el estado de carga, la capacidad, el voltaje nominal y el voltaje máximo. SoC describe el estado de la batería, se lo representa en porcentaje, en donde el 100 % representa que la batería se encuentra totalmente cargada y 0 % representa que se encuentra totalmente descargada. C describa la máxima carga que la batería puede suministrar a una carga desde su estado de totalmente cargado a su estado de totalmente descargado, aunque C representa carga usualmente se lo mide en amperios/hora (Ah) en lugar de culombios. V_{nom} se define como el voltaje promedio de la batería a medida que esta se descarga a corriente constante desde un estado completamente cargado hasta un

estado completamente descargado, por último V_{max} describe el máximo voltaje que la batería presenta cuando está totalmente cargada [1].

En general la principal fuente de iones de litio en una batería es el material del electrodo positivo o cátodo. Por lo tanto, para lograr una mayor capacidad en la batería, grandes cantidades de litio deben estar incluidas en dicho material. En la Figura 2.9 se muestran varios gráficos comparativos de distintos tipos de batería de Li-ion según las siguientes características: costo(ct), vida útil(vu), desempeño(pf), seguridad(se), densidad de potencia(dp), densidad de energía(de), esta comparación se realiza en una escala entre 0 y 5, en donde 0 representa *muy bajo* y 5 *muy alto* [39].

2.5. Esquemas de carga

El proceso mediante el cual se carga una batería se lo conoce como esquema de carga. Existen principalmente dos esquemas de carga que son los más utilizados: el esquema de carga por pulsos y el esquema de corriente-constante voltaje-constante.

2.5.1. Esquema carga por pulsos

En el esquema de carga por pulsos, se aplica un impulso de corriente constante de corta duración pero de alta magnitud de corriente a la batería. Debido a este alto pulso de corriente el voltaje de la batería inicialmente aumenta hasta por encima del voltaje máximo de la batería, hasta que esta sea capaz de poder absorber completamente la carga inyectada, después de este período de tiempo el voltaje de la batería se recupera de a poco hasta que consigue estabilizarse en un valor ligeramente mayor que el que tenía antes de que se le aplicase el pulso de corriente. Una vez que el voltaje consigue estabilizarse un nuevo pulso de corriente es aplicado, repitiéndose nuevamente el mismo proceso, como se muestra en la Figura 2.10. El período de tiempo en el cual el voltaje de la batería logra recuperarse y estabilizarse es una función directa del SoC, por ello para una batería que se encuentre totalmente cargada el tiempo que le tome estabilizarse será mucho mayor en comparación con otra cuyo estado de carga sea menor. Es por lo anterior que la densidad de los pulsos de corriente pueden ser controlados en base al estado de carga que se observe en la batería.

Sin embargo este esquema de carga presenta importantes desventajas, sobre todo por los altos pulsos de corriente y voltaje que soporta la batería en el proceso de carga. Este pico de voltaje únicamente es soportado por algunos tipos de baterías como las baterías de ácido y plomo. Para el caso de las baterías Li-ion, las cuales son altamente sensibles a las sobrecargas de voltaje y temperatura, los pulsos de corriente y tensión generados en el proceso de carga pueden ser muy peligrosos y

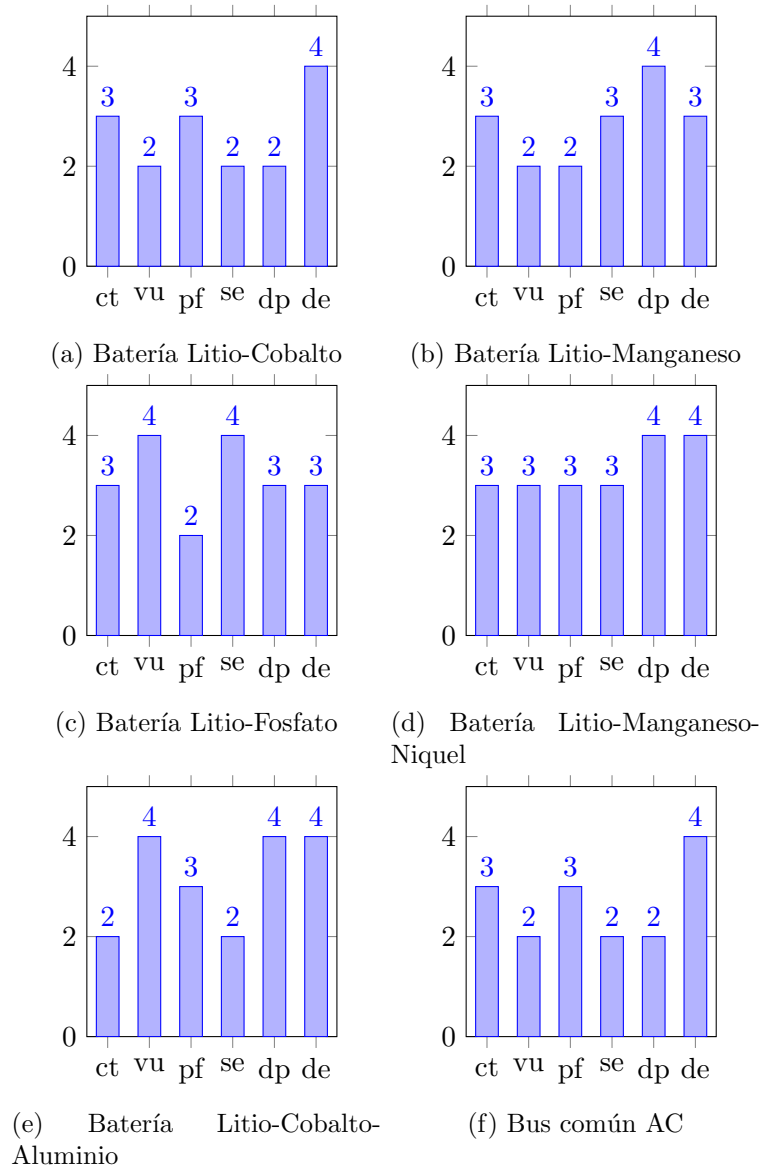


Figura 2.9: Comparación del desempeño de varios tipos de baterías de litio

dañar este tipo de baterías. Por lo tanto, el esquema de carga por pulsos no es recomendable para las baterías Li-ion, en su lugar se deben usar otros esquemas de carga.

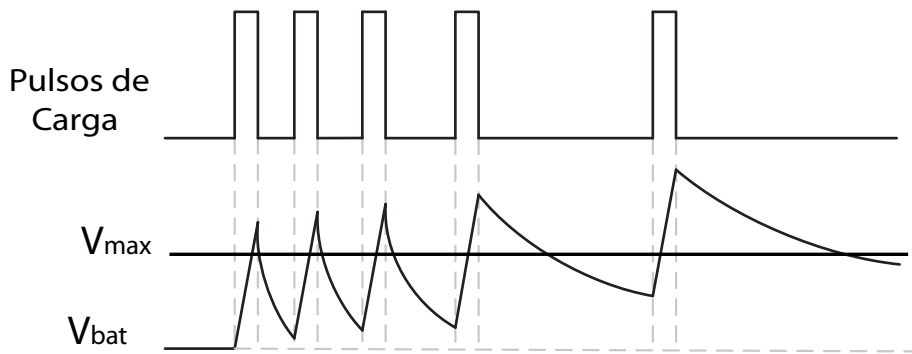


Figura 2.10: Comportamiento del esquema de carga por pulsos

2.5.2. Esquema de carga Corriente-Constante Voltaje-Constante

El esquema de carga CCCV más general consta principalmente de 3 etapas. La primera etapa es conocida como la etapa de carga por goteo (*trickle-charge*), cuya función es verificar que la batería se encuentre funcionando correctamente o en su defecto si se encuentra dañada. Este proceso se logra aplicando una corriente constante de carga hacia los terminales de la batería por un lapso predeterminado de tiempo, mientras se observa la pendiente del voltaje de la batería para determinar si esta responde a como se espera. El valor de esta corriente aplicada corresponde aproximadamente a 1/10 del valor total que se aplicará en la siguiente etapa de carga, este valor es administrado con el fin de prevenir un sobrecalentamiento de la batería si es que esta se encontrase dañada [1]. Al detectarse una batería dañada se detiene el proceso de carga.

Una vez que se a verificado el estado funcional de la batería, se procede a la segunda etapa del esquema de carga CCCV. En este punto, denominado de corriente constante, se eleva la magnitud de la corriente que se esta aplicando a los terminales de la batería hasta el máximo nivel que se ha diseñado, según el tipo de cargador que se este utilizando. Esta corriente se suministra de manera constante hasta que el voltaje de la batería alcanza un nivel previamente establecido, este generalmente corresponde al 70 % de la capacidad de la batería. Con el fin de alcanzar el 100 % de capacidad de la batería no es posible mantener el mismo nivel de corriente aplicado en la etapa de corriente constante, ya que esto produciría que el voltaje de la batería sobrepase su voltaje nominal, causando sobrecalentamiento y el daño definitivo de la misma.

La tercera etapa, denominada de voltaje constante, es la que permite a la batería alcanzar el 100 % de su capacidad sin dañarla. En esta etapa se aplica un voltaje entre los terminales de la batería igual al voltaje máximo nominal de esta. En este

punto es la batería la que se encarga de determinar cuanta corriente debe absorber para continuar con el proceso de carga. Conforme la batería alcanza el nivel de voltaje deseado, la corriente que esta absorbe disminuye hasta que llega nuevamente a ser igual a $1/10$ de su valor máximo, punto en el cual se considera que al batería se encuentra totalmente cargada. En la Figura 2.11 se muestra cada una de las tres etapas descritas.

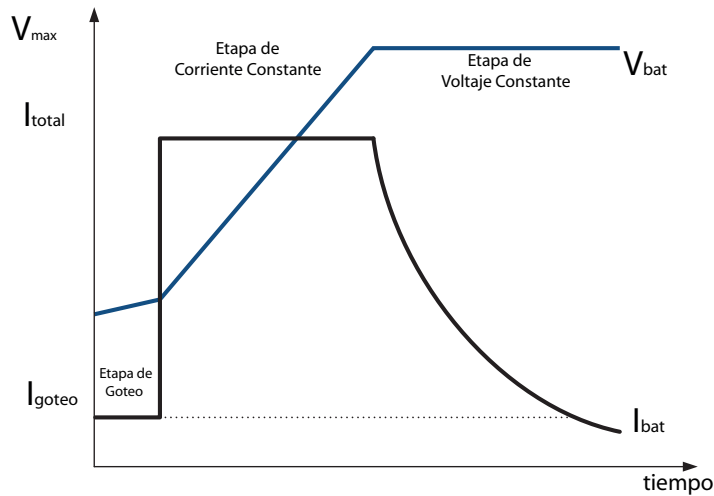


Figura 2.11: Esquema general de carga CCCV

Algunos cargadores que ocupan el esquema de carga CCCV suelen agregar o quitar etapas del esquema general, por ejemplo para el caso en el cual se conozca previamente el correcto estado funcional de la batería, se puede omitir la primera etapa de carga por goteo. Por otro lado se pueden agregar etapas adicionales como la denominada etapa cortocircuito, la cual se aplica antes de la etapa de corriente constante, el objetivo de esta es probar que los terminales de la batería estén correctamente conectados al cargador al aplicar una pequeña corriente de prueba.

Para el caso en el que la batería se mantiene conectada al cargador luego de haber sido totalmente cargada es necesario agregar una etapa de finalización, esta implica en mantener observado el voltaje de la batería, de modo que en cada instante en el que disminuya de su máximo voltaje nominal, se active brevemente la etapa de voltaje constante.

CONVERTIDOR DC-DC DE POTENCIA PARCIAL

CON el fin de desarrollar un cargador rápido de baterías para vehículos, eléctricos, se requiere contar con estaciones de carga que sean capaces de manejar altos niveles de potencia (50kW a 400kW). Una estación de carga rápida difícilmente podrían ser implementadas como aplicaciones residenciales, es por ello que dichas estaciones se construyen como infraestructura pública, esto junto con la potencial adopción masiva de EV que se produciría en los próximos años [7,8], dan al desarrollo y mejora de los convertidores para estaciones de carga rápida una gran importancia. Dados los altos niveles de potencia que estas estaciones son capaces de manejar y en consecuencia la cantidad de energía que se concentra en los mismos, aspectos como la eficiencia, densidad de potencia y costos, son los principales factores que impulsan el desarrollo de esta tecnología.

La arquitectura bus común DC (*véase sección 2.2*) es la que generalmente se emplea en la construcción de estaciones de carga rápida. Como se mostró anteriormente en la figura 2.1, parte importante de esta topología es el convertidor DC-DC ya que permite el control de la corriente que se suministra a la batería de acuerdo con el esquema de carga que se utilice. El esquema de carga a utilizarse en el desarrollo de esta propuesta es el de Corriente-Constante Voltaje-Constante, el mismo que se presentó en la sección 2.5.2.

3.1. Convertidores de potencia parcial

La mayoría de topologías para estaciones de carga rápida emplean para la etapa DC-DC convertidores de potencia completa [16,22,40,41]. Sin embargo, considerando el esquema de carga CCCV, se puede notar que la mayor parte de la energía

que recibe la batería mientras esta siendo cargada sucede en el modo de corriente continua, haciendo de esta una etapa clave para el proceso de carga rápida. Durante la etapa de carga CC se aplica una corriente constante a la batería, esto implica que el convertidor DC-DC debe ser capaz de manejar dicha corriente, mientras esto suceda el voltaje de salida en el convertidor podría por lo tanto ser menor al voltaje de la batería, es decir una fracción mismo y operar conectado en serie con la fuente de alimentación, como se muestra en la Figura 3.1.

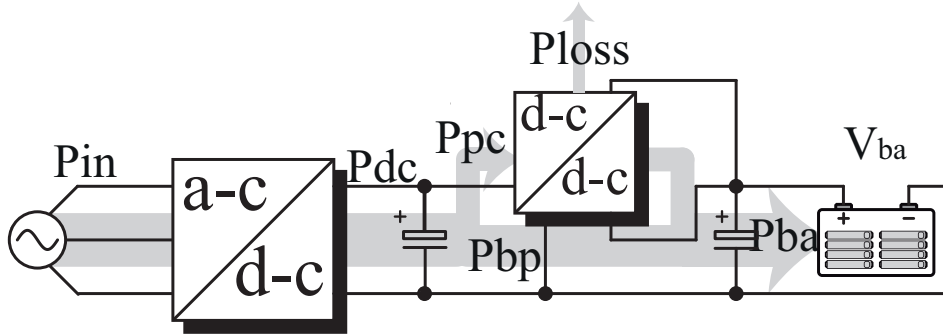


Figura 3.1: Convertidor de Potencia Parcial

El incremento de cargadores de alta potencia hace que en consecuencia la cantidad de energía concentrada sea muy grande, es por esto que el impacto que tiene la eficiencia en cada una de las etapas de conversión llega a ser muy importante. Se puede por lo tanto pensar en reducir la potencia que el convertidor maneja a una fracción de la potencia total, esto lograría mejorar considerablemente la eficiencia general del proceso de carga. Los convertidores que son capaces de realizar este proceso se los conoce como convertidores de potencia parcial(PPC).

