

UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Convertidor de potencia parcial DC/DC elevador-reductor con alto rango de salida para aplicaciones en carga rápida de vehículos eléctricos

Tesis de Grado presentada por
Rodrigo Venegas Muñoz
como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Civil Electrónico
y al grado de
Magíster en Ciencias de la Ingeniería Electrónica

Profesor Guía
Dr. Samir Kouro

Co-guía
Dr. Hugues Renaudineau

Examinador Interno
Dr. Marcelo Perez

Examinador Externo
Dr. Javier Pereda

19 de Agosto de 2022, Valparaíso, Chile

*La experiencia sin teoría es ciega, pero la teoría sin experiencia es simple
juego intelectual.*

-Immanuel Kant

AGRADECIMIENTOS

RESUMEN

En este trabajo se presenta la comparación entre dos convertidores de potencia parcial en la etapa de conversión DC-DC para la carga rápida de un vehículo eléctrico. Al utilizar una estructura de un convertidor DC-DC reductor-elevador es posible operar en un amplio rango de voltajes de salida. Las alternativas consideradas pueden ser utilizadas para la carga de baterías en el rango de 400 V y 800 V. Debido a que los convertidores de potencia parcial solo procesan una parte de la potencia total suministrada hacia la carga, es posible obtener una alta eficiencia. Se realiza la comparación entre dos topologías de convertidores de potencia parcial elevador-reductor. La primera estructura considera interruptores de dos cuadrantes para obtener un voltaje bipolar, mientras que la segunda estructura utiliza un puente de unfolding para invertir la polaridad del voltaje parcial generado por el convertidor. Se obtiene que la primera solución con los interruptores de dos cuadrantes presenta una mejor eficiencia. Se evalúa la topología con mejor eficiencia para realizar el proceso de carga rápida de baterías de vehículos eléctricos en el rango de 400 V y 800 V. Se muestra que la solución propuesta es una alternativa atractiva para la carga rápida de vehículos eléctricos.

Palabras Claves

- Convertidor de potencia parcial
- Convertidor reductor-elevador
- Carga rápida de vehículos eléctricos
- Convertidor DC-DC

ABSTRACT

This thesis presents a comparison of buck-boost partial power converters for the DC-DC conversion stage of an electrical vehicle fast charging station. By using a DC-DC buck-boost structure, the proposed fast charger can operate with wide output voltage range. The considered topologies can be used to charge either 400V or 800V batteries. Since the PCC only processes a fraction of the total power, high efficiency is obtained. Two different buck-boost PPC topologies are compared. First structure consider two-quadrant switches in order to obtain bipolar voltage, while the second structure uses an unfolding bridge to change the voltage polarity. Results show that the first solution with two-quadrant switches allows better efficiency. The proposed converter operation is then evaluated for fast charging applications for both 400V and 800V batteries, showing high efficiency, making the proposed solution very attractive for electric vehicle fast charging application.

Keywords

- Partial power converter
- Buck-Boost converter
- Electric vehicle fast charging
- DC-DC converter

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VI
ÍNDICE DE TABLAS	VIII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Estado del Arte	1
1.1.1. Carga de vehículos eléctricos	3
1.1.1.1. Carga conductiva	3
1.1.1.2. Carga inductiva	5
1.1.1.3. Intercambio rápido de batería	5
1.1.2. Topologías de convertidores DC-DC	6
1.1.3. Estándares de carga para vehículos eléctricos actuales	7
1.2. Definición del problema	9
1.3. Hipótesis	9
1.4. Objetivo General y Específicos	9
1.5. Descripción de la tesis	9
2. CONVERTIDORES DE POTENCIA PARCIAL	11
2.1. Aspectos generales	11
2.2. Configuraciones PPC	12
2.2.1. Configuración IPOS	12
2.2.1.1. Análisis parcialidad IPOS elevador	14
2.2.1.2. Análisis parcialidad IPOS reductor	15
2.2.2. Configuración ISOP	15
2.2.2.1. Análisis parcialidad ISOP elevador	16
2.2.2.2. Análisis parcialidad ISOP reductor	16
2.3. Convertidores PPC elevador-reductor	17
2.4. Resumen del capítulo	17
3. TOPOLOGÍAS ESTUDIADAS	18

3.1. Convertidor PPC con interruptores de dos cuadrantes	18
3.1.1. Descripción de la topología y principio de operacion ideal	18
3.1.2. Modo elevador	19
3.1.3. Modulación modo elevador	20
3.1.4. Modo Reductor	23
3.1.5. Modulacion modo reductor	23
3.2. Convertidor Dual-Bridge con circuito de unfolding	26
3.2.1. Descripción topología y principio de operación ideal	26
3.2.2. Modulación	27
3.3. Resumen del capítulo	27
4. ESTIMACIÓN PÉRDIDAS	30
4.1. Pérdidas en semiconductores	30
4.1.1. Simulación pérdidas en semiconductores	32
4.2. Pérdidas elementos magnéticos	33
4.2.1. Pérdidas en el devanado	33
4.2.2. Pérdias en el núcleo	33
4.2.2.1. Pérdidas por histéresis	34
4.2.2.2. Pérdidas de Foucault	36
4.2.3. Simulación de pérdias magnéticas	36
4.3. Resumen del capítulo	37
5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN	39
5.1. Formas de onda	39
5.2. Eficiencia general	40
5.3. Carga de batería	43
5.3.1. Carga de batería de 400V	47
5.3.2. Carga de batería de 800V	48
5.4. Resumen del capítulo	48
6. CONCLUSIONES	51
6.1. Resumen y conclusiones	51
6.2. Trabajo Futuro	52
A. MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR	53
B. MODELO BATERÍA	56
B.1. Modelo de celda	56
B.2. Modelo de pack de celdas	58
C. PUBLICACIONES GENERADAS	59
BIBLIOGRAFÍA	60

Índice de figuras

1.1. Desglose de emisiones de gases de efecto invernadero a nivel global según sector en 2019 para un total de 36.86 millones de toneladas de CO2 equivalente	1
1.2. Stock de EVs en mundo hasta el año 2021	2
1.3. Clasificación infraestructura de carga para EVs	3
1.4. Arquitecturas para estación de carga para EVs (a) Enlace común AC (b) Enlace común DC	4
1.5. Topologías convertidores DC-DC para carga rápida EVs (a) Convertidor buck-boost interleaved trifásico (b) Convertidor buck de tres niveles (c) Convertidor resonante LLC (d) Convertidor puente dual activo (e) Convertidor phase-shifted full-bridge (f) Convertidor parcial tipo 1 basado en phase-shifted full-bridge (g) Convertidor parcial tipo 2 basado en phase-shifted full-bridge	6
2.1. Flujo de potencia convertidor convencional y parcial	12
2.2. Configuraciones S-PPC	13
2.3. Configuración PPC IPOS	13
2.4. Ratio de procesamiento parcial convertidor parcial IPOS	15
2.5. Configuración PPC ISOP	16
2.6. Ratio de procesamiento parcial configuración ISOP	17
3.1. Topología A	19
3.2. Interruptor de dos cuadrantes	19
3.3. Circuitos equivalentes topología A modo de operación elevador	20
3.4. Pulsos de disparo topología A en modo elevador	20
3.5. Formas de onda topología A en modo elevador	22
3.6. Circuitos equivalentes topología A en modo reductor	23
3.7. Pulsos de disparo topología A en modo reductor	24
3.8. Formas de onda topología A en modo reductor	24
3.9. Topología B	26
3.10. Pulsos de disparo topología B en modo elevador	28
3.11. Formas de onda topología B en modo elevador	28
3.12. Pulsos de disparo topología B en modo reductor	29
3.13. Formas de onda topología B en modo reductor	29

4.1. Pérdidas semiconductores por encendido, apagado y por conducción (a) MOSFET e IGBT (b) Diodo	31
4.2. Modelo diodo conducción (a) Diagrama diodo (b) Modelo no ideal diodo en conducción	32
4.3. Modelo IGBT conducción (a) Diagrama IGBT (b) Modelo no ideal IGBT en conducción	32
4.4. Modelo MOSFET conducción (a) Diagrama MOSFET (b) Modelo no ideal MOSFET en conducción	33
4.5. Circuito eléctrico equivalente red Cauer	33
4.6. Lookup table para IGBT 5SNG 0450R170300 de ABB (a) Energía disipada al encender (b) Energía disipada al apagar (c) Caída de tensión al conducir	34
4.7. Lookup table para diodo 5SLA 3600E170300 de ABB (a) Energía disipada al encender (b) Energía disipada al apagar (c) Caída de tensión al conducir	35
4.8. Curva de magnetización con histéresis	36
4.9. Pérdidas típicas en el núcleo en material de ferrita en altas frecuencias	37
4.10. Modelo transformador de dos devanados (a) Diagrama conceptual (b) Modelo de simulación	38
5.1. Circuito eléctrico topologías estudiadas (a) Topología A (b) Topología B	40
5.2. Formas de onda en operación nominal (a) Topología A reductor (b) Topología A elevador	41
5.3. Formas de onda en operación nominal (a) Topología B reductor (b) Topología B elevador	42
5.4. Formas de onda corriente por el inductor, corriente de salida y corriente rectificadas (a) Topología A reductor (b) Topología A elevador (c) Topología B reductor (d) Topología B elevador	43
5.5. Eficiencia convertidor según la potencia procesada (a) Topología A (b) Topología B	44
5.6. Eficiencia convertidor según la ganancia de voltaje (a) Topología A (b) Topología B	45
5.7. Repartición pérdidas (a) Topología A (b) Topología B	46
5.8. Esquema eléctrico propuesto para realizar carga rápida de EVs	47
5.9. Esquema de control propuesto para PPC elevador-reductor en estación de carga de vehículo eléctrico	47
5.10. Perfil de carga para batería de 400V (a) Voltaje y corriente de la batería (b) Potencias y estado de carga (SOC)	49
5.11. Perfil de carga para batería de 800 (a) Voltaje y corriente de la batería (b) Potencias y estado de carga (SOC)	50
A.1. Esquema de control anidado	53
A.2. Diagrama topología A en el software PLECS	54
A.3. Barrido de frecuencia (a) Entre la perturbación m' y io' (b) Entre la perturbación m' y vo'	55
B.1. Circuito eléctrico simplificado celda de litio	56
B.2. Voltaje de circuito abierto V_{oc} para celda de litio LG CHEM E63	57
B.3. Circuito eléctrico equivalente batería	58