Considerando la Figura 3.1 se puede explicar el concepto de potencia parcial, se observa que la potencia total de salida P_{ba} queda definida según la ecuación 3.1, en donde P_{pc} representa la potencia que es manejada por el convertidor DC/DC y P_{bp} es la potencia que pasa directamente desde el enlace DC hacia la batería. De la misma manera la potencia de salida del convertidor AC/DC que se la considera como la potencia de entrada DC al convertidor DC/DC queda definida según la ecuación 3.2

$$P_{ba} = P_{pc} + P_{bp} \quad (3.1)$$

$$P_{dc} = P_{pc} + P_{cp} + P_{loss} \quad (3.2)$$

Según [42], se establece una variable K_{pr} denominada como la relación de

parcialidad de potencia, y se la define según la ecuación 3.3

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{dc}} \quad (3.3)$$

Se considera por lo tanto que un convertidor trabaja como en potencia parcial si $K_{pr} < 1$. Por otra parte la eficiencia η del convertidor se la define según la ecuación 3.4

$$\eta = \frac{P_{ba}}{P_{dc}} \quad (3.4)$$

3.2. Diseño del convertidor de potencia pseudoparcial

En el capítulo 2 se describió la estructura general de una estación de carga para baterías de vehículos eléctricos, describiendo algunas de las topologías más usadas de convertidores AC/DC y DC/DC, en donde se puede observar que para esta aplicación los convertidores usados son de potencia completa, es decir manejan el total de la potencia que es inyectada en la batería. Para el caso de las estaciones de carga rápida, las cuales que con el fin de reducir los tiempos de carga deben suministrar una mayor potencia en comparación con una estación de carga tradicional, cobra gran importancia la eficiencia en los convertidores, ya que al aumentar la potencia las pérdidas asociadas también se ven incrementadas. Para analizar la eficiencia en un convertidor principalmente se consideran dos factores, las pérdidas en los semiconductores y en los transformadores. Las pérdidas en los semiconductores, de conducción y conmutación dependen principalmente de la potencia que maneja el convertidor y de la frecuencia de conmutación, por otra parte las pérdidas en el transformador generalmente se dividen en dos componentes, en pérdidas magnéticas y de conducción, como en el caso anterior estas también dependen de la potencia y frecuencia de conmutación pero además influyen otros parámetros como el tipo de material, la temperatura, entre otros.

En esta tesis se propone un nuevo convertidor DC/DC sin transformador de alta frecuencia para una estación de carga rápida, es decir que permita a la misma manejar los niveles adecuados de potencia para el proceso de carga a la vez que minimice las pérdidas descritas anteriormente, de modo que aumente la eficiencia general de la estación. Esto se consigue al utilizar el concepto de convertidores de potencia parcial, de modo que el convertidor propuesto maneje únicamente una fracción de la potencia total que va desde la red eléctrica hacia las baterías, logrando con esto una reducción en las pérdidas y en tamaño de los semiconductores, además al ser una topología sin transformador se eliminan las pérdidas asociadas al mismo.

3.2.1. Descripción del sistema

En la Figura 3.2 se muestra la topología propuesta para el nuevo convertidor. Esta se basa en una celda conmutada de tipo puente H, esta celda se conecta de una manera no convencional, es decir el capacitor C_{pc} se une en los terminales AC,

mientras que los terminales DC sirven para la conexión en serie con el resto del convertidor, por un lado con el capacitor en V_d que sirve como enlace DC con el convertidor AC-DC como se muestra en la Figura 3.1, mientras que por el otro lado de la celda conmutada se conecta con el inductor L_i , el mismo que permite controlar la corriente que se inyecta a la batería. Esta conexión no convencional permite mantener controlado de manera simultánea tanto el voltaje en el capacitor V_{pc} como la corriente que atraviesa el inductor L_i hacia la batería.

La parcialidad en el convertidor se consigue debido a que al existir el voltaje V_{pc} dentro de la celda conmutada, específicamente en los terminales del capacitor C_{pc} , los semiconductores ya no deben bloquear el voltaje de entrada V_d sino en su lugar el voltaje en el capacitor, al hacer que este voltaje sea únicamente una fracción del voltaje de entrada se consigue reducir la potencia que manejan los semiconductores manteniendo la misma corriente que circula por los mismos.

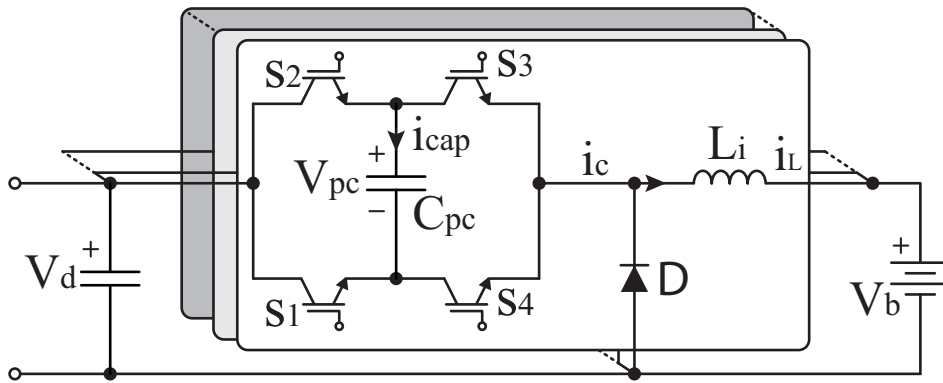


Figura 3.2: Convertidor de potencia pseudoparcial

Es destacable que la topología propuesta funciona como un convertidor reductor *convertidor buck*, pero con mejoras en términos de eficiencia y desempeño comparado con la arquitectura convencional.

La idea básica del funcionamiento es establecer arbitrariamente el valor del voltaje parcial V_{pc} , en un determinado valor de manera que sea posible el control de la corriente de salida y reduzca al mínimo los instantes en los cuales el diodo conduce. De este modo el convertidor propuesto es capaz manejar los niveles de potencia requeridos para una estación de carga rápida.

3.2.2. Principio operacional

Como se describió en la sección anterior, el convertidor propuesto tiene un capacitor flotante, el cual no es capaz de aportar potencia activa al sistema. Sin embargo, la operación del convertidor debe ser capaz de mantener controlado el voltaje en el

capacitor flotante, y por lo tanto regular el flujo de potencia activa hacia la batería. Para lograr este control, y de manera similar al comportamiento de un convertidor *buck*, se definen dos modos de operación:

El primer modo permite activar y desactivar el paso de corriente desde el bus DC a la batería, al hacer que la celda conmutada permita el paso de corriente por el capacitor C_{pc} ya sea cargando o descargando el mismo, esto hace posible que el voltaje presente en el convertidor sea añadido o substraído de V_d para establecer un voltaje en el inductor L_i y por lo tanto controlar la corriente que es inyectada a la batería, en este modo los semiconductores bloquean solo una fracción equivalente al voltaje V_{pc} , por lo cual el convertidor actúa enteramente como un convertidor de potencia parcial.

El segundo modo de operación entra en funcionamiento de manera paralela con el primer modo, es decir mientras este se encuentra operativo, dentro de este modo se controla la conmutación de los semiconductores distribuyéndose de manera que los tiempos de encendido con polaridad positiva y con polaridad negativa en el condensador sean, en estado estacionario iguales lo que hace que el voltaje en el condensador se mantenga controlado, se consigue este efecto al desactivar cada uno de los semiconductores (S_1, S_2, S_3, S_4), de modo que entre en estado de conducción el diodo D , que se muestra en la Figura 3.2. El control además requiere la implementación de una inicialización de la tensión en el condensador, llevando en primer lugar el voltaje al nivel deseado y una vez que el mismo se encuentra en estado estacionario se aplica el algoritmo de control que se describe en 3.3. Como resultado de la configuración del convertidor, se consigue tener una pseudoparcialidad, ya que el voltaje controlado en el condensador flotante hace que los semiconductores bloqueen menos tensión, lo que permite la reducción en las pérdidas de conmutación, aumentando la eficiencia general del sistema. Se le ha llamado a este concepto como pseudoparcial ya que viene conceptualmente de la inclusión de un convertidor que produce una tensión en serie entre la fuente de entrada y la batería en la salida, algo que generalmente se consigue con el uso de un transformador. En el momento en el cual conduce el diodo D , los semiconductores bloquean la mitad de la tensión de la fuente, es decir $\frac{V_d}{2}$ como en el caso de un convertidor de potencia completa, es por ello que se le denomina como un convertidor de potencia pseudoparcial.

3.2.2.1. Análisis de los modos de operación

En la Figura 3.3 se muestran las señales de control S_1, S_2 y S_{tes} provenientes de los controladores PI de corriente y voltaje, los mismos que se analizan en la sección 3.3, se muestran también las señales V_{GE1-3} y V_{GE2-4} , que representan las señales de disparo en el respectivo semiconductor. Se pueden distinguir dos intervalos de tiempo importantes, el primero $0 \leq t \leq t_1$, en el cual la señal $S_{tes} = 0$ y el segundo intervalo $t_1 \leq t \leq T$, en el que $S_{tes} = 1$. Como se observa en la figura que en el primer intervalo de tiempo siempre es cero, mientras que para el segundo intervalo

de tiempo la señal de disparo en los semiconductores es la misma que la señal de control. Por lo tanto se observa que la señal S_{tes} es capaz de habilitar o deshabilitar el funcionamiento de los semiconductores.

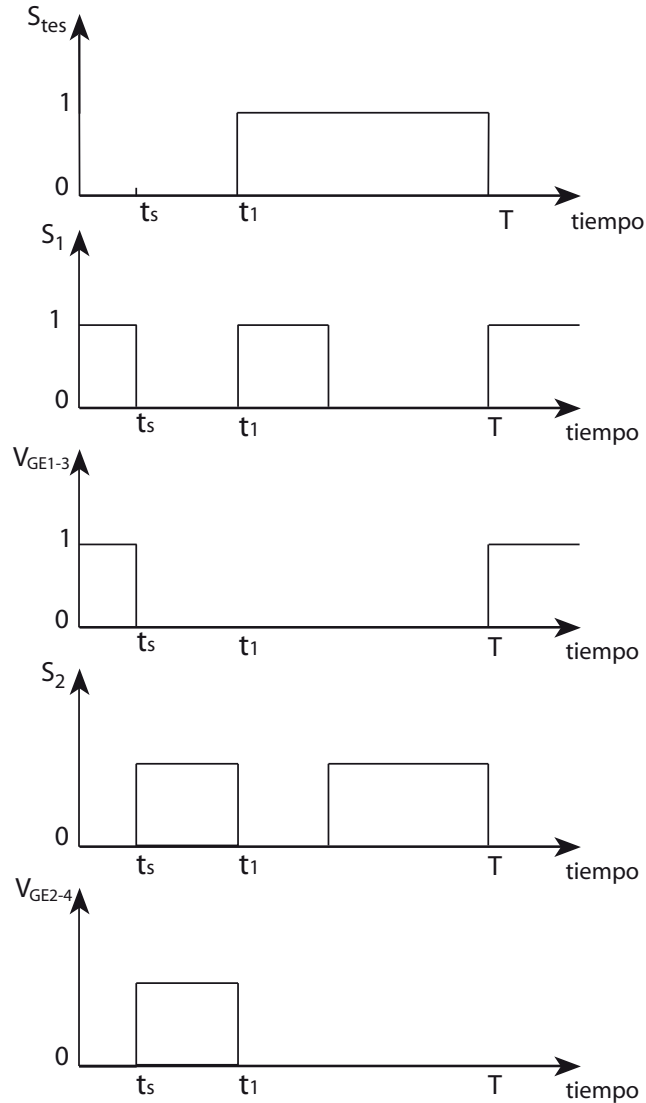


Figura 3.3: Señales de conmutación

En base al comportamiento de las señales de conmutación descritos anteriormente y considerando en el mismo intervalo tiempo T , es posible describir el principio de operación del convertidor de potencia pseudoparcial mediante una gráfica con las formas de onda idealizadas, según se muestra en la Figura 3.4.

- *Intervalo de tiempo $0 \leq t \leq t_s$*

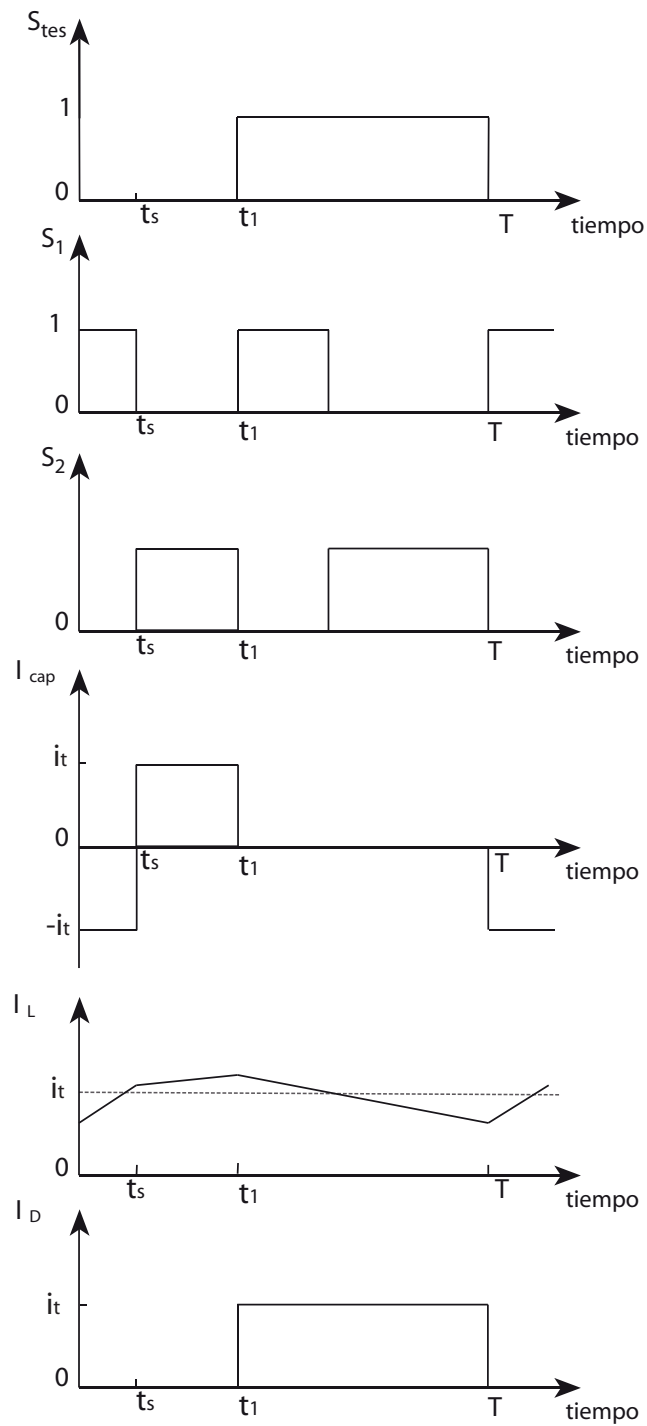


Figura 3.4: Formas de onda ideales en el convertidor

Con base al circuito del convertidor propuesto mostrado en la Figura 3.2, se observa que en este intervalo de tiempo los semiconductores S_1 y S_3 , cuya señal de disparo es V_{EG1-3} (véase Figura 3.3), se encuentran en estado de conducción, mientras que tanto los semiconductores S_2 y S_4 como el diodo D están en circuito abierto. Un circuito equivalente se muestra en la Figura 3.5. En este intervalo de tiempo el voltaje por el diodo D esta dado según la ecuación 3.5, esto produce que el diodo se encuentre polarizado inversamente, por lo tanto la corriente I_D a través del mismo es cero, como se ve observa en la Figura 3.4.

$$V_D = -(V_d + V_{pc}) \quad (3.5)$$

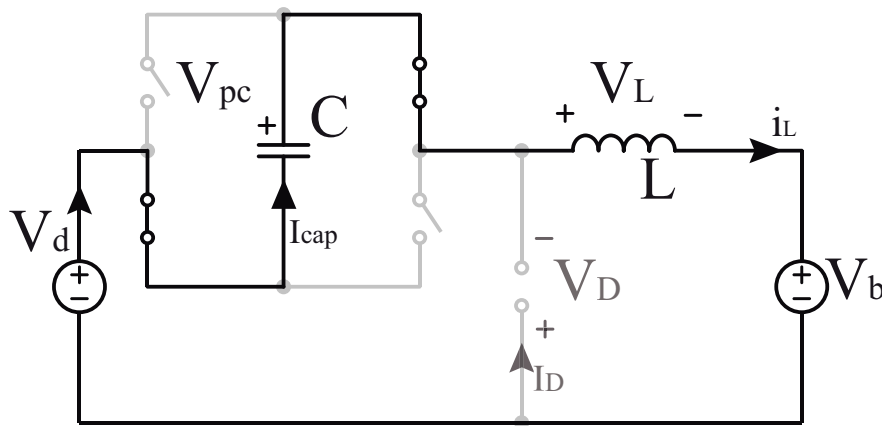


Figura 3.5: Circuito equivalente intervalo $0 \leq t \leq t_s$

En la Figura 3.5 se observa que el capacitor flotante queda conectado en serie con la fuente de alimentación haciendo que el voltaje parcial V_{pc} sea añadido al voltaje de entrada V_d , esto hace que la corriente I_{cap} sea negativa como se observa en la figura de formas de onda ideales.

Por otra parte el voltaje en el inductor V_L queda establecido como:

$$V_L = V_d + V_{pc} - V_b \quad (3.6)$$

Este voltaje da lugar a un aumento lineal en la corriente con una pendiente dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_d + V_{pc} - V_b}{L} \quad (3.7)$$

Es posible determinar la corriente en el inductor L a partir de la ecuación de voltaje del mismo como se muestra en las ecuaciones 3.8 y 3.9.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.8)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt + i_L(0) \quad (3.9)$$

En donde $i_L(0)$ es la corriente inicial en el inductor para el tiempo $t = 0$, reemplazando 3.6 en 3.9 se obtiene:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t (V_d + V_{pc} - V_b) dt + i_L(0) = \frac{(V_d + V_{pc} - V_b)}{L} t + i_L(0) \quad (3.10)$$

El valor máximo de la corriente i_L para este intervalo de tiempo es:

$$i_L(t_s) = \frac{(V_d + V_{pc} - V_b)}{L} t_s + i_L(0) \quad (3.11)$$

Se puede escribir a t_s como una fracción a del tiempo total T , por lo que 3.11 se reescribe como:

$$i_L(t_s) = \frac{(V_d + V_{pc} - V_b)}{L} (aT) + i_L(0) = \frac{(V_d + V_{pc} - V_b)}{f_s L} a + i_L(0) \quad (3.12)$$

En donde f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor.

- *Intervalo de tiempo $t_s \leq t \leq t_1$*

Según el mismo circuito de la Figura 3.2 se observa que para este intervalo de tiempo los semiconductores S_2 y S_4 , cuya señal de disparo es V_{EG2-4} (véase Figura 3.3), se encuentran en estado de conducción, mientras que tanto los semiconductores S_1 y S_3 como el diodo D están en circuito abierto. Un circuito equivalente se muestra en la Figura 3.6.

Como en el caso anterior, para este intervalo de tiempo el diodo también se encuentra polarizado inversamente, esta vez el voltaje por el diodo D está dado según la ecuación 3.13, por lo tanto la corriente I_D que atraviesa el mismo también es cero, como se ve observa en la Figura 3.4.

$$V_D = -(V_d - V_{pc}) \quad (3.13)$$

Al observar el circuito equivalente para este caso en la Figura 3.6 se nota que el capacitor flotante queda conectado de modo que el voltaje parcial V_{pc} es restado del voltaje de entrada V_d , de modo que la corriente I_{cap} que atraviesa el capacitor en el sentido que se indica en la figura es positiva, como se muestra

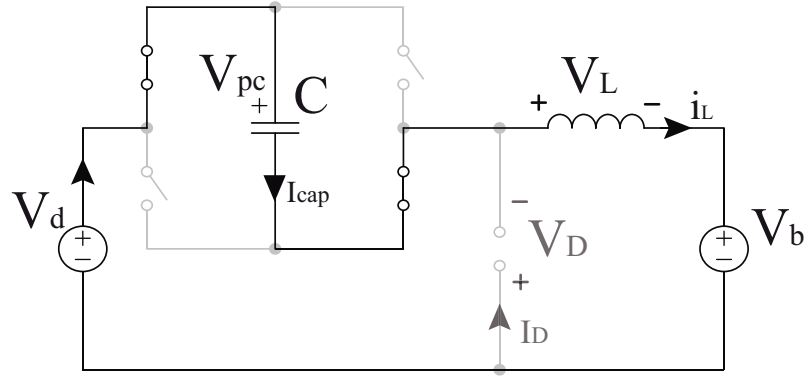


Figura 3.6: Circuito equivalente intervalo $t_s \leq t \leq t_1$

en la Figura 3.4.

El voltaje en el inductor para este intervalo se lo puede expresar como:

$$V_L = V_d - V_{pc} - V_b \quad (3.14)$$

A diferencia de la ecuación 3.6 en 3.14 el signo del voltaje parcial es negativo, esto hace que en este intervalo de tiempo el voltaje en el inductor sea mucho menor que en el intervalo previo, produciendo que la pendiente con la cual crece la corriente sea menor, la misma que se puede expresar según la ecuación 3.15. Si se establece un valor para el voltaje parcial lo suficientemente alto de modo que la suma entre este y el voltaje de la batería sea mayor que el voltaje de entrada, la corriente tendría pendiente negativa, y por lo tanto, sería decreciente en este intervalo.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_d - V_{pc} - V_b}{L} \quad (3.15)$$

Para determinar la corriente en el inductor se reemplaza 3.14 en 3.9, resultando:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_s}^t (V_d - V_{pc} - V_b) dt + i_L(t_s) = \frac{(V_d - V_{pc} - V_b)}{L} (t - t_s) + i_L(t_s) \quad (3.16)$$

Reemplazando en esta expresión la ecuación 3.12, ya que la corriente máxima alcanzada en el intervalo anterior es la corriente inicial para este intervalo. Por lo tanto se obtiene la siguiente expresión para la corriente:

$$\frac{(V_d - V_{pc} - V_b)}{L} (t - t_s) + \frac{(V_d + V_{pc} - V_b)}{f_s L} a + i_L(0) \quad (3.17)$$

El valor máximo que alcanza la corriente se produce en al final del intervalo, el mismo que se puede expresar como:

$$i_L(t_1) = \frac{(V_d - V_{pc} - V_b)}{L}(t_1 - t_s) + \frac{(V_d + V_{pc} - V_b)}{f_s L}a + i_L(0) \quad (3.18)$$

Simplificando la ecuación anterior resulta:

$$i_L(t_1) = \frac{(V_d - V_{pc} - V_b)}{L}(t_1) + \frac{(2V_{pc})}{f_s L}a + i_L(0) \quad (3.19)$$

Al expresar el instante t_1 como una fracción b del periodo de conmutación T se puede reescribir la ecuación 3.19 como:

$$i_{Lmax} = \frac{(V_d - V_{pc} - V_b)}{f_s L}b + \frac{(2V_{pc})}{f_s L}a + i_L(0) \quad (3.20)$$

■ *Intervalo de tiempo $t_1 \leq t \leq T$*

Para el último intervalo de tiempo, todos los semiconductores S_1, S_2, S_3, S_4 mostrados en la Figura 3.2, se encuentran en circuito abierto, de modo que en este intervalo únicamente el diodo D conduce, tal como se muestra en el circuito equivalente de la Figura 3.7.

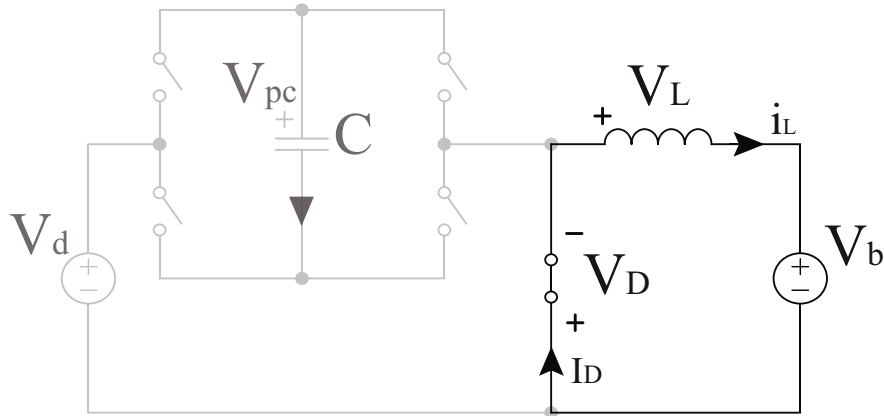


Figura 3.7: Circuito equivalente intervalo $t_1 \leq t \leq T$

Debido a que el diodo D para este estado se encuentra estado de conducción el voltaje a través del mismo es cero (considerando elementos ideales), y la corriente que atraviesa el mismo será la misma corriente del inductor, según lo observado en la Figura 3.4, en la misma figura se puede observar que la corriente que circula por el capacitor flotante es cero, debido al estado indicado

en el que se encuentran los semiconductores.

El voltaje V_L en el inductor queda como el negativo del voltaje en la batería:

$$V_L = -V_b \quad (3.21)$$

Al presentarse un voltaje negativo en el inductor la corriente en el mismo decrece con una pendiente igual a:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_L}{L} = \frac{-V_b}{L} \quad (3.22)$$

Se puede calcular la corriente en el inductor al reemplazar 3.22 en 3.9, resultando:

$$i_L = -\frac{1}{L} \int_{t_1}^t V_b dt + i_L(t_1) = -\frac{V_b}{L}(t - t_1) + i_L(t_1) \quad (3.23)$$

El valor de la corriente inicial $i_L(t_1)$ corresponde al valor máximo de la corriente calculada en el intervalo anterior, por ello se reemplaza dicho valor mostrado en el ecuación 3.20 en 3.23, resulta:

$$i_L = -\frac{V_b}{L}(t - t_1) + \frac{(V_d - V_{pc} - V_b)}{f_s L} b + \frac{(2V_{pc})}{f_s L} a + i_L(0) \quad (3.24)$$

El valor mínimo de la corriente se produce al final del periodo de conmutación T , el mismo que se puede simplificar como:

$$i_{Lmin} = \frac{V_{pc}(2a - b) + V_b(b - 1)}{Lf_s} + i_L(0) \quad (3.25)$$

3.2.2.2. Análisis volt-segundo

Con el fin de obtener la relación entre la salida y la entrada del convertidor, según el circuito de la Figura 3.2, se realiza el balance voltio-segundo, el mismo que establece que si el convertidor se encuentra operando en estado permanente, las variaciones de la corriente i_L que atraviesa el inductor durante el proceso de carga y descarga de este deberán ser iguales a lo largo de un periodo de conmutación, por lo tanto se tiene que:

$$\frac{V_d + V_{pc} - V_b}{L} t_1 = \frac{V_{pc} + V_b - V_d}{L} t_2 + \frac{V_b}{L} t_d \quad (3.26)$$

$$\Rightarrow V_b T_s = V_d(t_1 + t_2) + V_{pc}(t_1 - t_2) \quad (3.27)$$

En donde t_1 representa el tiempo en el cual el voltaje parcial es añadido al voltaje de entrada, t_2 es el tiempo en el cual el voltaje parcial es restado del voltaje de

entrada V_d y t_d representa el tiempo en el cual conduce el diodo D anti retorno. Al definir los ciclos de trabajo es posible por la tanto determinar la relación de entrada y salida del convertidor, resultando:

$$V_b = V_d(d_1 + d_2) + V_{pc}(d_1 - d_2) \quad (3.28)$$

Una vez definida la función de transferencia en estado permanente del convertidor y definiendo $d\sigma$ y $d\beta$ como:

$$d\sigma = d_1 + d_2 \quad (3.29)$$

$$d\beta = d_1 - d_2 \quad (3.30)$$

Las ecuaciones que modelan la dinámica del convertidor son las siguientes:

$$L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = V_d d\sigma + V_{pc} d\beta - V_b \quad (3.31)$$

$$C_p \frac{dV_{pc}}{dt} = i_L d\beta \quad (3.32)$$

El ciclo de trabajo permite alternar entre tres diferentes estado de conmutación de los semiconductores, estos estados son los que permiten los dos modos de operación antes descritos.

3.2.3. Modulación

El método de modulación que se emplea para la generación de las señales de control en este convertidor es del tipo PWM, en la cual la señal portadora corresponde a una triangular cuyos valores máximos y mínimos estén entre 0 y 1, estos son seleccionados de modo que hagan posible la generación de las mencionadas señales de disparo, para todo valor del índice de modulación que se obtenga a la salida del lazo de control, ya que el valor de este parámetro puede variar entre estas cifras. El principio de funcionamiento para la modulación PWM establece que, si el valor de la señal de entrada es mayor al valor de la señal portadora, el valor en la salida del bloque de modulación será un uno lógico, el cual produce un disparo en el semiconductor, para el caso contrario si el valor de la señal de entrada es menor al valor de la portadora en la salida se establecerá un cero lógico, haciendo que el semiconductor no entre en estado de conducción, de esta manera el valor de la señal de entrada se ve reflejada en el valor medio de la señal de salida del bloque de modulación. En la Figura 3.8 se puede observar el funcionamiento antes descrito, en la parte superior se muestra el valor del índice de modulación junto con la señal portadora, mientras que en el parte inferior se muestra el resultado.