Índice de tablas

1.1. Estándares de carga DC	8
1.2. Estándares de carga AC	8
3.1. Estados de conducción topología A modo elevador	21
3.2. Estados de conducción topología A modo reductor	25
5.1. Parámetros de simulación	46
5.2. Parámetros de la batería	48
A.1. Parámetros de simulación	54
B.1. Coeficientes de ajuste para batería LG CHEM 63	57

INTRODUCCIÓN

1.1. Estado del Arte

El uso intensivo de combustibles fósiles provoca alteraciones al medio ambiente como lo es el aumento del efecto invernadero, lo cual genera un aumento en la temperatura de la atmósfera terrestre [1]. Para prevenir este problema se han establecido acuerdos internacionales con el fin de lograr cero emisiones netas de gases de efecto invernadero [2], lo que implica lograr un balance entre los gases de efecto invernadero liberados hacia la atmósfera y los que naturalmente puede absorber la tierra. El uso no sustentable de combustibles fósiles genera la necesidad de reducir las emisiones de efecto invernadero

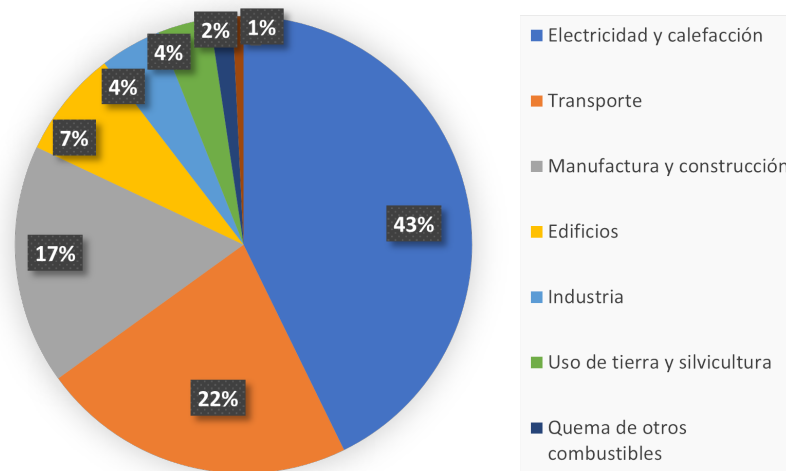


Figura 1.1: Desglose de emisiones de gases de efecto invernadero a nivel global según sector en 2019 para un total de 36.86 millones de toneladas de CO₂ equivalente

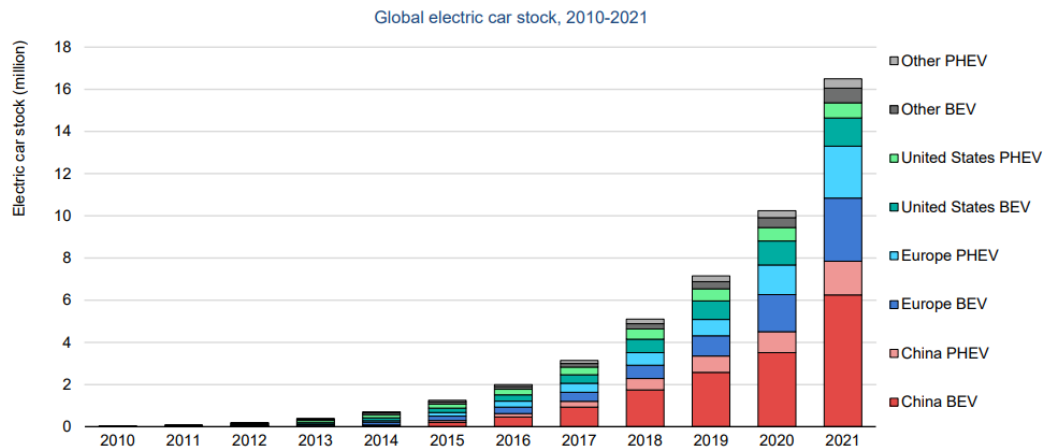


Figura 1.2: Stock de EVs en mundo hasta el año 2021

y migrar hacia un desarrollo más sustentable, menos contaminante y más eficiente en la conversión de energía.

En la figura 1.1 se muestra la distribución del origen de los gases de efecto invernadero a nivel global según el sector en el año 2019 [3]. Como se puede apreciar una de las principales fuentes de gases de efecto invernadero proviene desde el sector del transporte, el cual incluye el desplazamiento de personas y bienes por transportes como automóviles, camiones, trenes, barcos, aviones y otros vehículos. Estas emisiones son provenientes principalmente de la quema de productos basados del petróleo como la gasolina y el diésel en motores de combustión interna (ICE por sus siglas en inglés “Internal Combustion Engine”). Debido al alto impacto que generan este tipo de motores se ha incentivado la investigación, desarrollo y uso de tecnologías alternativas como lo son los vehículos eléctricos [4](EVs por sus siglas en inglés “Electric Vehicles”). Los EVs pueden dividirse en dos categorías principales: EVs híbridos y vehículos totalmente eléctricos [5]. Los vehículos totalmente eléctricos se encuentran equipados con motores eléctricos e impulsados por energía eléctrica, además estos se subdividen en vehículos eléctricos con batería (BEVs por sus siglas en inglés “Battery Electric Vehicles”) y vehículos eléctricos con celda de combustible (FCEVs por sus siglas en inglés “Fuel Cell Electric Vehicles”). Los EVs híbridos son propulsados tanto por un ICE y un motor eléctrico, una categoría de estos son los vehículos eléctricos híbridos enchufables (PHEVs por sus siglas en inglés “Plug-in Hybrid Electric Vehicles”), el cual puede recargar su batería directamente desde la red. Como se muestra en la figura 1.2 el uso de los EVs ha tenido un crecimiento exponencial en los últimos años, consiguiendo un total de 16.6 millones de EVs en el año 2021 [6], donde predomina su uso en China, Europa y Estados Unidos. Este crecimiento se debe principalmente a las políticas públicas que generan los diferentes países con respecto a metas de incorporación y subsidios económicos hacia los productores y consumidores.

Algunas de las ventajas que presentan los EV es que no generan emisiones, lo que ayuda a disminuir la contaminación por las ciudades o donde circule el vehículo. Incluso cuando estos vehículos son cargados con electricidad proveniente de fuentes de energía renovable como paneles fotovoltaicos o turbinas eólicas, las emisiones del proceso de generación de energía se vuelven cero. De esta forma los EVs juegan un rol clave en la incorporación de

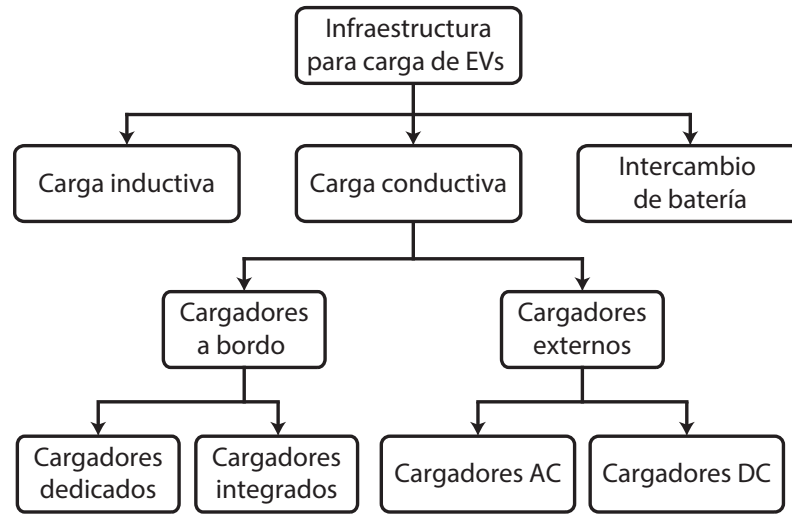


Figura 1.3: Clasificación infraestructura de carga para EVs

las energías renovables. Además los EVs son más eficiente en el uso de la energía para su desplazamiento en comparación a los ICE si se considera que la electricidad es generada mediante un combustible fósil, esto incluye todas las pérdidas de energía desde la fuente de combustible hasta las ruedas del vehículo [7].

Los principales desafíos que presentan estos vehículos para su integración son los costos de adquisición, rangos de desplazamiento, infraestructura de carga y tiempos de carga. A medida que se desarrollan nuevas tecnologías y se masifica su producción, el costo de los vehículos el cual en su mayor parte es de sus baterías, irá disminuyendo. Por otro lado los rangos de desplazamiento, tiempos de carga e infraestructura generan lo denominado ansiedad de rango. Para otorgar mayor flexibilidad a los conductores es necesario contar con múltiples estaciones de carga pública debido al limitado kilometraje que presentan las baterías de los EVs. Finalmente para reducir los tiempos de carga es necesario desarrollar baterías capaces de realizar su carga en tiempo menor.