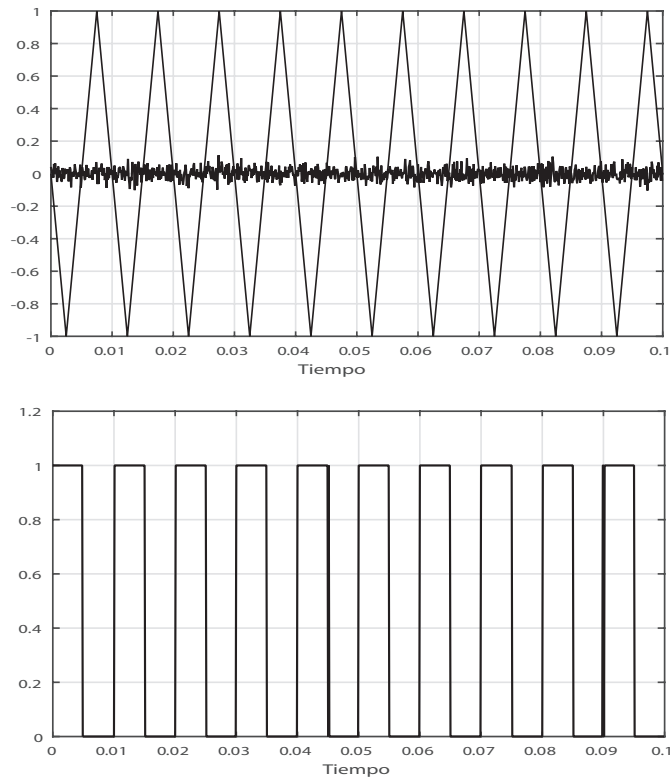


Figura 3.8: Modulación PWM

3.3. Esquema de control

En esta sección se describe el esquema de control implementado para el correcto funcionamiento del convertidor de potencia parcial, a este esquema se lo puede dividir en dos partes. La primera se basa en un lazo de control en cascada que trabaja con controladores lineales PI como se muestra en la Figura 3.9, esta parte del esquema de control permite mantener controlado apropiadamente el proceso de carga conforme al esquema de carga de corriente constante- voltaje constante (*véase 2.5.2*), para ello es necesario que tanto el voltaje en el capacitor flotante V_{pc} , la corriente i_L que atraviesa el inductor y el voltaje en la batería V_b sean controlados. Las dos primeras variables se encuentran relacionadas con la suma y la diferencia de los ciclos de trabajo de la celda conmutada tipo puente H, usando esta relación se puede simplificar el diseño de los controladores necesarios.

La segunda parte del esquema de control se encarga de habilitar o deshabilitar la conmutación de los semiconductores, permitiendo de este modo que el convertidor trabaje en sus dos modos de operación descritos en 3.2.2. Al igual que para la pri-

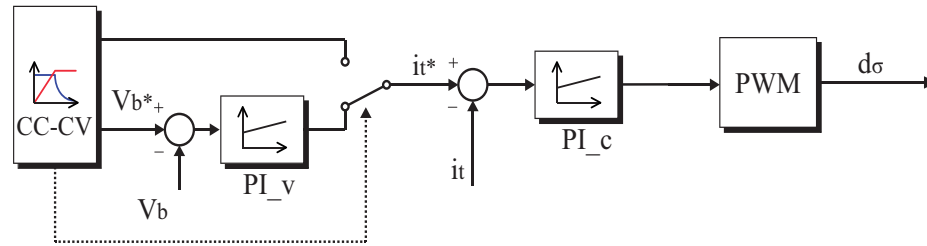


Figura 3.9: Primera etapa del esquema de control

En la primera parte del esquema de control, se utiliza un controlador lineal, como se muestra en la Figura 3.10 el cual se encarga de mantener el voltaje parcial V_{pc} del convertidor controlado.

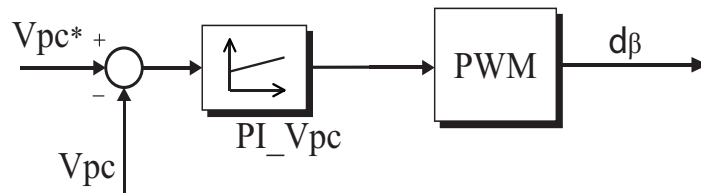


Figura 3.10: Segunda etapa del esquema de control

3.3.1. Lazos de control lineal

Según las ecuaciones 3.28 y 3.29 existe una dependencia entre i_L sobre V_{pc} , la cual si no es manejada apropiadamente podría producir inestabilidad en el sistema. Para reducir este acoplamiento entre las variables mencionadas, el controlador del voltaje V_{pc} , debe ser diseñado de tal manera que imponga una dinámica lenta para las variaciones en el voltaje V_{pc} del convertidor, esto se logra al escoger para el controlador un ancho de banda significativamente más pequeño en comparación con el controlador de corriente, de esta manera estas variaciones lentas en la dinámica del sistema serán compensadas por el controlador de corriente, eliminando su influencia en estado estacionario.

La primera etapa de este esquema de control consiste en una arquitectura tradicional de control en cascada, este lazo de control permite regular el voltaje de la batería a través del cambio controlado de la corriente en el inductor i_L . Tanto

el voltaje como la corriente mencionados son regulados por medio de controladores lineales PI. La señal de salida del controlador PI de corriente corresponde a $d1$. Las señales de referencia para este lazo de control están definidas por el BMS de acuerdo al esquema de carga empleado, tal como se observa en la Figura 3.9. Para el controlador interno de esta lazo en cascada, es decir para el controlador que regula la corriente que ingresa a la batería la señal de referencia cambia según el estado de carga que tenga la batería, cuando esta se encuentra descargada y el proceso de carga inicia la referencia de corriente es establecida por el BMS de modo que sea posible que la estación de carga opere a su potencia nominal, esta referencia se mantiene hasta que la batería alcanza su valor de voltaje nominal, el cual típicamente se encuentra alrededor del 94 % del estado de carga de la batería, en este instante es la propia batería la que determina cuanta corriente debe absorber para completar su carga, por lo tanto la referencia para el controlador de corriente cambia, siendo a partir de este instante la señal de la salida del controlador externo del lazo en cascada, es decir del controlador de voltaje que permite mantener constante el valor nominal máximo en la batería [1].

El segundo lazo de control se lo emplea para regular el voltaje parcial V_{pc} , al igual que el lazo anterior, este también es regulado por un controlador PI, cuya señal de salida corresponde a $d2$. Es importante notar que la señal de referencia para este voltaje es la que establece la relación de parcialidad del sistema y, por lo tanto, define la cantidad de energía que procesa el convertidor.

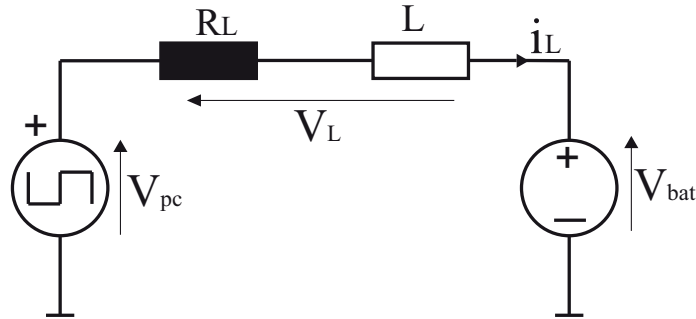


Figura 3.11: circuito equivalente

Para determinar los parámetros de los controladores es necesario obtener la función de transferencia entre la corriente de salida y el voltaje en el convertidor, para ello se parte del circuito equivalente mostrado en la Figura 3.11, en donde por uso de LVK se obtiene:

$$V_{pc} = i_L R + L \frac{di_L}{dt} + V_{bat} \quad (3.33)$$

Se simplifica la ecuación anterior eliminando el voltaje V_{bat} , al ser un valor que

es posible medirlo, se expresa el resultado en términos de Laplace, obteniendo la ecuación 3.34, la cual es la función de transferencia usada para el cálculo de los parámetros del controlador de corriente.

$$\frac{i_L(s)}{V_{pc}(s)} = \frac{1}{R_L + sL} \quad (3.34)$$

En donde R_L y L son los valores del inductor y la resistencia equivalente de la mismo.

Para el controlador que regula el voltaje parcial V_{pc} se obtiene la función de transferencia a partir de la ecuación del voltaje a través del capacitor C_{pc} , por lo tanto la planta que se usa para el diseño del controlador es:

$$\frac{V_{pc}(s)}{I_{cap}(s)} = \frac{1}{sC} \quad (3.35)$$

En donde C es el valor del capacitor C usado en el convertidor.

Las señales de disparo que son enviadas hacia los semiconductores son generadas según la ecuación 3.30, es decir mediante la diferencia de las señales provenientes de los controladores. En la Figura 3.12 se muestra la lógica que permite la conmutación entre los dos modos de operación del convertidor. La señal d_2 proveniente del controlador que regula el voltaje parcial es la misma que permite el cambio entre los dos modos de operación del convertidor, alternando entre un cero lógico, estado en el cual conduce el diodo (Figura 3.7) y el estado de operación parcial en el cual opera el convertidor (Figuras 3.5 y 3.6).

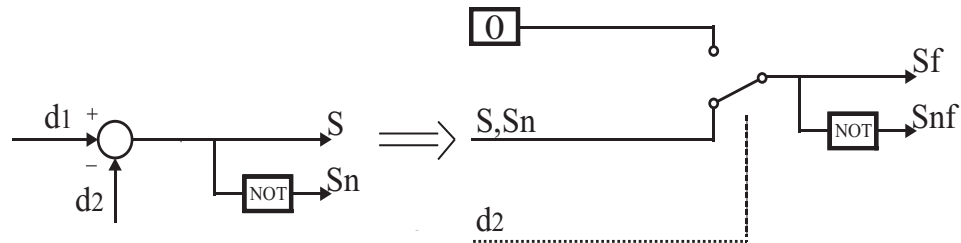


Figura 3.12: Lógica de conmutación

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

EN el presente capítulo se muestra la validación en simulación de la configuración para el convertidor de potencia pseudo parcial propuesto. La simulación se basa en la topología del convertidor mostrada en la Figura 3.2. Dicha simulación se realiza con valores típicos de una estación de carga rápida, permitiendo principalmente obtener resultados que demuestren el control tanto de la corriente que el convertidor entrega a la batería, como del voltaje parcial. Además se realiza un análisis en simulación de la eficiencia del convertidor basándose en un modelo térmico y los parámetros de los semiconductores obtenidos en sus hojas características, finalmente este resultado de eficiencia se compara con un convertidor tradicional de potencia completa. Todas las simulaciones mencionadas son realizadas en el software PLECS.

4.1. Parámetros de Simulación

El escenario de simulación considera una estación de carga rápida, la cual es capaz de proveer una potencia de 70kW, mientras que el convertidor procesa aproximadamente 40kW, es decir un 58 % de la potencia total. Como se mencionó en el capítulo anterior el esquema de carga empleado corresponde al algoritmo CC-CV, realizando la transición de referencia cuando $SoC = 94\%$. La Tabla 4.1 muestra los parámetros para el resto de la simulación.

Otros de los parámetros importantes dentro de esta simulación corresponden a los valores de K_p y K_i de cada uno de los tres controladores PI empleados, en función de los valores del inductor de salida y el capacitor parcial empleado se obtienen las siguientes funciones para dichos controladores:

$$\text{Controlador PI de corriente} = \frac{8,9324s + 39749,18}{s} \quad (4.1)$$

Tabla 4.1: Parámetros de simulación

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	P_d	70 kW
Voltaje de alimentación DC	V_d	600 V
Corriente durante el modo CC	i_t	200 A
Capacitor parcial	C	1500 μ F
Inductor de Salida	L	1 mH
Capacidad de la batería	Q	50 Ah
Frecuencia de conmutación	f_s	10 kHz
Voltaje nominal de la batería	V_b	376.2 V
Estado de carga inicial	SoC	50 %
Estado de carga inicial de C	V_{pc0}	150 V
Voltaje parcial	V_{pc}	200 V

$$\text{Controlador PI de voltaje } V_{pc} = \frac{0,99496s + 394}{s} \quad (4.2)$$

$$\text{Controlador PI de voltaje } V_b = \frac{99,496s + 394}{s} \quad (4.3)$$

4.2. Análisis en estado estacionario

Como se mencionó anteriormente el algoritmo del esquema de carga empleado corresponde al de CC-CV analizado en la sección 2.5.2, sin embargo para esta simulación únicamente se usan las etapas de corriente constante y de voltaje constante, pasando por alto la etapa de carga por goteo debido a la falta de necesidad de probar el estado funcional de la batería dentro de la simulación.

En base al esquemático del circuito implementado, que se muestra en la Figura 4.1, se obtienen los resultados expuestos en este capítulo.