1.1.1. Carga de vehículos eléctricos

Junto con el desarrollo de los EVs los sistemas de carga han mejorado de la misma forma, entregando mayores flexibilidades y mejorado la experiencia del usuario en esta transición tecnológica. Como se muestra en la figura 1.3 existen diferentes métodos de carga los cuales se encuentran clasificados en tres diferentes conceptos: la carga conductiva, la carga inductiva y el intercambio de batería. Cada uno de estos métodos posee sus propias ventajas y desventajas las cuales se presentan a continuación junto la descripción de su funcionamiento.

1.1.1.1. Carga conductiva

La carga conductiva utiliza un contacto físico directo entre la fuente de energía y la entrada de carga del EV. Esta fuente de energía puede ser el tomacorriente de una casa o industria, o una estación de carga dedicada para EVs. La actual forma de transmisión de

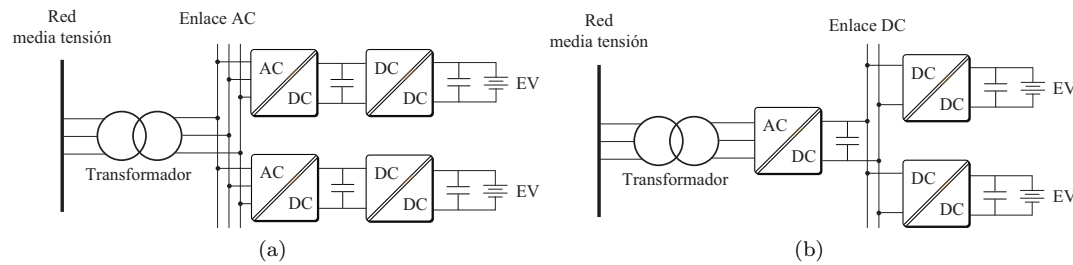


Figura 1.4: Arquitecturas para estación de carga para EVs (a) Enlace común AC (b) Enlace común DC

energía en entornos urbanos es del tipo AC y debido a la naturaleza de las baterías de litio estas deben ser cargadas mediante DC, por lo que es necesario implementar un convertidor de potencia que adapte el tipo corriente, nivel de voltaje y potencia que requiera la batería. Estos convertidores pueden clasificarse según la ubicación del convertidor, el tipo de carga AC o DC, nivel de tensión y nivel de potencia requerida [8].

Cargador a bordo Los cargadores a bordo poseen la flexibilidad de solo necesitar una conexión a un tomacorriente domiciliario o industrial. Estos cargadores al estar directamente conectados hacia la red es necesario que cumplan los estándares de inyección a la red. Dentro de los cargadores a bordo se presentan dos categorías: los cargadores dedicados y los cargadores integrados.

Cargadores a bordo dedicados Este tipo de cargador es el más sencillo ya que es un convertidor que se encuentra directamente entre la red y la batería del vehículo. Debido a las restricciones de peso y espacio posee una potencia de procesamiento limitada. De esta forma este tipo de cargadores debe maximizar la densidad energética de procesamiento con respecto a su peso y volumen. La estructura general de estos cargadores se compone de dos etapas de conversión, una etapa AC-DC seguida de una etapa DC-DC. La etapa AC-DC se conecta hacia la red y usualmente se encarga de realizar una corrección en el factor de potencia, y la etapa DC-DC se encarga de ajustar el proceso de carga de la batería, además de entregar aislación galvánica mediante un transformador de alta frecuencia.

Cargadores a bordo integrado Los cargadores a bordo integrados se caracterizan por utilizar los elementos ya existentes al interior del vehículo que realizan la propulsión del mismo para realizar la carga de la batería mientras este se encuentra detenido. El uso de los elementos ya existentes de la propulsión en el proceso de carga permite reducir la restricción de peso y volumen existente en los cargadores dedicados, permitiendo alcanzar mayores niveles de potencia. Este tipo de cargadores utilizan el convertidor DC/AC encargado de controlar el motor, como también es posible utilizar el motor eléctrico como filtro inductivo.

Cargador externo Este tipo de cargadores tiene como objetivo recargar la batería del EV en el menor tiempo posible, similar al funcionamiento de las estaciones de carga para los ICE. Al no existir una limitación en términos de peso y volumen en un cargador al exterior del vehículo, es posible alcanzar mayores niveles de potencia. Debido a la cantidad de potencia que deben suministrar a los EVs, estos cargadores se deben conectar a la red de mediana tensión trifásica, y generar un voltaje DC para realizar el proceso de carga del EV. Para la conexión de múltiples cargadores en una misma estación existen dos arquitecturas, cada

una con dos etapas de conversión: los de enlace común AC y los de enlace común DC [9]. La arquitectura de enlace común AC, como se muestra en la figura 1.4(a), cada cargador posee su propio convertidor DC-DC previo a una etapa AC-DC la cual se conecta a un enlace AC compartido con otros cargadores. La arquitectura de enlace común DC, como se muestra en la figura 1.4 utiliza un convertidor AC-DC central para generar un enlace común DC y cada vehículo posee su propio convertidor DC-DC para regular el proceso de carga. El transformador de red es necesario para reducir la tensión y generar una aislación galvánica entre la red y los EVs.

La alternativa de enlace común DC presenta una estructura más flexible con la integración de energías renovables y sistemas de almacenamiento energético como baterías y supercapacitores, aunque debido al mayor nivel de potencia del convertidor central, existen requerimientos más estrictos con respecto al código de red en términos de distorsión armónica [10]. Para el convertidor AC-DC la topología más empleada es el convertidor trifásico de dos niveles fuente de voltaje, el cual permite un flujo de potencia bidireccional y regulación de la potencia reactiva con el esquema de control adecuado, además de regular el voltaje del enlace DC el cual debe ser mayor al voltaje de entrada [11]. Para la etapa DC-DC es posible utilizar diversos convertidores con o sin aislación galvánica, y con capacidad de elevar o reducir la tensión de entrada. En la siguiente sección se abordara en detalle algunas topologías empleadas para la etapa DC-DC.

1.1.1.2. Carga inductiva

La idea principal de la carga inductiva es transferir energía mediante el acoplamiento magnético de dos inductores acoplados, en la cual una bobina se encuentra fuera del vehículo bajo la superficie del suelo y la otra se encuentra al interior de este. Existen dos tipos de cargas inductivas: la carga estática y la carga dinámica. En la carga estática se considera un lugar delimitado donde el vehículo se encuentra aparcando para realizar la transferencia de energía. Mientras que la carga dinámica se realiza mientras el vehículo se encuentra en movimiento y la fuente que entrega energía se encuentra enterrada bajo la carretera. Algunas de las ventajas de estos métodos son permitir la carga mientras que el vehículo se encuentra en movimiento y no es necesario realizar un contacto eléctrico. Las desventajas que presenta este método son las altas pérdidas de energía provenientes del flujo de dispersión ocasionadas por el bajo acoplamiento magnético entre las bobinas al usar el aire como núcleo magnético, baja eficiencia en comparación al método conductivo y alto coste de inversión.

1.1.1.3. Intercambio rápido de batería

Este método consiste en cambiar la batería de descargada del vehículo por una completamente cargada en una estación de intercambio, de este modo es posible obtener una carga completa de la batería en unos minutos. Este proceso permite realizar la carga de las baterías en condiciones favorables, incrementando la vida útil de estas al evitar el estrés que genera la carga rápida [12]. Además permite evitar la sobrecarga de la red eléctrica al reducir el pico de consumo y la carga en masa de los EVs. Este concepto se basa en que la batería no le pertenece al dueño del vehículo sino que a la empresa que presta el servicio de recambio, permitiendo disminuir los costos de los EVs ya que el elemento más costoso del vehículo que es la batería le pertenece a la estación de servicio.

Empresas como Tesla han demostrado en un programa piloto que es posible realizar el cambio de la batería en su modelo S de forma automática en menos de 2 minutos, tiempo menor del que toma realizar una carga completa de un estanque de bencina para un ICE [13].

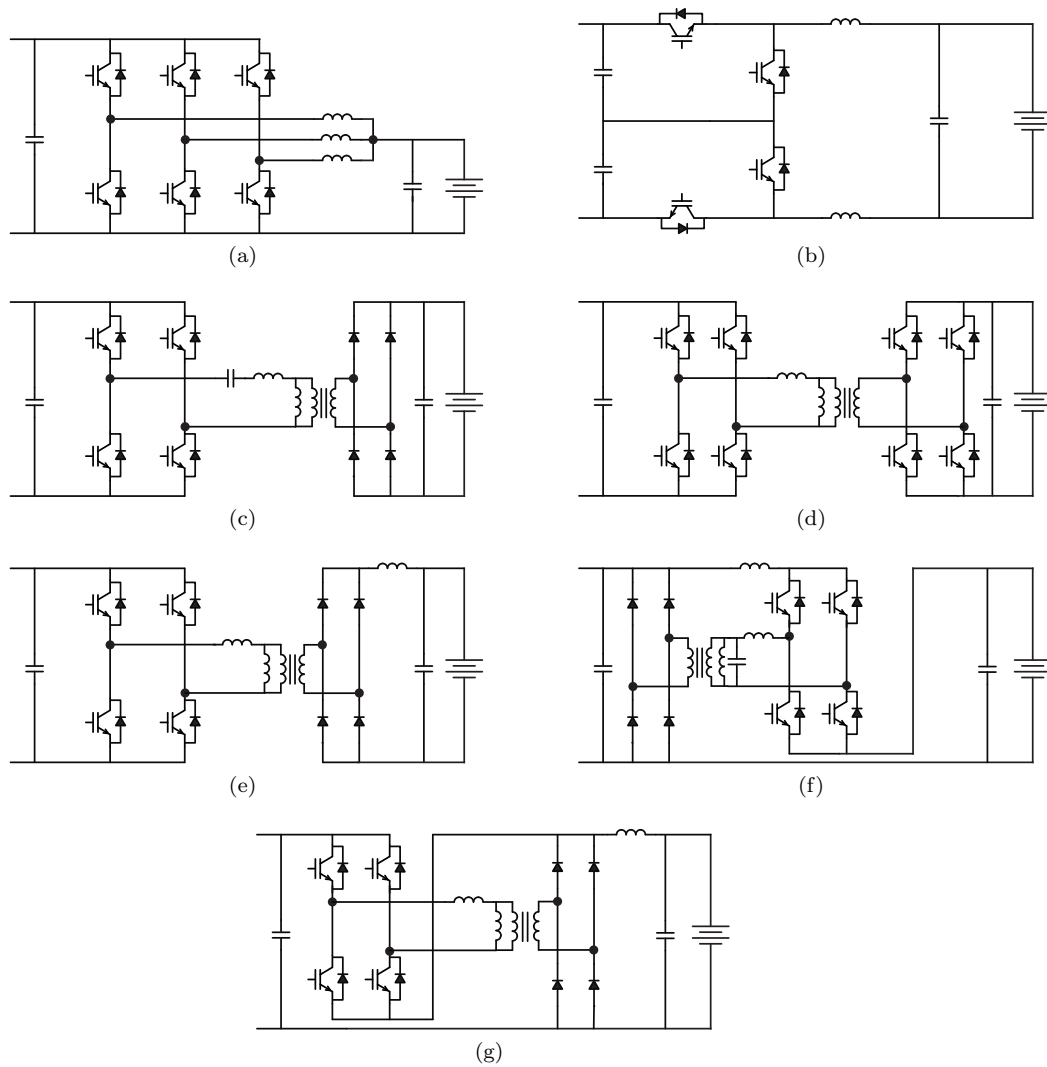


Figura 1.5: Topologías convertidores DC-DC para carga rápida EVs (a) Convertidor buck-boost interleaved trifásico (b) Convertidor buck de tres niveles (c) Convertidor resonante LLC (d) Convertidor puente dual activo (e) Convertidor phase-shifted full-bridge (f) Convertidor parcial tipo 1 basado en phase-shifted full-bridge (g) Convertidor parcial tipo 2 basado en phase-shifted full-bridge

1.1.2. Topologías de convertidores DC-DC

Un convertidor DC-DC no aislado es adecuado si ya existe una aislación galvánica mediante un transformador de línea previo a la etapa AC-DC. Si el voltaje en la entrada del convertidor DC-DC es mayor al voltaje de la batería del EV, es posible utilizar un convertidor buck [14] [15]. Para lograr menor rizado en la corriente hacia la batería se ha propuesto utilizar módulos buck-boost interleaved como se muestra en la figura 1.5(a) [16] [17] [18], esto

también permite utilizar componentes más pequeños como inductores y semiconductores, aumentar la potencia del convertidor y mejorar la disipación térmica. El convertidor buck con tres idénticas fases ha sido usado en el cargador comercial “ABB Terra HP150” [19]. El inconveniente de esta topología se encuentra en que al aumentar el número de fases, debido a la tolerancia de los componentes y pérdidas por fase, se encuentran diferencias entre las corrientes por cada fase. Para resolver este problema autores han propuesto algoritmos para igualar las corrientes por fase [20]. Un convertidor asimétrico bidireccional de tres niveles también ha sido propuesto para la carga rápida de EVs, el cual está compuesto por cuatro interruptores seguido de un filtro LC de segundo orden como se muestra en la figura 1.5(b) [21]. Su principio de funcionamiento es similar al convertidor buck-boost interleaved mediante un algoritmo de control apropiado. La ventaja de este convertidor es que el voltaje de bloqueo de los interruptores es la mitad del voltaje de entrada, lo que permite utilizar componentes de menor tensión de bloqueo y disminuir las pérdidas.

Algunos autores han propuesto topologías aisladas para realizar la conversión DC-DC. Se ha propuesto utilizar el convertidor resonante DC-DC full-bridge LLC, el cual presenta un puente activo, un tanque resonante LLC, un transformador de alta frecuencia con un puente rectificador y un capacitor de salida como se muestra en la figura 1.5(c) [22] [23]. Este convertidor puede realizar conmutación con voltaje cero (ZVS) en un amplio rango de voltaje y conmutación con corriente cero (ZCS) para los diodos rectificadores. La ganancia de voltaje de este convertidor depende de la ganancia del tanque resonante LLC, la frecuencia de conmutación y la ganancia del transformador. Otro convertidor ampliamente utilizado es el dual active bridge (DAB), el cual posee dos puentes activos conectados mediante un transformador de alta frecuencia [24]. El convertidor DAB de la figura 1.5(d) presenta una alta eficiencia, alta densidad de potencia, flujo de potencia bidireccional y amplio rango de ganancia de voltaje. Diferentes tipos de modulación los cuales varían los ciclos de trabajo y desplazamiento entre los puentes primario y secundario han sido propuestos para realizar el control de voltaje y corriente del convertidor [25]. El convertidor phase-shifted full bridge de la figura 1.5(e) ha sido propuesto para la carga rápida de EVs debido a su capacidad de conmutación suave, la simplicidad de su control mediante modulación de ancho de pulso a una frecuencia fija, modularidad y reducido estrés en sus componentes [26].

Con el objetivo de mejorar la eficiencia de conversión en la etapa DC-DC, algunos autores han sugerido utilizar convertidores de potencia parcial para realizar la carga rápida de EVs. En [27] [28] se propuso una configuración reductora basada en el convertidor phase-shifted full-bridge como se muestra en la figura 1.5(f) en la cual la entrada se encuentra en paralelo y la salida en serie al convertidor parcial. También en [29] se propone una configuración reductora de PPC basada en el convertidor phase-shifted full-bridge como el de la figura 1.5(g) en la cual la entrada se encuentra en serie y la salida en paralelo al convertidor parcial, en este reporte se obtuvo un peak de eficiencia del 99.11%.

1.1.3. Estándares de carga para vehículos eléctricos actuales

Al no existir un consenso global entre los diferentes fabricantes de EVs con respecto a las baterías, conectores, protocolos de comunicación e infraestructura de carga, existen diferentes estándares relacionados con los EVs. Para la carga de EVs existen varios estándares alrededor del mundo. Los más empleados por los fabricantes son los estándares SAE e IEEE para fabricantes ubicados en Estados Unidos, mientras que IEC es usado mayormente en Europa. Japón tiene su estándar ChadeMoo y China junto con India utiliza el estándar de

Tabla 1.1: Estándares de carga DC

	CHAdemo	CCS-1	CCS-2	GB/T	TESLA
Potencia máxima	400 kW	350 kW	350 kW	237.5 kW	350 kW
Voltaje de salida	50-1000 V	200-1000 V	200-1000 V	250-950 V	300-480V
Corriente máxima	400 A	500 A	500 A	250-400 A	800 A

Tabla 1.2: Estándares de carga AC

	SAEJ1772		IEC 61851		GB/T 20234-2	TESLA	
	Nivel 1 AC	Nivel 2 AC	Modo 1	Modo 2-3	GB/T	Conexión móvil	Conexión de muro
Potencia máxima	1.9 kW	19.2 kW	4 kW (13.3 kW)	8 kW (22 kW)	7 kW (12.8kW)	1.9 kW (7.7kW)	2.8 kW (11.5 kW)
Voltaje de entrada	120 V 1 ϕ	240 V 1 ϕ	250 V 1 ϕ (480 V 3 ϕ)	250 V 1 ϕ (480 V 3 ϕ)	250 V 1 ϕ (400 V 1 ϕ)	120 V 1 ϕ (240 V 1 ϕ)	208 1 ϕ (250 1 ϕ)
Corriente máxima	16A	80A	16A	32A	32A	16/32 A	48A

Goubiao (GB/T). El estándar CCS surge en 2014 por la organización CharIn para lidiar con la falta de incompatibilidad debido a la falta de estandarización. Mientras que la compañía Tesla desarrollo su propio estándar [30] [19].

Junto con el desarrollo de los EVs las baterías de estos han ido aumentando su capacidad para aumentar el rango de desplazamiento con una carga completa. De esta forma los primeros estándares de carga que poseían un máximo de 50kW pensados para baterías de hasta 20kWh, son insuficientes para las siguientes generaciones de baterías de 60kWh o más debido al aumento en el tiempo de carga que esto implicaría. Por lo que en las nuevas actualizaciones de los estándares de carga se ha ido aumentando la potencia máxima de carga. El aumento del voltaje de las baterías de los EVs ha permitido aumentar la potencia de carga debido a que no es necesario aumentar el área del cable, ya que por este fluye la misma corriente de los estándares anteriores.

Los sistemas de carga pueden ser categorizados según la ubicación del cargador, los niveles y tipo de voltaje, y transferencia de potencia [8]. En la tabla 1.2 se muestran los estándares para para la carga del vehículo mediante conexión AC. Debido a que el vehículo necesita utilizar un convertidor interno y la potencia que este puede procesar esta delimitada por el peso y volumen que este tenga, los niveles de potencia para este tipo de carga son bajas y se considera para una carga lenta a nivel domiciliario, lugar de trabajo o centro comercial. En la tabla 1.1 se muestran los estándares para la carga de los vehículos utilizando una conexión DC. Dado que en este tipo de carga es posible que el convertidor que regula la carga de la batería se encuentre al exterior del vehículo, es posible alcanzar mayores niveles de potencia y realizar una carga rápida del EV. En este tipo de carga al conectarse directamente a los bornes de la batería es necesario que el cargador sea capaz de realizar el proceso de carga en el rango completo de voltaje que se define en el estándar, de 50V a

1000V para el más amplio, por lo que utilizar un convertidor de potencia con una topología elevadora-reductora es una alternativa viable [31].