En el esquemático elaborado en el software PLECS presentado se distinguen tanto la topología del convertidor propuesto como el algoritmo de control empleado,

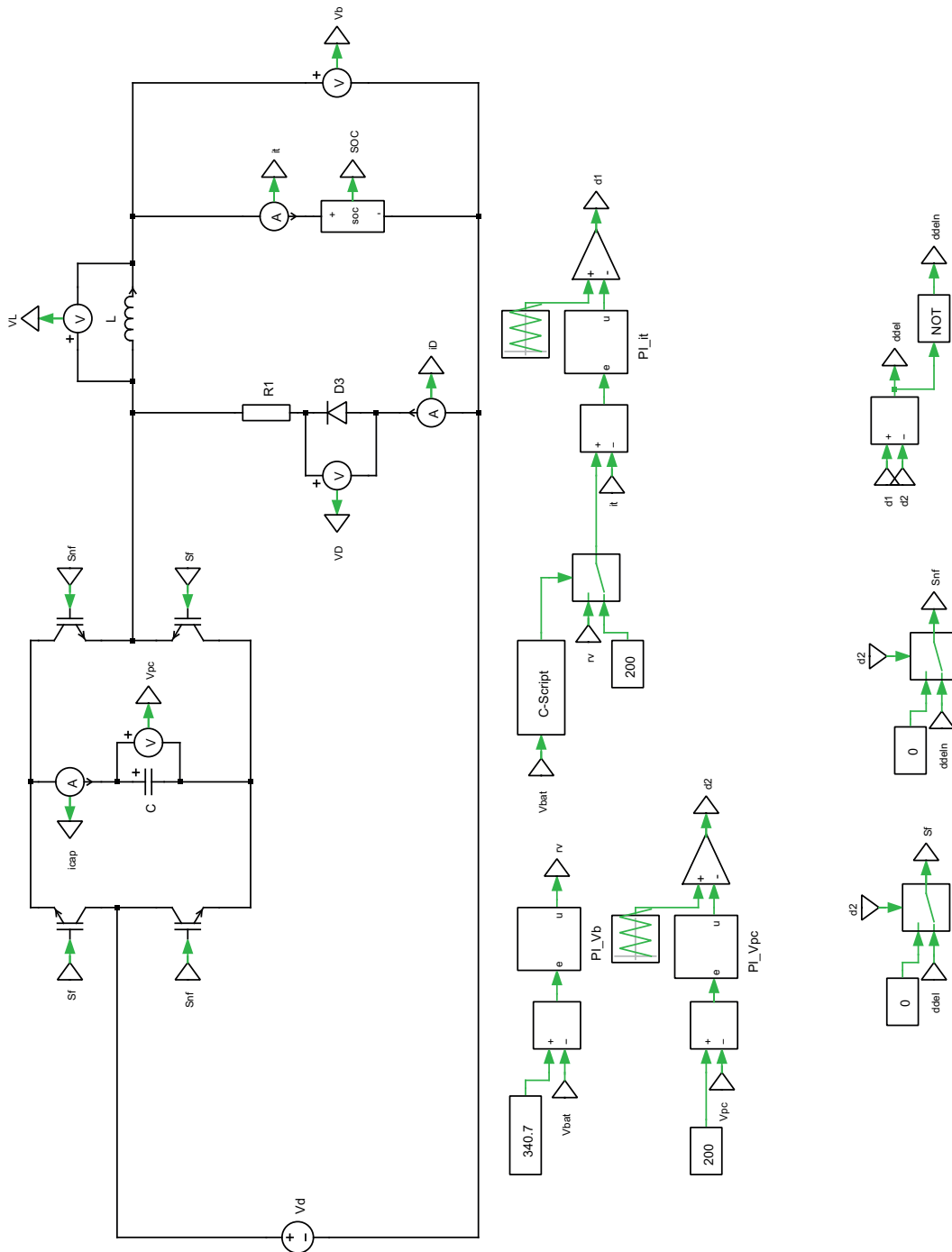


Figura 4.1: Esquemático en PLECS del convertidor

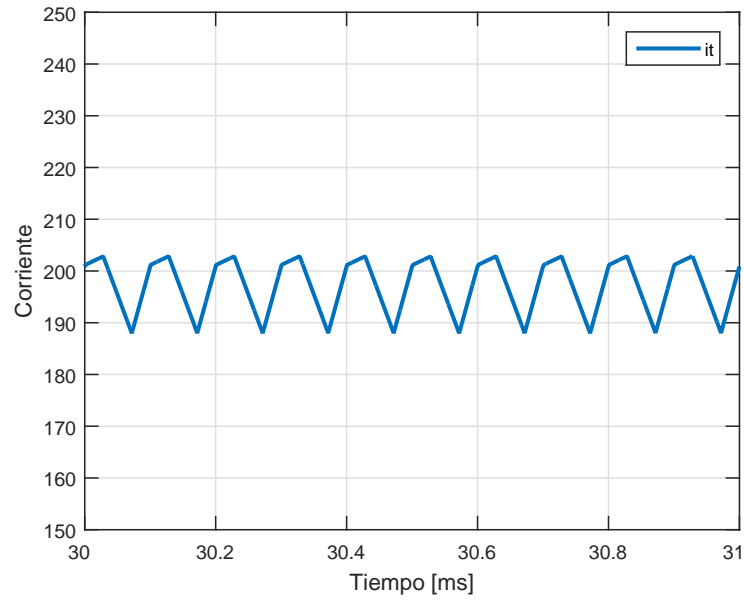
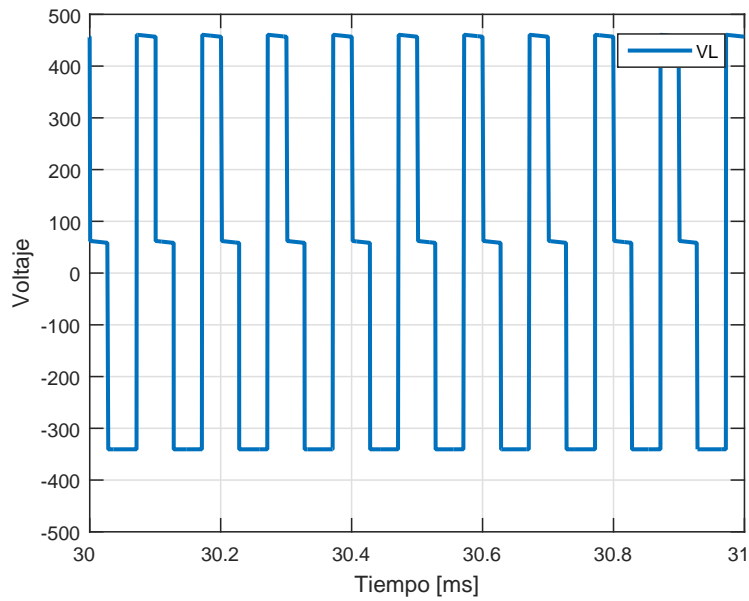
el bloque *C-Script* es una porción de código C que controla la conmutación de la señal de referencia para el controlador de corriente.

Dado que la operación inicial del convertidor en estado estacionario se da en el modo de carga CC, la estación de carga rápida alimenta la batería con su corriente nominal, es decir 200 A. En la Figura 4.2a se puede observar como la corriente sigue la referencia establecida para la misma durante el modo CC según lo mostrado en el Tabla 4.1, el *ripple* que presenta es del 7.527 % de su valor medio.

En la Figura 4.2b se muestra el voltaje a través del inductor para el mismo intervalo de tiempo en el que se muestra la corriente. En las dos figuras mencionadas se muestra el comportamiento del convertidor en sus dos modos de operación. En la parte b se observa el voltaje en el inductor en cada uno de los intervalos de conmutación, como se analizó en la sección 3.2.2.1, este voltaje toma tres valores diferentes, el valor más alto corresponde al intervalo de conmutación en el cual el valor del voltaje parcial del convertidor se suma al voltaje de entrada, produciendo así una mayor tensión en los terminales del inductor, esto hace que la corriente en ese intervalo crezca con una pendiente mas grande. El segundo valor en el voltaje del inductor que se aprecia corresponde al segundo intervalo de conmutación, en el cual el valor del voltaje parcial es restado del voltaje de alimentación, esto produce una reducción en el voltaje en el inductor, es por esto que la pendiente con la cual crece la corriente también se reduce. El tercer valor que toma el voltaje en el inductor corresponde al intervalo de conmutación en el cual el diodo *D* del convertidor conduce, es decir cuando todos los semiconductores se encuentran abiertos, este voltaje corresponde al negativo del voltaje de la batería, en consecuencia marca una reducción en la corriente. La Figura 4.3 muestra la corriente que fluye por el diodo para el mismo intervalo de tiempo.

El convertidor es por lo tanto capaz de regular satisfactoriamente el proceso de carga al mantener el voltaje parcial controlado en 200 V según los parámetros de la Tabla 4.1. En la Figura 4.4 se muestra como tanto el voltaje parcial V_{pc} como la corriente i_{cap} se encuentran controlados. Adicionalmente, se observa que tanto los ciclos de carga y descarga están bien balanceados, lo cual permite el control del voltaje parcial V_{pc} como se muestra en la Figura 4.4a. El *ripple* que presenta el voltaje del convertidor es de 3.487 V, equivalente al 1.74 % de su valor medio. Consecuentemente la corriente neta que fluye a través del capacitor parcial es cero de acuerdo a la Figura 4.4b.

Un vistazo más amplio de la operación de la estación de carga rápida se presenta en la Figura 4.5, cual presenta el voltaje de la batería y la corriente que fluye hacia la misma durante el entero proceso de carga. Se observa claramente el perfil del esquema de carga CC-CV. En primer lugar, durante el modo CC una corriente

(a) Corriente de salida i_t (b) Voltaje V_L en el inductor de salidaFigura 4.2: Corriente y voltaje en el inductor L durante el modo CC

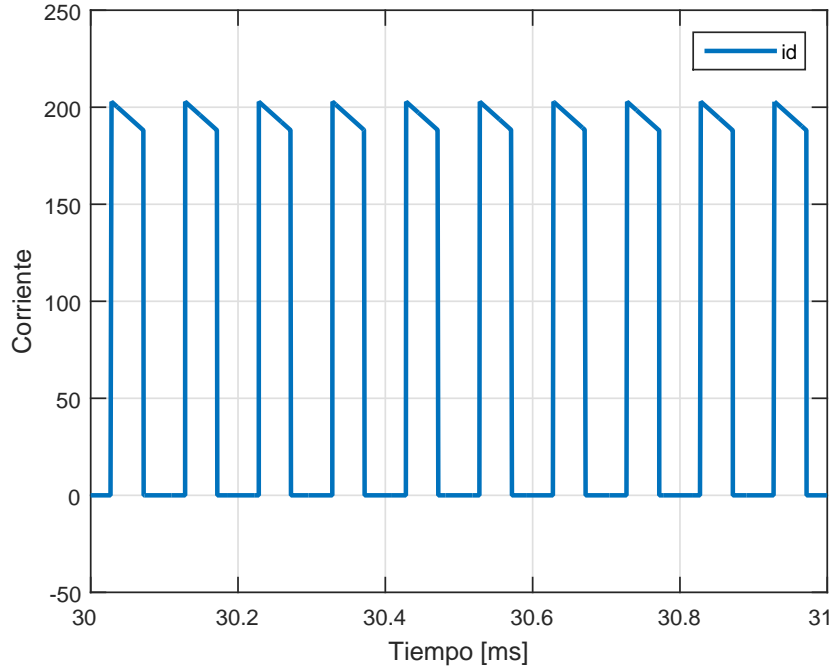


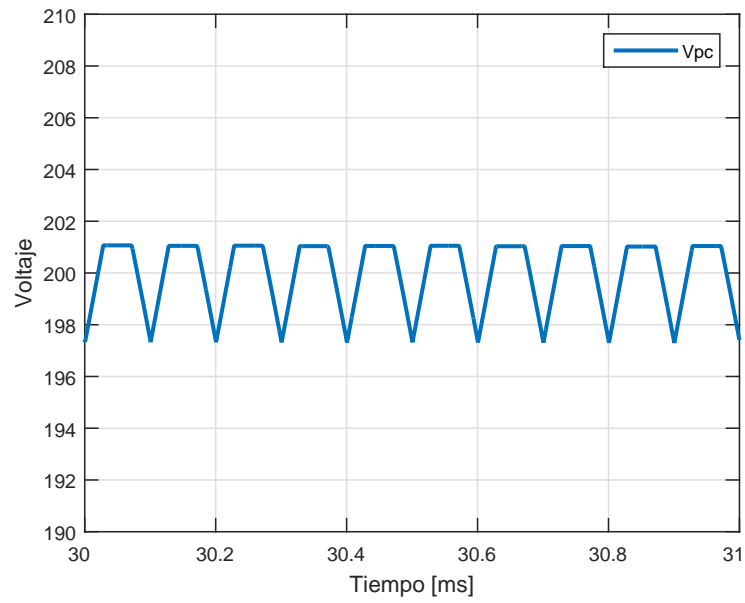
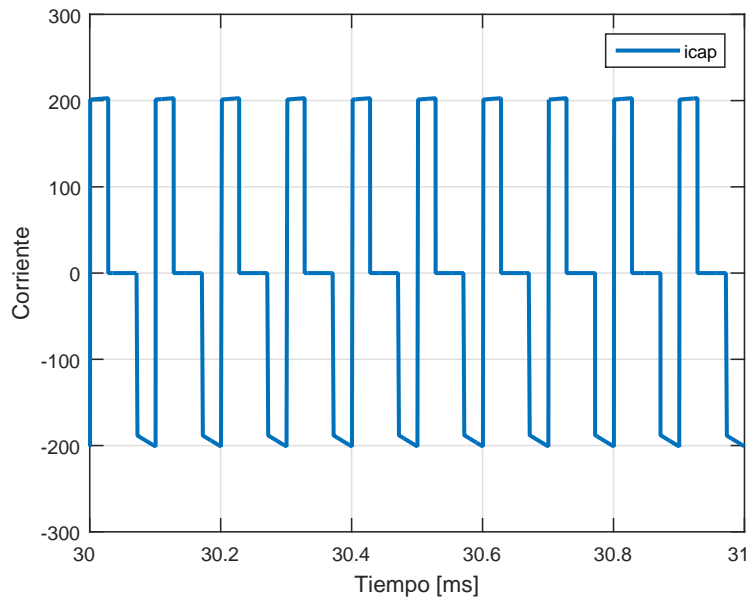
Figura 4.3: Corriente a través del diodo

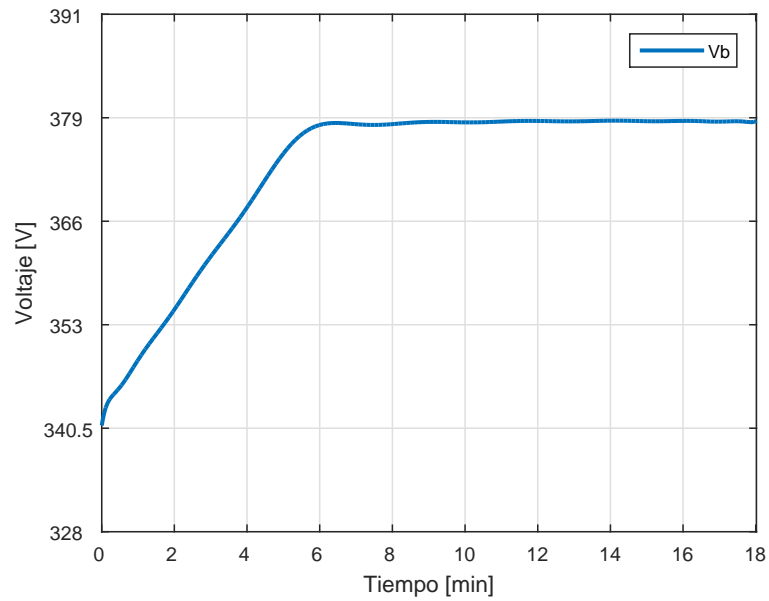
constante de 200 A se suministra a la batería hasta que el BMS cambia la referencia del controlador de corriente, activando así el modo CV, este cambio ocurre en $t = 342,6s$, cuando la batería alcanza un estado de carga $SoC = 94\%$. En este modo la corriente empieza a decrecer exponencialmente hasta que la corriente que atraviesa la batería llega al 10% de su valor inicial, manteniéndose así el nivel alcanzado antes del estado de carga, como se muestra en la Figura 4.6.