1.2. Definición del problema

Existe un aumento de vehículos eléctricos los cuales poseen diferentes niveles de tensión en sus baterías. Esto implica que los convertidores deben estar diseñados para funcionar en un amplio rango en su voltaje de salida. Los convertidores DC/DC convencionales poseen curvas de eficiencias no planas para un amplio rango de operación. La necesidad del mercado de tener un mayor rango de operación implica que los convertidores trabajen en puntos menos eficientes. Debido a la alta cantidad de potencia transferida hacia las baterías, es necesario lograr la mayor eficiencia posible en todo el rango de operación.

1.3. Hipótesis

Es posible desarrollar un convertidor de potencia DC/DC para controlar la carga de un vehículo eléctrico utilizando un convertidor de potencia parcial elevador-reductor para mejorar la eficiencia de carga en un amplio rango de voltaje de salida. El desempeño se evalúa mediante simulación del convertidor.

1.4. Objetivo General y Específicos

El objetivo general de este trabajo es comparar la eficiencia entre dos convertidores de potencia parcial que sean capaces de elevar y reducir tensión en un rango amplio para aplicaciones de carga rápida de vehículos eléctricos.

Los objetivos específicos son los siguientes:

- Realizar estudio del estado del arte de los convertidores utilizados para la carga rápida de vehículos eléctricos
- Realizar simulación del convertidor para determinar modo de control y alcances de la topología
- Realizar simulaciones considerando dispositivos comerciales para evaluar la eficiencia del convertidor
- Redacción de publicación para conferencia internacional y tesis para exponer resultados obtenidos

1.5. Descripción de la tesis

A continuación se presenta el resumen de los capítulos de este trabajo:

- Capítulo 1: Se presenta una breve introducción al tema y se aborda el estado del arte con respecto a los métodos y estándares de carga de vehículos eléctricos.
- Capítulo 2: Se explican los aspectos generales sobre los convertidores de potencia parcial, las configuraciones existentes y sus rangos de parcialidad.
- Capítulo 3: Se presentan las topologías a analizar, principio de funcionamiento, modelado matemático y formas de onda en estado estacionario.

- Capítulo 4: Se muestran las consideraciones no ideales que presentan algunos componentes de los convertidores que generan pérdidas y como estas se modelan dentro de un entorno de simulación.
- Capítulo 5: Se presentan los resultados de simulación para las topologías estudiadas. Donde se verifica la forma de operación de los convertidores y se muestra la eficiencia de estos en el rango de operación estudiado.
- Capítulo 6: Se exponen las conclusiones de esta tesis y los trabajos futuros.

CONVERTIDORES DE POTENCIA PARCIAL

2.1. Aspectos generales

Tradicionalmente los convertidores DC-DC realizan un procesamiento total de la potencia que fluye de un punto a otro del convertidor con el objetivo de obtener una salida regulada, como se muestra en la figura 2.1a . Estos presentan una eficiencia determinada al punto de operación que se encuentran trabajando y las pérdidas varían según la potencia que procesan. Con el objetivo de mejorar diversas características de los convertidores de potencia como la eficiencia, peso, volumen, capacidad de los componentes y costos del convertidor es que se investigan diversas topologías para cada aplicación. Para aplicaciones donde se utiliza una etapa DC-DC como la fotovoltaica o la carga rápida de vehículos eléctricos se han investigado los convertidores de potencia parcial (PPC, por su sigla en inglés “Partial Power Converter”), los cuales no procesan la totalidad de la potencia entregada por el convertidor. Estos generan un paso directo de potencia desde la entrada hacia la salida, como se muestra en la figura 2.1b. De esta forma el convertidor solo procesa la potencia restante para mantener un flujo regulado. Esto es posible mediante una conexión adicional en serie o paralelo del convertidor que permite disminuir el voltaje y/o la corriente que procesa este.

Para el caso de un convertidor de potencia total (FPC, por su sigla en inglés “Full Power Converter”) la eficiencia de la etapa de conversión η_{dc_s} solo depende de la eficiencia del convertidor η_{dc_c} y esta definida como:

$$\eta_{dc_s} = \eta_{dc_c} = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (2.1)$$

Para el caso de un PPC la eficiencia de la etapa esta determinada por:

$$\eta_{dc_s} = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{(P_{in} - P_{pc}) + P_{pc}\eta_{dc_c}}{P_{in}} \quad (2.2)$$

Simplificando la expresión anterior, la eficiencia de la etapa de conversión queda

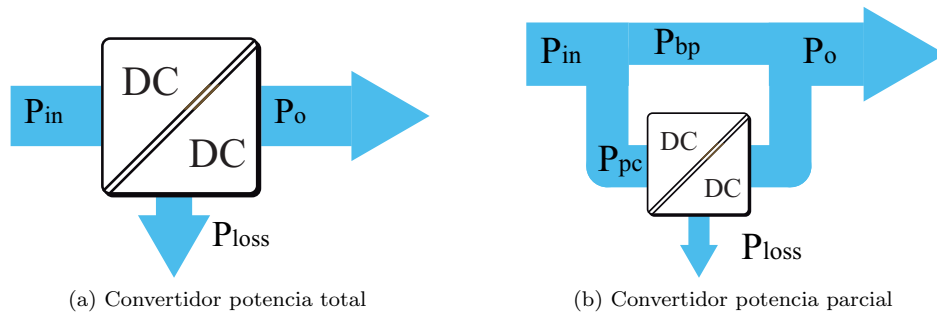


Figura 2.1: Flujo de potencia convertidor convencional y parcial

expresada como:

$$\eta_{dc_s} = 1 - \frac{P_{pc}}{P_{in}}(1 - \eta_{dc_c}) \quad (2.3)$$

En la ecuación anterior se puede ver que la eficiencia del convertidor PPC depende de la relación entre la potencia procesada sobre la potencia de entrada. A menor potencia procesada mejor será la eficiencia de la etapa de conversión.

A continuación se presentan las clasificaciones de los convertidores DC-DC de potencia parcial.

2.2. Configuraciones PPC

Los PPC pueden ser clasificados en dos categorías, series (S-PPC) y paralelo (P-PPC) [32]. Los P-PPC han sido usados en módulos fotovoltaicos y en sistemas de gestión de baterías para equalizar las celdas de la batería. En la regulación en serie (S-PPC) el convertidor parcial se encuentra en serie con la fuente de voltaje, añadiendo o restando el voltaje parcial V_{pc} .

Los convertidores S-PPC también pueden ser divididos en dos categorías: entrada en paralelo-salida en serie (IPOS) y entrada en serie-salida en paralelo (ISOP), también conocidas como PPC tipo I y tipo II respectivamente [33]. En la figura 2.2 se exponen las cuatro posibles clasificaciones de los convertidores S-PPC según sus conexiones y transformación de voltaje. Para estas clasificaciones se considera un flujo unidireccional de potencia desde la entrada hacia la salida, ya que por ejemplo un convertidor IPOS elevador con flujo de potencia inverso se considera un convertidor ISOP reductor. A continuación se describirán las posibles configuraciones para convertidores de potencia parcial basados en topologías aisladas mediante un transformador de alta frecuencia. Es importante destacar que aunque la topología este basada en un convertidor con aislación galvánica, el convertidor de potencia parcial pierde la aislación debido a las conexiones que utiliza. El requerimiento de aislación no es obligatorio pero es útil para evitar un corto circuito de los componentes del convertidor.

2.2.1. Configuración IPOS

Los PPC del tipo IPOS, también conocidos como PPC tipo I, poseen dos terminales en paralelo a la entrada y los otros dos terminales en serie entre la entrada y salida. Esto implica

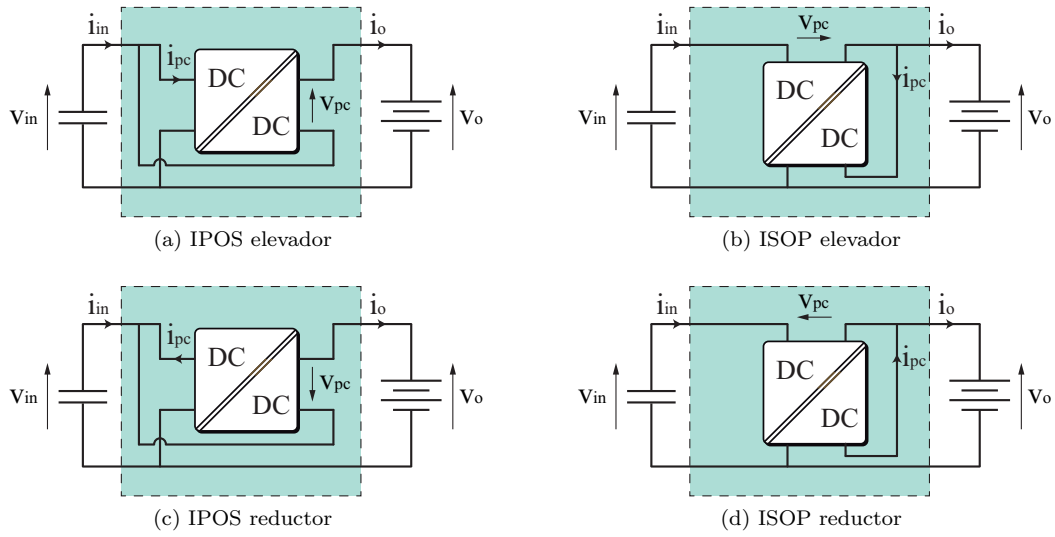


Figura 2.2: Configuraciones S-PPC

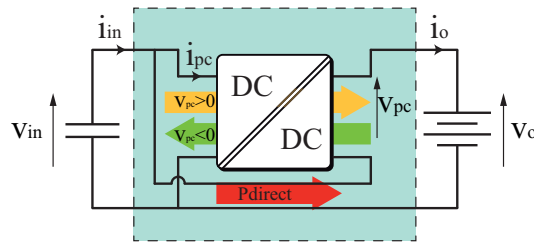


Figura 2.3: Configuración PPC IPOS

que los terminales en paralelo a la entrada deben poder bloquear el voltaje de entrada V_{in} y procesar la corriente parcial I_{pc} . Por otro lado los terminales que se encuentran en serie solo necesitan poder bloquear el voltaje parcial V_{pc} y procesar la corriente de salida.