Como se mencionó anteriormente, el principal propósito de esta topología de carga es la reducción de la potencia que es manejada por los componentes que conforman la estación de carga, en especial de los semiconductores. En los presentes resultados se observa que el total de potencia que es suministrada a la batería alcanza un valor de 68.4 kW durante el modo de carga CC, este resultado se muestra en la Figura 4.7. En la misma figura se muestra la cantidad de potencia que es manejada por el convertidor, la cual es de 40.1 kW. En la ecuación 3.3 se definió la razón de parcialidad del convertidor como el cociente entre la potencia manejada por el mismo y la potencia de entrada, resultando:

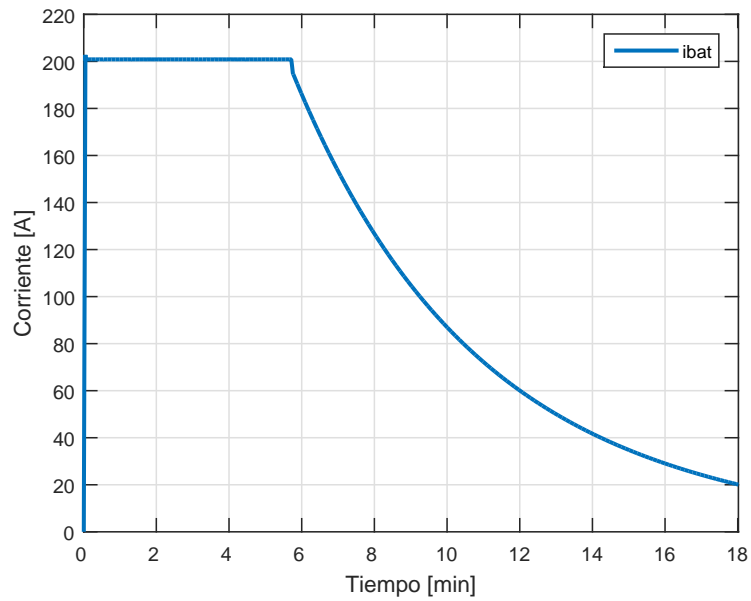
$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{dc}} = \frac{40,1kW}{68,4kW} = 0,5862 \quad (4.4)$$

Por lo tanto se observa que el convertidor de potencia parcial maneja el 58.62% de

(a) Voltaje parcial V_{pc} (b) Corriente i_{cap} Figura 4.4: Corriente y voltaje en el inductor L durante el modo CC



(a) Voltaje de la batería



(b) Corriente en la batería

Figura 4.5: Corriente y voltaje en la batería durante el proceso de carga completo

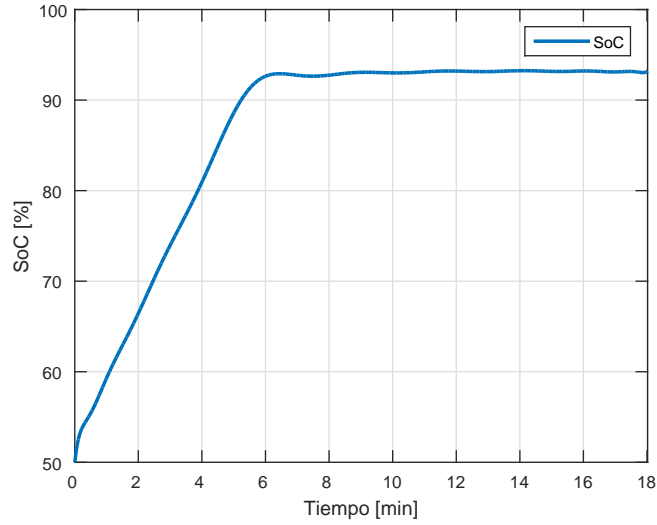


Figura 4.6: Estado de carga de la batería

la potencia total durante todo el proceso de carga. Como se mencionó anteriormente la razón de parcialidad del convertidor depende del voltaje parcial V_{pc} , por lo tanto para que el convertidor mantenga su parcialidad este voltaje debe permanecer constante.

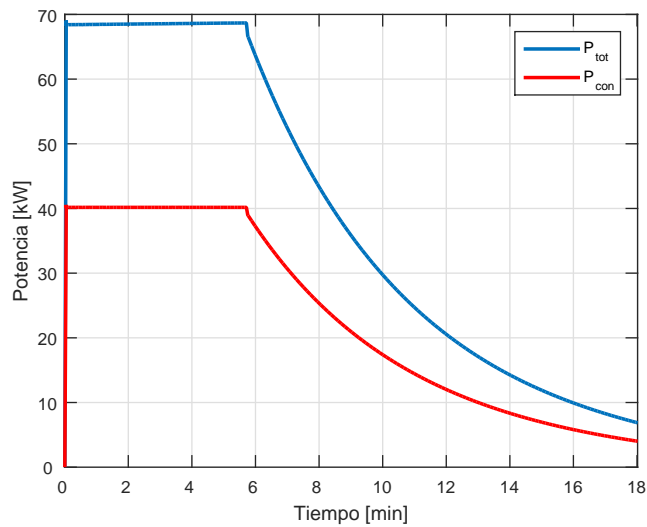


Figura 4.7: Potencia total suministrada y potencia manejada por el convertidor

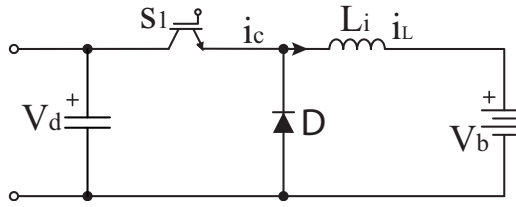


Figura 4.8: Convertidor de potencia completa (*buck converter*)

Una vez que se ha validado el principio de operación del convertidor, se procede a realizar una simulación del análisis de eficiencia. Para evaluar la eficiencia del convertidor se consideran las pérdidas de conducción y conmutación, para dicho fin se utiliza la herramienta de los modelos térmicos de PLECS. Como se mencionó en el principio del capítulo la descripción térmica de cada uno de los componentes que se requiere es extraída de las hojas características de los mismos. Para esta simulación se han considerado el IGBT SKM75GB12V y el diodo C3D20060D.

Con el fin de realizar una comparación de la configuración propuesta, se realiza una simulación de un convertidor convencional de potencia parcial bajo las mismas condiciones de operación y suministrando la misma cantidad de corriente hacia la batería. Para esta comparación se elimina la celda conmutada del convertidor de potencia parcial por un solo semiconductor siendo esta la topología del convertidor *buck* que se muestra en la Figura 4.8. En la Tabla 4.2 se muestran los parámetros bajo los cuales se realiza la simulación con el convertidor de potencia completa, los cuales son los mismos que se utilizaron para el convertidor de potencia parcial propuesto.

La Figura 4.9 muestra la comparación de eficiencia entre los dos convertidores, el convertidor de potencia parcial muestra una eficiencia de 98.62 % con respecto a una eficiencia de 94.95 % para el convertidor de potencia completa en el modo de carga CC. La eficiencia de los dos convertidores se incrementa ligeramente cuando el BMS cambia al modo de carga CV, alcanzando al final del proceso valores de 99.3 % para el convertidor de potencia parcial y de 97.10 % para el convertidor de potencia completa.

4.3. Análisis de parcialidad

Finalmente se procede a realizar un análisis de la parcialidad del sistema, al hacer operar al convertidor con distintos niveles de voltaje parcial, es decir se establece como referencia para V_{pc} varios valores de voltaje con el fin de observar el

Tabla 4.2: Parámetros de simulación

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	P_d	70 kW
Voltaje de alimentación DC	V_d	600 V
Corriente durante el modo CC	i_t	200 A
Inductor de Salida	L	1 mH
Capacidad de la batería	Q	50 Ah
Frecuencia de conmutación	f_s	10 kHz
Voltaje nominal de la batería	V_b	376.2 V
Estado de carga inicial	SoC	50 %

desempeño del convertidor para cada caso.

Se eligen cuatro diferentes valores para el voltaje parcial V_{pc} , al cambiar este voltaje cambia también la potencia que maneja el convertidor, modificando las pérdidas y en consecuencia la eficiencia del mismo. En la Tabla 4.3 se muestra el análisis para 4 diferentes valores de V_{pc} , junto con la potencia que maneja el convertidor para cada caso. Se muestra que conforme el convertidor maneja menos potencia las pérdidas son menores mejorando la eficiencia, en la misma tabla el porcentaje de eficiencia mostrado corresponde al modo de carga CC. En la Figura 4.10 se muestra el gráfico de los resultados de potencia y eficiencia de la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Análisis de parcialidad

Voltaje V_{pc}	Potencia	Parcialidad	Eficiencia
200 V	40.1 kW	58.62 %	98.62 %
225 V	45.1 kW	34.06 %	98.54 %
275 V	55.2 kW	19.30 %	98.52 %
300 V	60.2 kW	11.99 %	98.48 %

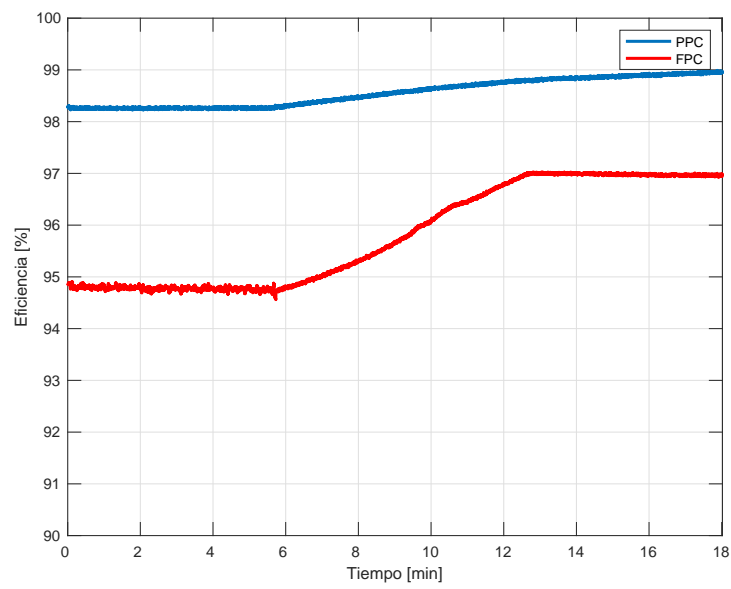
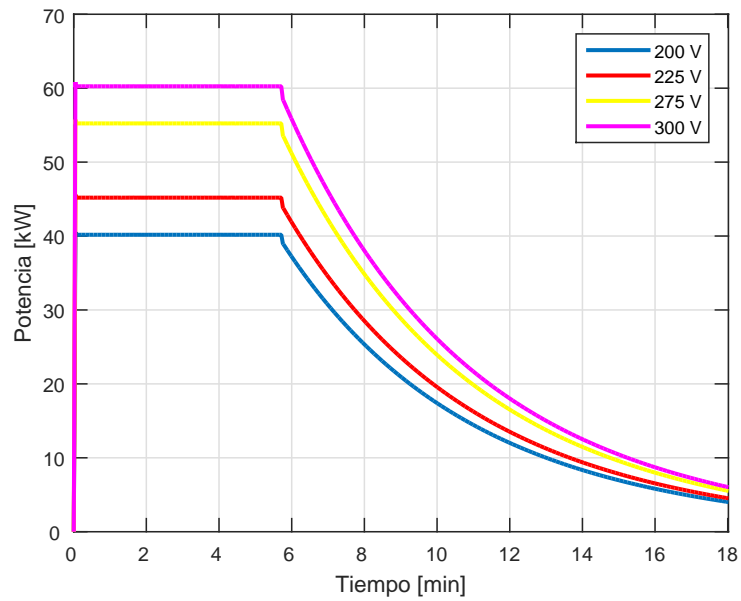
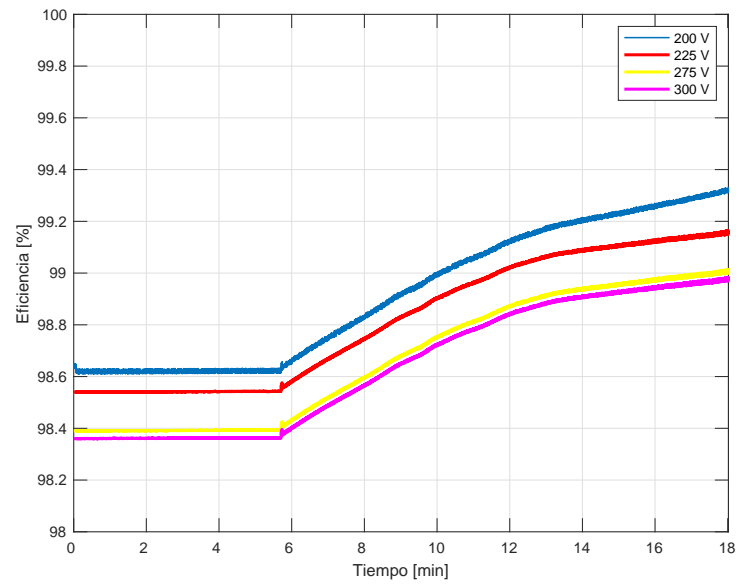


Figura 4.9: Comparación de eficiencia entre convertidores de potencia parcial y completa

(a) Potencia del convertidor para diferentes V_{pc} (b) Eficiencia del convertidor para diferentes V_{pc} Figura 4.10: Comparación de potencia y eficiencia para diferentes V_{pc}

RESULTADOS EXPERIMENTALES

EN el presente capítulo se muestra la validación experimental del convertidor de potencia parcial presentado. Los resultados que se exponen a continuación se centran en demostrar el correcto funcionamiento del principio operacional del convertidor de potencia parcial diseñado.

Es importante mencionar que los correspondientes valores de voltaje, corriente y potencia han sido escalados desde los valores típicos que manejan las estaciones de carga rápida hasta valores manejables en el laboratorio y acordes a la disponibilidad de los componentes. En la Tabla 5.1 se muestran los nuevos valores de voltaje y corriente, así como de los componentes del convertidor luego de haber realizado el mencionado escalado. Sin embargo, por motivos de disponibilidad de los componentes y particularmente del inductor, se ha utilizado para esta experimentación un componente con un valor más bajo del requerido (0.99 mH).

Los semiconductores usados en las pruebas corresponden a los módulos semi-puente SKM75GB12V, estos módulos presentan la topología mostrada en la Figura 5.1. En el diagrama mostrado se aprecia que cada IGBT, a diferencia de los mos-

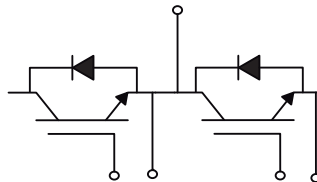


Figura 5.1: Diagrama del módulo SKM75GB12V

Tabla 5.1: Parámetros de pruebas experimentales

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	P_n	1.2 kW
Voltaje de alimentación DC	V_d	600 V
Corriente durante el modo CC	i_t	4 A
Capacitor parcial	C	100 μ F
Inductor de Salida	L	4 mH/0.99 mH
Frecuencia de conmutación	f_s	10 kHz
Voltaje nominal del simulador de batería	V_b	300 V
Estado de carga inicial de C	V_{pc0}	125 V
Voltaje parcial	V_{pc}	150 V

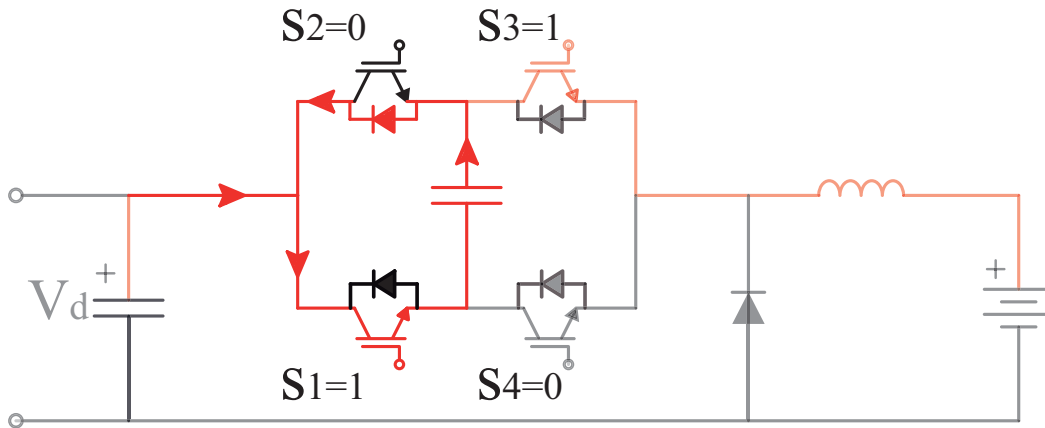


Figura 5.2: Diagrama y falló con el módulo SKM75GB12V

trados en la topología del convertidor propuesto (Figura 3.2), incluyen un diodo en antiparalelo. La inclusión de los diodos en antiparalelo hace que el circuito se vea modificado, esta modificación trae consigo un nuevo problema, según se muestra en la Figura 5.2. Para el modo de conducción en el cual los semiconductores S_1 , S_2 se encuentran en modo de conducción y S_2 y S_4 se encuentran bloqueando, la corriente fluye normalmente por S_2 y S_3 , sin embargo el diodo antiretorno de S_2 se polariza de modo que inicia a conducir produciendo un cortocircuito.

Con el fin de evitar el problema antes mencionado y poder utilizar los módu-

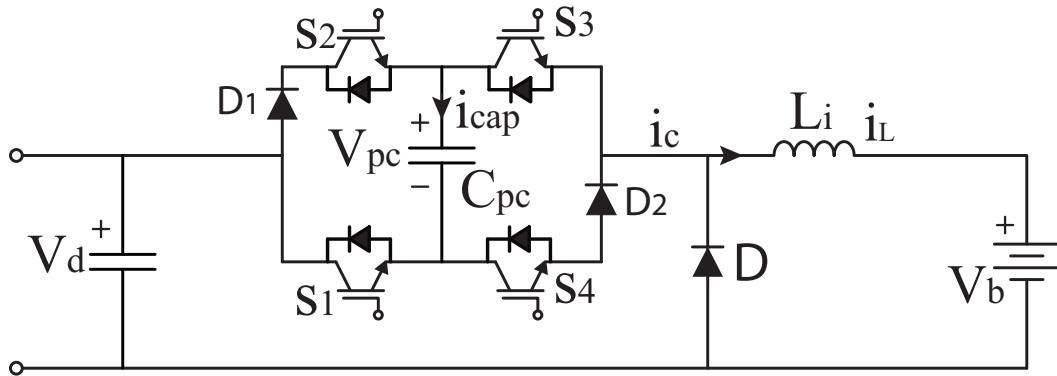


Figura 5.3: Diagrama final con el módulo SKM75GB12V

los disponibles, se agregan dos diodos, D_1 y D_2 , el primer diodo D_1 se ubica en el colector de S_2 , mientras que el segundo diodo D_2 es colocado en el emisor de S_4 , resultando finalmente la topología de la Figura 5.3. Este circuito es el empleado para la obtención de los resultados experimentales mostrados en este capítulo. Los diodos usados en esta configuración corresponden al modelo C3D20060D.

5.1. Prototipo experimental

Con el fin del desarrollo y obtención de los resultados experimentales se ha desarrollado un conjunto de prueba, el mismo que se puede dividir en cuatro etapas, como se puede observar en la Figura 5.4.

La primera etapa consta de la fuente DC que emula el voltaje DC, que para una arquitectura de bus común DC, se obtiene a la salida del convertidor principal AC/DC (véase Figura 2.3b). Para esta etapa se utiliza la fuente DC KEYSIGHT N8957APV (1500V/30A). La segunda etapa corresponde al convertidor DC/DC de potencia parcial diseñado en este trabajo, el convertidor es alimentado por la fuente DC y opera con un voltaje de 150 V. La tercera etapa corresponde al inductor que se conecta a la salida del convertidor en serie con la carga. La cuarta y última etapa corresponde a la batería, esta es simulada por medio de la fuente regenerativa KEYSIGHT RP7962A, esta es programada de modo que permita recibir la energía proveniente del convertidor, el voltaje de la misma se establece en 300 V.

5.1.1. Esquema de control

Para la implementación del sistema de control, los controladores son desarrollados en Simulink de MATLAB. Con la ayuda de la tarjeta de control DSPACE 1103 es posible realizar la simulación en tiempo real. La Figura 5.5 muestra

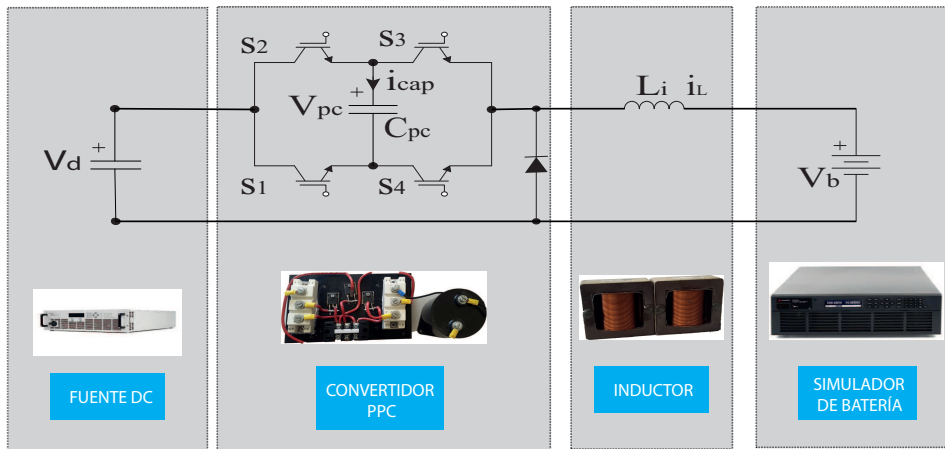


Figura 5.4: Prototipo para el análisis experimental

el diagrama de control realizado en Simulink, en la misma se observan 3 bloques con señales provenientes de los sensores de corriente y voltaje, estos toman el valor de la corriente i_L e i_{cap} , así como del voltaje V_{pc} , para que puedan ser comparados con sus respectivas señales de referencia, produciendo el error que alimenta los controladores PI. El esquema realiza el sistema de control que fue descrito en la sección 3.3, finalmente las señales de disparo son enviadas a la tarjeta de control DSPACE la cual sirve de enlace con los *drives* de los módulos de IGBT usados.

5.1.2. Resultados

Debido a que el objetivo de este capítulo es la validación experimental del principio operacional del convertidor, se realizan las pruebas en el modo de carga CC, es decir se implementan únicamente los controladores de corriente y el controlador del voltaje V_{pc} . El intervalo de tiempo mostrado en los siguientes resultado corresponde a 1 ms diferente para durante el modo de carga CC.

En la Figura 5.6 se muestra el gráfico de la corriente total que va hacia la batería y del voltaje a través del inductor. Como se indico anteriormente la referencia de corriente se establece en 4 A. En la Figura 5.6a se observa un alto *ripple* presente en la corriente, este particular se presenta debido a que como se mencionó anteriormente el valor del inductor empleado en las pruebas es de menor valor que el calculado para este caso. Se empleó un inductor de este tipo por motivos de disponibilidad. Sin embargo, en la misma figura, graficado en rojo, se muestra el valor medio de la señal corriente, este sigue la señal de referencia de corriente establecida en la etapa de control del convertidor.

En la Figura 5.6b se muestra el voltaje en inductor, en esta figura se muestran los mismos 3 niveles de voltaje que se esperan de acuerdo los ciclos de conmutación

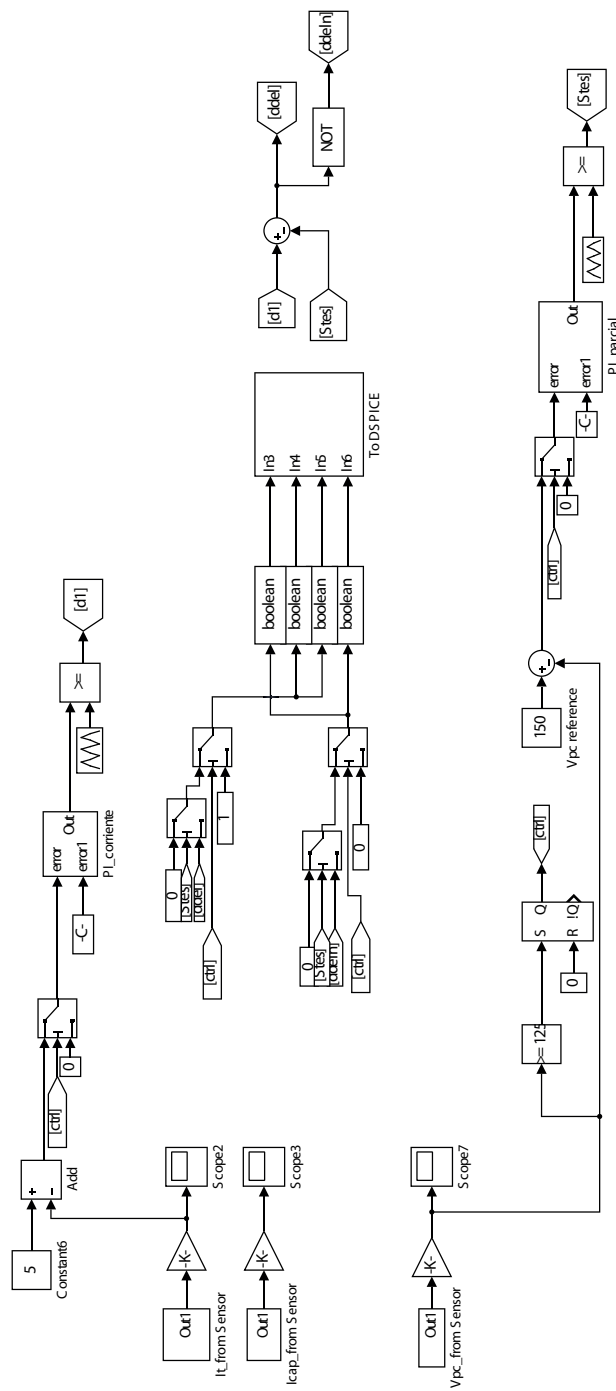
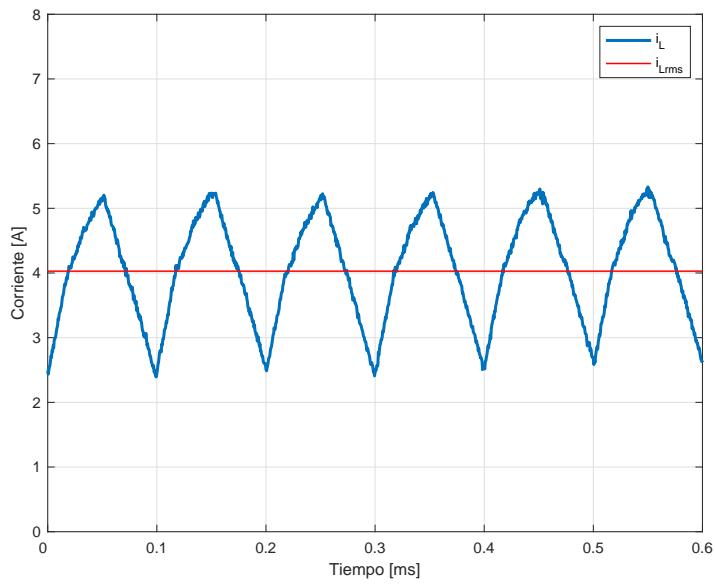
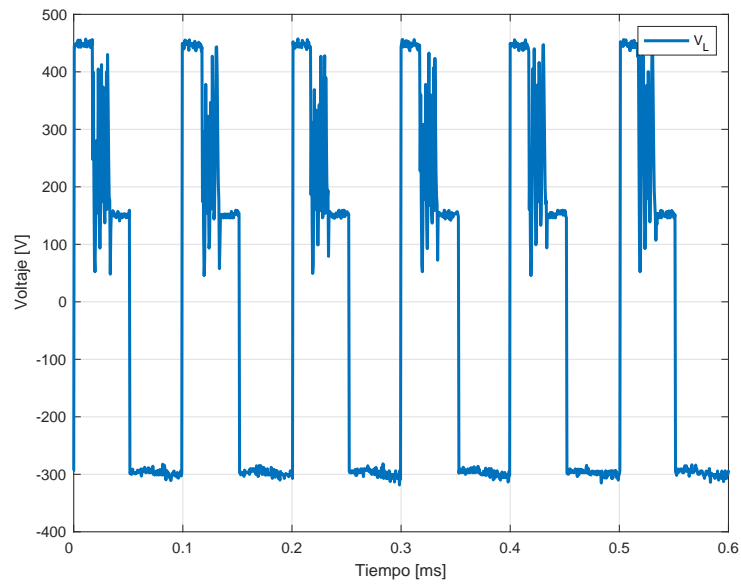