Aplicando las leyes de Kirchoff de voltaje y corriente al convertidor estas quedan expresadas como:

$$V_o = V_{in} + V_{pc} \quad (2.4)$$

$$I_{in} = I_{pc} + I_o \quad (2.5)$$

Si se considera una eficiencia del convertidor $\eta_{dc_c} \approx 1$ se tiene que:

$$V_{in} I_{pc} \approx V_{pc} I_o \quad (2.6)$$

Se puede determinar que:

$$I_{pc} \approx I_o \frac{V_{pc}}{V_{in}} \quad (2.7)$$

Dado que I_o y V_{in} son valores positivos se tiene que la corriente I_{pc} sera positiva cuando el convertidor opere en modo elevador $V_{pc} > 0$, y negativo cuando opere en modo reductor $V_{pc} < 0$. De esto se puede extraer que la potencia que fluye por el convertidor DC-DC fluye desde la entrada hacia la salida en modo elevador, y desde la salida hacia la entrada en modo reductor aunque el flujo promedio total de potencia del convertidor sigue siendo desde la entrada hacia la salida.

2.2.1.1. Análisis parcialidad IPOS elevador

La ganancia de voltaje G_v del convertidor parcial es expresada como:

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.8)$$

Y la eficiencia de la etapa η_{dc_s} :

$$\eta_{dc_s} = \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} \quad (2.9)$$

Simplificando la expresión anterior utilizando la definicion de 2.8 se tiene:

$$\eta_{dc_s} = G_v \frac{I_o}{I_{in}} \quad (2.10)$$

Como se mostró en 2.3 la eficiencia de la etapa esta determinada por el ratio de procesamiento parcial K_{pr} :

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{in}} \quad (2.11)$$

Simplificando la expresión anterior se puede expresar como:

$$K_{pr} = \frac{V_{in} I_{pc}}{V_{in} I_{in}} \quad (2.12)$$

$$K_{pr} = \frac{I_{in} - I_o}{I_{in}} \quad (2.13)$$

$$K_{pr} = 1 - \frac{I_o}{I_{in}} \quad (2.14)$$

Utilizando 2.10 también se puede expresar mediante la ganancia de voltaje de la etapa y la eficiencia del convertidor DC-DC

$$K_{pr} = 1 - \frac{\eta_{dc_s}}{G_v} \quad (2.15)$$

Para el modo elevador se tiene que $G_v > 1$. Considerando una alta eficiencia $\eta_{dc_c} \approx 1$ el ratio de procesamiento parcial aumenta al incrementar la ganancia de voltaje G_v .

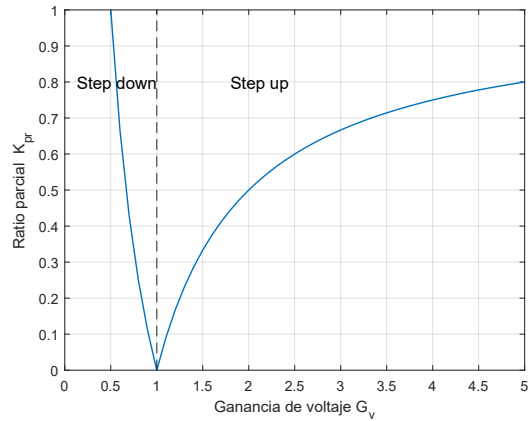


Figura 2.4: Ratio de procesamiento parcial convertidor parcial IPOS

2.2.1.2. Análisis parcialidad IPOS reductor

El ratio de procesamiento parcial para la operación reductor $G_v < 1$ esta definido por:

$$K_{pr} = \frac{-V_{pc} I_o}{V_{in} I_{in}} \quad (2.16)$$

$$K_{pr} = \frac{-(V_{in} - V_o)I_o}{V_{in} I_{in}} \quad (2.17)$$

$$K_{pr} = \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} - \frac{I_o}{I_{in}} \quad (2.18)$$

Expresándolo en términos de la ganancia de voltaje y eficiencia de la etapa se tiene que:

$$K_{pr} = \eta_{dc_s} \left(\frac{1}{G_v} - 1 \right) \quad (2.19)$$

Considerando una alta eficiencia $\eta_{dc_s} \approx 1$ el ratio de procesamiento parcial aumenta al disminuir la ganancia de voltaje.

En la figura 2.4 se puede ver de forma gráfica el comportamiento del ratio de procesamiento parcial obtenido de 2.19 y 2.15. En la cual se extrae que el ratio de parcialidad aumenta al alejarse de la ganancia de voltaje G_v unitaria y no es simétrica con respecto a $G_v = 1$.

2.2.2. Configuración ISOP

Los convertidores parciales ISOP, también denominados tipo II, poseen una conexión en paralelo con la salida y otra conexión en serie entre la entrada y salida. De esta forma los terminales en paralelo con la salida deben poder bloquear dicho voltaje y procesar la corriente parcial I_{pc} , mientras que los otros terminales solo deben bloquear el voltaje parcial V_{pc} y conducir la corriente de entrada I_{in} . De forma análoga a la configuración IPOS el flujo de potencia por el convertidor DC-DC va desde la entrada hacia la salida cuando este opera en modo elevador, y desde la salida hacia la entrada cuando funciona en modo reductor como se muestra en la figura 2.5.

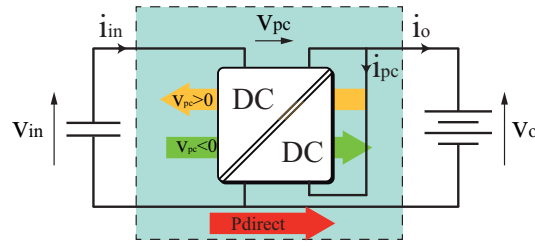


Figura 2.5: Configuración PPC ISOP

2.2.2.1. Análisis parcialidad ISOP elevador

El ratio de parcialidad para la configuración ISOP elevador se calcula como:

$$K_{pr} = \frac{V_o I_{pc}}{V_{in} I_{in}} \quad (2.20)$$

$$K_{pr} = \frac{V_o (I_{in} - I_o)}{V_{in} I_{in}} \quad (2.21)$$

$$K_{pr} = \frac{V_o}{V_{in}} - \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} \quad (2.22)$$

Expresando el coeficiente de parcialidad mediante la ganancia de voltaje y la eficiencia de la etapa queda la siguiente expresión:

$$K_{pr} = G_v - \eta_{dc_s} \quad (2.23)$$

Se puede observar de la ecuación anterior que el ratio de parcialidad depende de forma lineal de la ganancia de voltaje como se muestra en la figura 2.6.

2.2.2.2. Análisis parcialidad ISOP reductor

La expresión para el ratio de parcialidad en el convertidor ISOP reductor se calcula como:

$$K_{pr} = \frac{-V_{pc} I_{in}}{V_{in} I_{in}} \quad (2.24)$$

$$K_{pr} = \frac{V_{in} - V_o}{V_{in}} \quad (2.25)$$

$$K_{pr} = 1 - \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.26)$$

Formulando la expresión anterior en términos de la ganancia de voltaje se obtiene el siguiente término.

$$K_{pr} = 1 - G_v \quad (2.27)$$

El ratio de parcialidad varía linealmente con respecto a la ganancia de voltaje del convertidor, como se muestra en la figura 2.6.

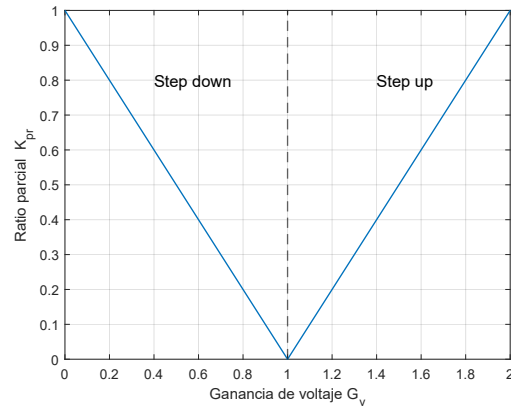


Figura 2.6: Ratio de procesamiento parcial configuración ISOP

2.3. Convertidores PPC elevador-reductor

Los convertidores elevador-reductor son útiles en aplicaciones en las cuales se necesita operar en un gran rango de operación, o cuando el voltaje del enlace DC se encuentra fijo y se desea operar con voltajes mayores y menores al del entrada y no se desean agregar etapas DC-DC adicionales. Este es el caso de la carga de vehículos eléctricos para cargadores que poseen una arquitectura de enlace DC común y deben poder cargar diferentes vehículos con niveles muy diferentes de tensión en sus baterías. Cuando existe un amplio rango en la salida surge una posible solución la cual es utilizar un convertidor elevador-reductor y fijar el voltaje de entrada en un punto medio entre los límites superior e inferior del voltaje a controlar en la salida. Como se menciono en las secciones anteriores, para que un convertidor PPC pueda operar en modo elevador y reductor es necesario que el convertidor DC-DC sea bidireccional en potencia, ya que en modo elevador la potencia fluye en un sentido y en modo reductor se dirige en el sentido contrario. Además es necesario que el voltaje en uno de los terminales del convertidor DC-DC sea bipolar para aumentar o reducir el voltaje de entrada.

2.4. Resumen del capítulo

En este capítulo se presentaron los convertidores de potencia parcial (PPC) y cuales son sus diferencias en comparación con un convertidor que procesa la totalidad de la potencia (FPC). Se explicó que debido a su conexión directa entre la entrada y la salida es posible obtener mejor eficiencia de conversión, disminución de los valores nominales de los componentes del convertidor, disminución del peso, volumen y costos.

Además se mostraron las clasificaciones de los PPC según su conexión que puede ser IPOS e ISOP, y a su vez según la razón de conversión si es elevador o reductor. Se realizaron las razones de parcialidad para cada clasificación, mostrando que esta es mejor al operar con una ganancia de voltaje cercana a la unidad y su comportamiento es diferente para cada caso. Finalmente se presentaron los convertidores PPC elevador-reductor y la utilidad que presentan en aplicaciones en las cuales es necesario tener un gran rango de operación en el voltaje de salida como lo es la carga de vehículos eléctricos.

TOPOLOGÍAS ESTUDIADAS

En esta sección se presentan dos convertidores DC-DC de potencia parcial para la carga de vehículos eléctricos. Para cada convertidor se realiza un análisis teórico mediante las ecuaciones principales que describen los sistemas, los estados de conducción y formas de onda característica.

3.1. Convertidor PPC con interruptores de dos cuadrantes

En esta sección se describe el funcionamiento del convertidor de la figura 3.1, denominado “Topología A” para el resto del documento. Este convertidor consiste en un convertidor IPOS-PPC el cual puede elevar o reducir el voltaje de entrada dependiendo de la modulación empleada. El convertidor está compuesto por un transformador de alta frecuencia donde su devanado primario está conectado a un puente H y su devanado secundario se encuentra conectado a un puente H con interruptores de dos cuadrantes, seguido de un inductor de salida y capacitor de filtrado. Los interruptores de dos cuadrantes se componen de un MOSFET o IGBT en serie con un diodo. Esta configuración permite el paso de la corriente en un sentido y bloqueo de voltaje en ambas polarizaciones, permitiendo operar en dos cuadrantes del diagrama voltaje y corriente como se muestra en la figura 3.2.

3.1.1. Descripción de la topología y principio de operación ideal

El convertidor de la figura 3.1 es capaz de operar en modo elevador o reductor mediante el control del voltaje V_{pc} , el cual es bipolar. Cuando el voltaje V_{pc} es positivo el convertidor opera en modo elevador, y cuando es negativo opera en modo reductor. Esto es debido que el voltaje de salida es el voltaje de entrada adicionado al voltaje parcial V_{pc} .

$$V_o = V_{pc} + V_{in} \quad (3.1)$$

Suponiendo un transformador ideal, se considera que el voltaje en el devanado secundario es proporcional al número de vueltas y al voltaje del devanado primario. De esta manera $V_s = N \cdot V_p$, por lo que mediante los estados de conmutación de los interruptores $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f, S_g$ y S_h es posible generar 3 niveles de voltaje a la salida del puente H

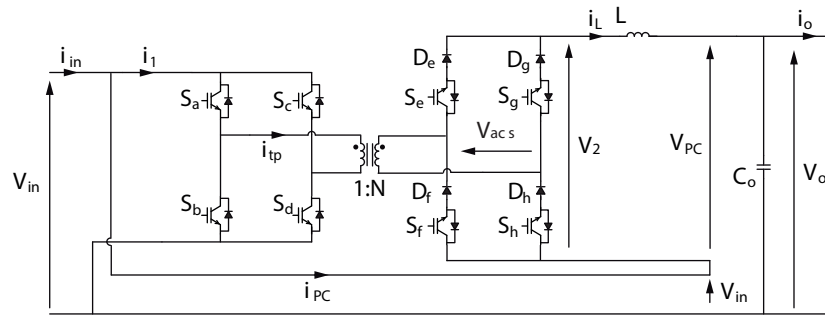


Figura 3.1: Topología A

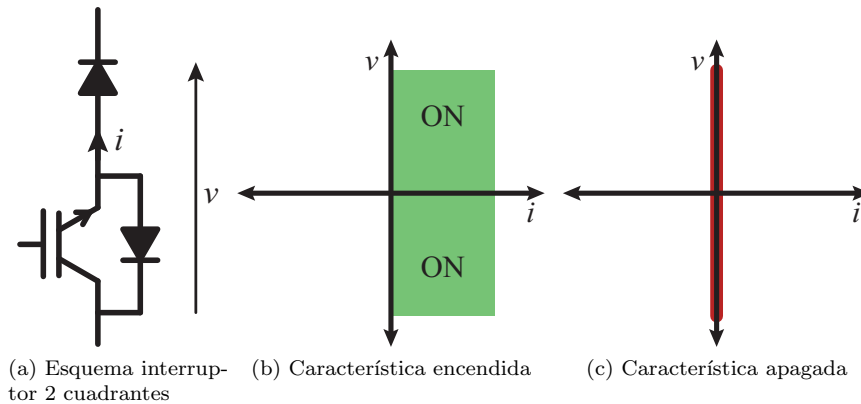


Figura 3.2: Interruptor de dos cuadrantes

en el secundario con interruptores de 2 cuadrantes, así: $V_2 = \{-N \cdot V_{in}, 0, N \cdot V_{in}\}$. De esta forma es posible controlar el voltaje V_{pc} y la corriente por el inductor i_L .

3.1.2. Modo elevador

Para el modo de operación elevador se consideran dos estados de conducción en los cuales se genera $V_2 = \{0, N \cdot V_{in}\}$. Para mantener la controlabilidad de la corriente y el voltaje a la salida del convertidor es necesario cumplir las condiciones:

$$V_{in}(1 + N) > V_o \tag{3.2}$$

$$V_o > V_{in} \tag{3.3}$$

Durante la secuencia que genera $V_2 = N \cdot V_{in}$ ocurre transferencia de energía a través del transformador y de forma directa desde la fuente hacia la carga. En este intervalo, dado que se cumple la condición de 3.2, la corriente por el inductor i_L aumenta. Durante la secuencia que genera $V_2 = 0$ no existe flujo de potencia por el transformador y la energía solo se transfiere directamente desde V_{in} hacia V_o , durante este intervalo la corriente i_L disminuye.