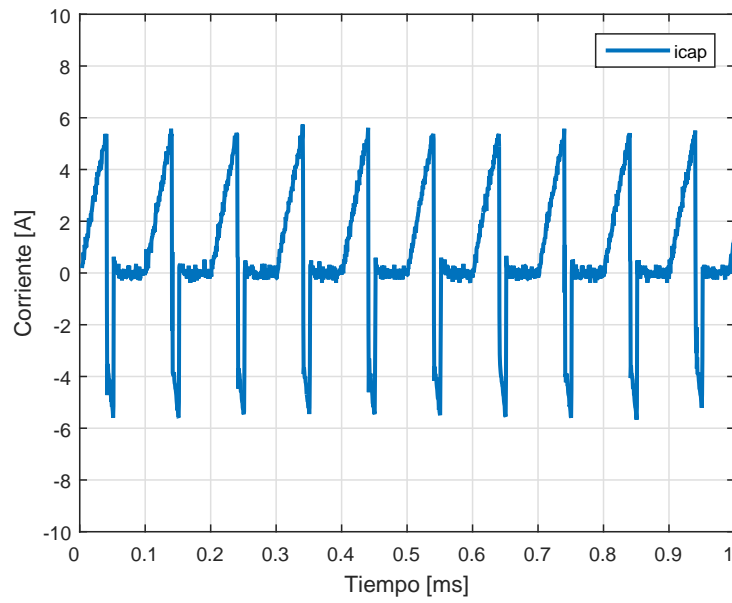
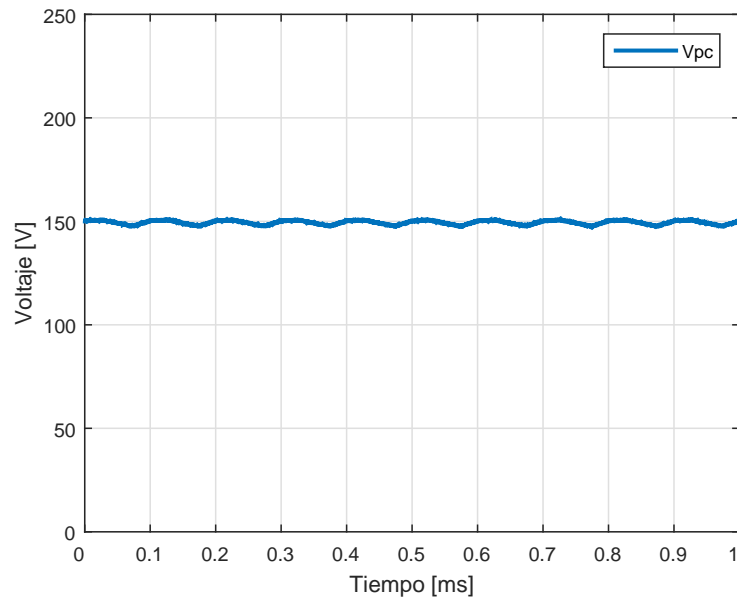
Figura 5.5: Diagrama en Simulink del sistema de control

(a) Corriente i_t hacia la batería(b) Voltaje V_L en el inductor de salidaFigura 5.6: Corriente y voltaje en el inductor L

del convertidor. Para el instante en el cual los semiconductores S_2 y S_4 conducen el voltaje parcial ($V_{pc} = 150$ V) se agrega al de la fuente ($V_d = 600$ V), y considerando el voltaje de 300 V de la fuente regenerativa que simula la batería, se obtiene por LVK que el voltaje en el inductor sea $V_L = 450$ V. Bajo el mismo principio pero considerando que en el segundo modo de conmutación en el cual los semiconductores S_1 y S_3 son los que conducen, lo cual hace que el voltaje parcial V_{pc} del convertidor sea restado del voltaje de la fuente, se obtiene $V_L = 150$ V. Finalmente para el intervalo de operación del convertidor en el cual no conducen ninguno de los semiconductores sino únicamente el diodo D , el voltaje en el inductor es el inverso del voltaje de la carga, en este caso la batería simulada por la fuente regenerativa. Estos tres niveles de voltaje presentes en el inductor se observan claramente en la Figura 5.6b.

En la Figura 5.7 se muestran finalmente las gráficas tanto de la corriente como del voltaje en el capacitor parcial C . En la Figura 5.7a se muestra la forma de onda de la corriente, en esta también se pueden apreciar los 3 modos de operación del convertidor, en especial se observa el sentido cambiante de la corriente a través del capacitor, lo cual hace que el voltaje parcial V_{pc} alterne su sentido, agregándose o restándose al voltaje de la fuente, los instantes en los cuales se observa que la corriente es cero corresponden al modo de operación de potencia completa del convertidor, este modo es el que permite que exista un balance entre los ciclos de carga y descarga del capacitor. En la Figura 5.7b se muestra el voltaje V_{pc} , este es el voltaje parcial del convertidor, el mismo que sigue la referencia impuesta en el sistema de control del convertidor, este voltaje es el que permite la parcialidad en el convertidor, la referencia establecida para estas pruebas es de 150 V según la Tabla 5.1.

El sistema finalmente entrega a la batería 1.2 kW de los cuales alrededor de 750W son los procesados por el convertidor, es decir los semiconductores empleados soportan únicamente la mitad de la potencia total del sistema. Con estos resultados se valida experimentalmente el principio operacional del convertidor, en los resultados se observa el correcto funcionamiento de los 3 ciclos de operación de los semiconductores, así como los controladores PI, para la corriente y el voltaje parcial del convertidor.

(a) Corriente a través del capacitor C (b) Voltaje parcial V_{pc} Figura 5.7: Corriente y voltaje en el inductor L

CONCLUSIONES

EN el presente trabajo se ha propuesto una nueva topología para un convertidor de potencia pseudo parcial sin transformador de alta frecuencia para una estación de carga rápida de baterías para autos eléctricos. El convertidor se caracteriza porque permite procesar solo una parte de la potencia total que provee el cargador hacia la batería. El principal beneficio del método de conversión de energía propuesto es que permite obtener una importante mejora en la eficiencia del convertidor.

Para validar el buen desempeño del convertidor y de la técnica de carga se desarrolló una simulación de la topología en el software PLECS, además el correcto funcionamiento del principio operacional del mismo fue validado con un desarrollo experimental. La parcialidad del convertidor queda determinada conforme al voltaje V_{pc} establecido en el capacitor parcial C ; de modo que mientras menor sea este voltaje menor será la cantidad de potencia manejada por el convertidor. El voltaje parcial del capacitor es posible controlarlo y estabilizarlo, lo cual asegura el principio de parcialidad en el convertidor y además permite que el convertidor sea diseñado para una potencia definida.

Los resultados de simulación muestran un incremento del 3.5% en la eficiencia del convertidor de potencia parcial con respecto a uno de potencia completa. En adición a la mejora en eficiencia, el hecho de que el convertidor procese menos potencia, hace posible el diseño de estaciones de carga con una mayor potencia de salida en conjunto, este beneficio hace posible una reducción en los tiempos de carga, haciendo de esta una opción importante para emplearse en las estaciones de carga rápida. El convertidor alcanzó una razón de parcialidad de potencia del 58.62% en simulación, esto indica que gracias al concepto aplicado en el diseño del convertidor de parcialidad de potencia es posible construir estaciones de carga rápida que manejan altos niveles de potencia con convertidores que deban soportar aproximadamente la

mitad de la potencia total de la estación.

Los resultados experimentales obtenidos permitieron validar de manera eficaz el principio operacional del convertidor, mostrando las formas de onda esperadas para cada uno de los modos de operación del convertidor. Es en este campo en donde se plantean los siguientes trabajos futuros:

- Determinar la eficiencia real del sistema, debido a que la etapa de experimentación se centro en la validación de la operación del convertidor, se plantea como un futuro desafío la construcción del convertidor con los semiconductores sin diodo en antiparalelo para evitar agregar dispositivos adicionales, permitiendo así poder realizar un análisis real de eficiencia.
- Buscar mejorar la razón de parcialidad del convertidor.
- Realizar un estudio de costos de operación y fabricación del convertidor con el fin de demostrar la potencial reducción en precio y tamaño de la estación de carga.

PUBLICACIONES

Como producto del desarrollo de esta tesis se ha conseguido publicar un artículo en "The Tenth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2018)", Portland, Oregon, USA, 2018. El artículo se titula "Pseudo-Partial-Power Converter without High Frequency Transformer for Electric Vehicle Fast Charging Stations."

BIBLIOGRAFÍA

- [1] B. Tar and A. Fayed, “An overview of the fundamentals of battery chargers,” *Midwest Symposium on Circuits and Systems*, no. October, pp. 16–19, 2017.
- [2] T. R. Karl and K. E. Trenberth, “Modern Global Climate Change,” *Science*, vol. 302, no. 5651, pp. 1719 LP – 1723, dec 2003. [Online]. Available: <http://science.sciencemag.org/content/302/5651/1719.abstract>
- [3] B. K. Bose, “Energy, Global Warming and Impact of Power Electronics in the Present Century,” *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, pp. 1–26, 2014.
- [4] O. Lavoine and A. Taccoen, “The design of the French Power Market,” *3rd International Conference on Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT 2008*, no. April, pp. 204–209, 2008.
- [5] L. H. Zhang, H. Zhang, Y. Zhang, and L., “System dynamics modeling and simulation for global energy-economy-politics system,” *Proceedings of 2017 IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, pp. 1–6, 2017.
- [6] L. Dickerman and J. Harrison, “A New Car, a New Grid,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 55–61, 2010.
- [7] W. Xiaolin, K. W. E. Cheng, and X. X. Dod, “Electric Vehicle Performance and Design Index,” *2017 7th International Conference on Power Electronics Systems and Applications - Smart Mobility, Power Transfer Security (PESA)*, vol. 2, no. 7, pp. 1–4.
- [8] T. S. Ustun, A. Zayegh, and C. Ozansoy, “Electric vehicle potential in Australia: Its impact on smartgrids,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 15–25, 2013.
- [9] M. Alamgir, “Lithium Has Transformed Vehicle Technology: How trends in Li-ion battery technology have developed for vehicle electrification,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 43–52, 2017.

- [10] M. A. D. Bowermaster and M. Duvall, "The Need for Charging: Evaluating utility infrastructures for electric vehicles while providing customer support," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 59–67, 2017.
- [11] S. Rivera, S. Kouro, and B. Wu, *Charging Architectures for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles*. Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 111–149.
- [12] C. Jung, "Power Up with 800-V Systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 53–58, 2017.
- [13] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference, IEVC 2012*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2012.
- [14] K. Fahem, D. E. Chariag, and L. Sbita, "On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles," *International Conference on Green Energy and Conversion Systems, GECS 2017*, 2017.
- [15] M. Kesler, M. C. Kisacikoglu, and L. M. Tolbert, "Vehicle-to-grid reactive power operation using plug-in electric vehicle bidirectional offboard charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6778–6784, 2014.
- [16] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya - De La Parra, A. Coccia, N. Butcher, and O. Apeldoorn, "Ultra-fast DC-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids," *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe, ISGT Europe*, pp. 1–8, 2010.
- [17] L. Tan, B. Wu, and S. Rivera, "A bipolar-DC-bus EV fast charging station with intrinsic DC-bus voltages equalization and minimized voltage ripples," *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2190–2195, 2015.
- [18] D. Meyer and J. Wang, "Integrating Ultra-Fast Charging Stations within the Power Grids of Smart Cities: A Review," vol. 1, pp. 3–10, 2018.
- [19] K. Young, C. Wang, L. Y. Wang, and K. Strunz, *Electric Vehicle Battery Technologies*. New York, NY: Springer New York, 2013, pp. 15–56.
- [20] 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.
- [21] L. Tan, B. Wu, V. Yaramasu, S. Rivera, and X. Guo, "Effective Voltage Balance Control for Bipolar-DC-Bus-Fed EV Charging Station with Three-Level DC-DC

- Fast Charger,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4031–4041, 2016.
- [22] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. 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.
- [23] Z. M. Dalala, Z. U. Zahid, and J. S. J. Lai, “Modeling and controller design of a bidirectional resonant converter battery charger,” *2016 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, vol. 6, pp. 1–7, 2016.
- [24] B. Singh and R. Kushwaha, “An EV battery charger with power factor corrected bridgeless zeta converter topology,” *India International Conference on Power Electronics, IICPE*, vol. 2016-Novem, pp. 1–6, 2017.
- [25] R. Schupbach and J. Balda, “Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles,” *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC’03.*, vol. 3, no. C, pp. 1369–1374. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1210630/>
- [26] 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.
- [27] J. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro, and S. Rivera, “Partial power DC-DC converter for electric vehicle fast charging stations,” *Proceedings IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 2017-Janua, pp. 5274–5279, 2017.
- [28] V. M. Iyer, S. Gulur, G. Gohil, and S. Bhattacharya, “Extreme fast charging station architecture for electric vehicles with partial power processing,” *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2018-March, pp. 659–665, 2018.
- [29] D. Christen, S. Tschannen, and J. Biela, “Highly efficient and compact DC-DC converter for ultra-fast charging of electric vehicles,” *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, pp. 1–8, 2012.
- [30] J. W. Zapata, T. A. Meynard, and S. Kouro, “Partial power DC-DC converter for large-scale photovoltaic systems,” *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference, SPEC 2016*, p. 92, 2016.
- [31] A. D. Marzouk, S. Fournier-Bidoz, J. Yablecki, K. McLean, and O. Trescases, “Analysis of partial power processing distributed MPPT for a PV powered electric

- aircraft,” *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, pp. 3496–3502, 2014.
- [32] T. Suntio and A. Kuperman, “Comments on An efficient partial power processing DC/DC converter for distributed PV architectures,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, p. 2372, 2015.
- [33] J. R. R. Zientarski, M. L. Da Silva Martins, J. R. Pinheiro, and H. L. Hey, “Series-Connected Partial-Power Converters Applied to PV Systems: A Design Approach Based on Step-Up/Down Voltage Regulation Range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7622–7633, 2018.
- [34] H. V. Nguyen and D. C. Lee, “Single-phase multifunctional onboard battery chargers with active power decoupling capability,” *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2018-March, pp. 3434–3439, 2018.
- [35] A. Verma and B. Singh, “Three Phase Off-board Bi-directional Charger for EV with V2G Functionality,” *2017 7th International Conference on Power Systems (ICPS)*, pp. 1–6, 2017.
- [36] C. Shi, Y. Tang, and A. Khaligh, “A Three-Phase Integrated Onboard Charger for Plug-In Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 4716–4725, 2018.
- [37] P. Flow, C. Parks, T. He, S. Member, J. Zhu, and S. Member, “Comparison Study of Electric Vehicles Charging Stations with AC and DC Buses for Bidirectional,” pp. 4609–4614, 2007.
- [38] S. Dusmez, S. Member, A. Cook, S. Member, and A. Khaligh, “Comprehensive Analysis of High Quality Power Converters for Level 3 Off-board Chargers,” 2011.
- [39] M. Hannan, M. Hoque, A. Hussain, Y. Yusof, and P. Ker, “State-of-the-art and energy management system of lithium-ion batteries in electric vehicle applications: Issues and recommendations,” *IEEE Access*, vol. 6, 2018.
- [40] N. H. Kutkut, D. M. Divan, D. W. Novotny, and R. H. Marion, “Design considerations and topology selection for a 120-kW IGBT converter for EV fast charging,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 169–178, 1998.
- [41] M. Pahlevaninezhad, P. Das, J. Drobnik, P. K. Jain, and A. Bakhshai, “A novel ZVZCS full-bridge DC/DC converter used for electric vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2752–2769, 2012.

-
- [42] J. W. Zapata, H. Renaudineau, S. Kouro, M. A. Perez, and T. A. Meynard, "Partial power DC-DC converter for photovoltaic microinverters," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 6740–6745, 2016.