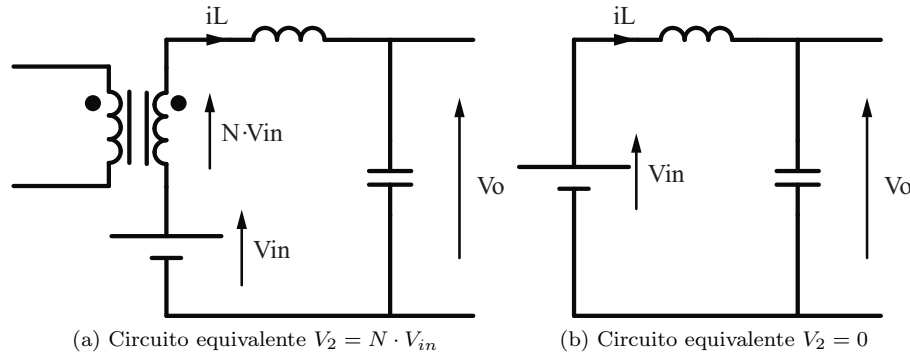


Figura 3.3: Circuitos equivalentes topología A modo de operación elevador

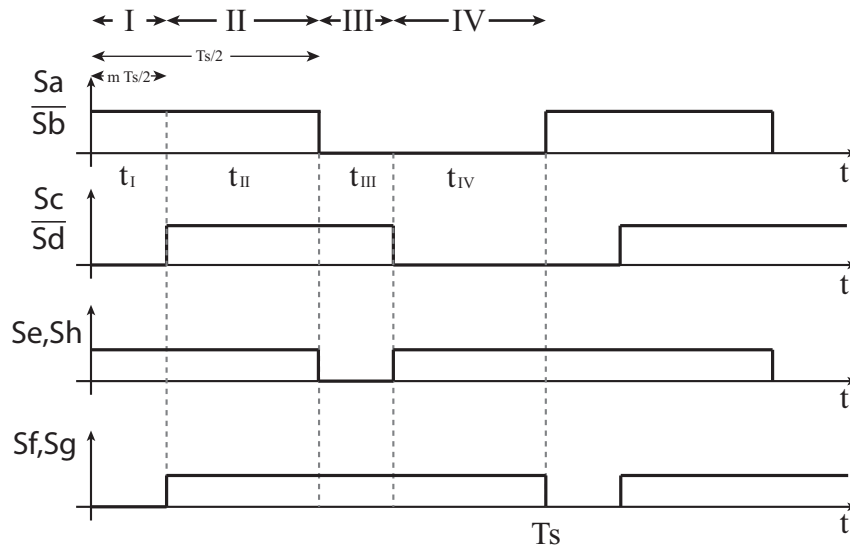


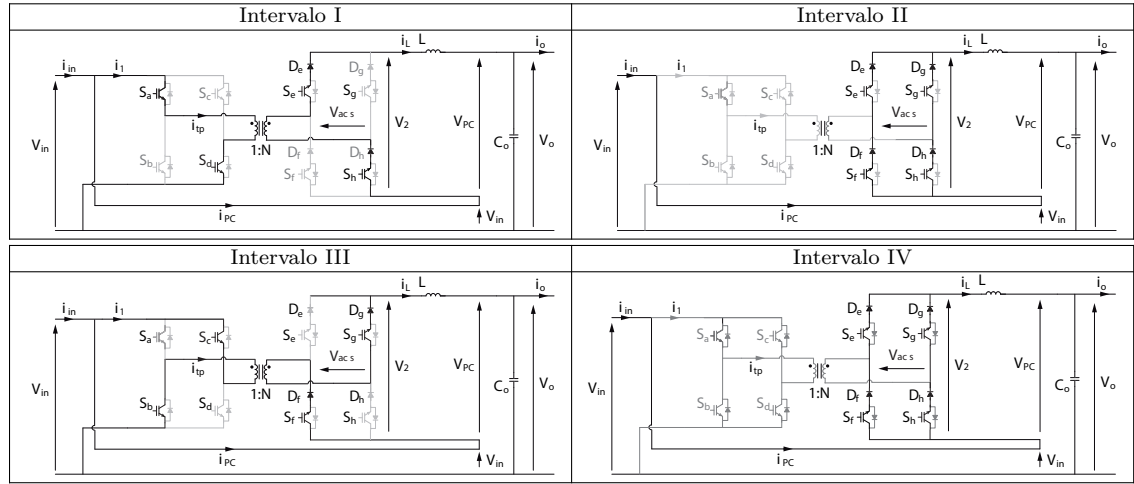
Figura 3.4: Pulsos de disparo topología A en modo elevador

3.1.3. Modulación modo elevador

Para generar los estados de conducción descritos anteriormente para el modo de operación elevador se utilizan los pulsos de disparo presentados en la figura 3.4 generando 4 estados de conmutación *I*, *II*, *III* y *IV*. Para la modulación de estos estados el primer puente compuesto por S_a , S_b , S_c y S_d se modulan mediante la técnica Phase-Shift PWM (PS-PWM). En esta modulación las señales de disparo S_a y S_c poseen un período fijo, un ciclo de trabajo del 50% y tienen un desfase definido por una razón de desplazamiento m . Las señales S_b y S_d son complementarias a S_a y S_c respectivamente. Los pulsos de disparo para las señales S_e , S_h , S_f y S_g se modulan de tal manera de obtener $V_2 = N \cdot V_{in}$ en los intervalos *I* y *III*, y $V_2 = 0$ en los intervalos *II* y *IV*.

Durante el intervalo *I* se encuentran encendidos los interruptores S_a y S_d del puente

Tabla 3.1: Estados de conducción topología A modo elevador



primario generando un voltaje positivo en el secundario del transformador, en el puente secundario se encuentran encendidos los interruptores S_e y S_h para mantener la polaridad del voltaje del transformador en V_2 . En este intervalo la corriente por el inductor aumenta. La corriente que circula por los semiconductores S_e , S_h , D_e y D_h es igual a la corriente que pasa por el inductor. Por otro lado la corriente que circula por los semiconductores S_a y S_d es la corriente del inductor amplificada por la razón de vueltas del transformador. Durante el intervalo II el voltaje generado en los terminales primarios del transformador es cero al encender los interruptores S_a y S_c , y en el puente secundario se encienden los cuatro interruptores para cortocircuitar al transformador y mantener el voltaje nulo en V_2 . Al encender los cuatro interruptores la corriente que circula por cada uno de ellos es la mitad de la corriente que pasa por el inductor, y en el puente primario no circula corriente. El modo de operación del intervalo III es análogo al intervalo I , con la diferencia que se invierte la polaridad en el puente secundario del voltaje generado en el transformador. Y la operación del intervalo IV es equivalente al modo II .

De esta forma las ecuaciones que rigen para cada intervalo son:

$$V_{in}(1 + N) - L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad t_I \text{ \& } t_{III} \quad (3.4)$$

$$V_{in} - L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad t_{II} \text{ \& } t_{IV} \quad (3.5)$$

Utilizando T_s como el período de conmutación y m como la razón de desplazamiento se definen la duración de los intervalos como:

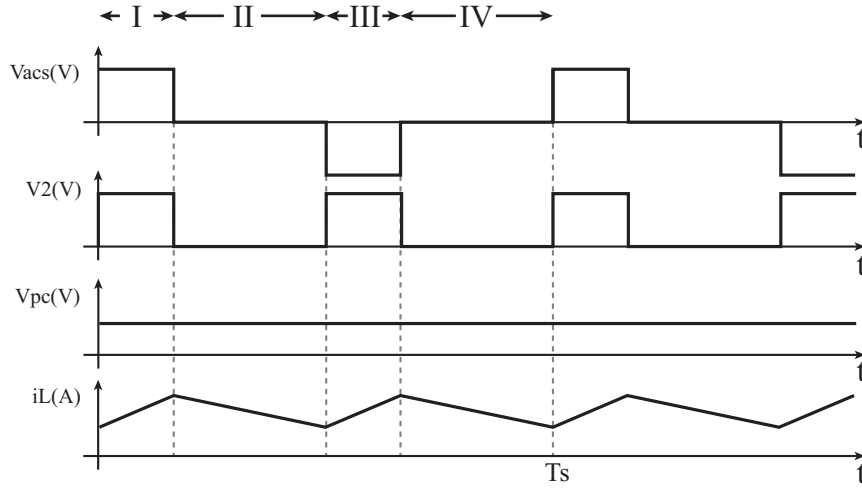


Figura 3.5: Formas de onda topología A en modo elevador

$$t_I = t_{III} = m \frac{T_s}{2} \quad (3.6)$$

$$t_{II} = t_{IV} = (1 - m) \frac{T_s}{2} \quad (3.7)$$

Donde:

$$0 < m < 1 \quad (3.8)$$

Lo que equivale a un desfase entre las señales S_a y S_c de 0° a 180° entre sí. Asumiendo un modo de conducción continuo y estado estacionario, se obtiene que:

$$V_{in}(1 + N) - V_o = L \frac{\Delta i_L}{t_I} \quad (3.9)$$

$$V_{in} - V_o = L \frac{-\Delta i_L}{t_{II}} \quad (3.10)$$

Finalmente el voltaje de salida y la variación de corriente por el inductor en estado estacionario estan definidos por:

$$V_o = V_{in}(1 + m \cdot N) \quad (3.11)$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_o - V_{in})(V_{in}(N + 1) - V_o)T_s}{2L \cdot N \cdot V_{in}} \quad (3.12)$$

Para operar en un modo de conducción continua y que las ecuaciones anteriores sean válidas se debe cumplir con el valor mínimo de inductancia descrita en 3.13. La topología antes descrita también posee un modo de conducción discontinua al operar en modo elevador, el cual no será revisado en esta tesis.

$$L_{min} = \frac{(V_o - V_{in})(V_{in}(N + 1) - V_o)T_s}{4N V_{in} I_o} \quad (3.13)$$

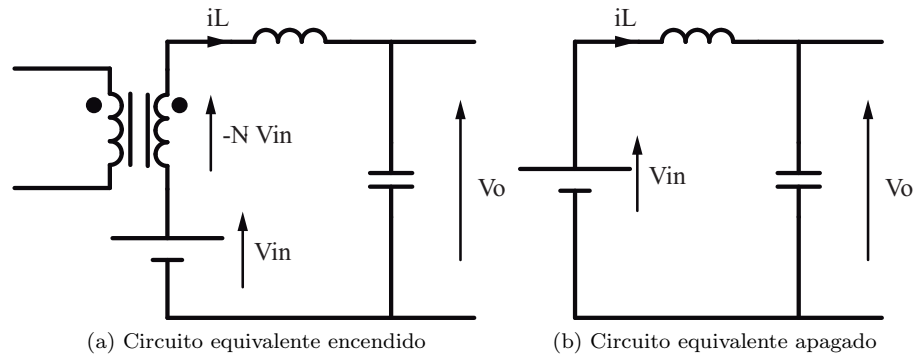


Figura 3.6: Circuitos equivalentes topología A en modo reductor

3.1.4. Modo Reductor

Para el modo de operación reductor se consideran dos estados de funcionamiento en los cuales se genera $V_2 = \{-N \cdot V_{in}, 0\}$. Para poder realizar el control en este modo es necesario que se cumplan las condiciones:

$$V_o > V_{in}(1 - N) \quad (3.14)$$

$$V_{in} > V_o \quad (3.15)$$

Durante el intervalo donde $V_2 = -N \cdot V_{in}$ existe una parte de la potencia que se transfiere de forma directa desde la fuente hacia la carga, y otra parte de la potencia la cual se transfiere hacia la fuente mediante el transformador. En este período la corriente por el inductor disminuye. En el intervalo donde $V_2 = 0$ solo ocurre flujo de potencia desde la fuente hacia la carga, y durante este período la corriente por el inductor aumenta.

3.1.5. Modulación modo reductor

Para generar los estados de conducción descritos anteriormente se utilizan las señales de disparo de la figura 3.7 generando los estados de conmutación *I*, *II*, *III* y *IV*. De forma análoga a la modulación del modo elevador el puente primario se modula mediante PS-PWM y el puente secundario se modula de tal manera de obtener $V_2 = -N \cdot V_{in}$ en los intervalos *I* y *III*, y $V_2 = 0$ en los intervalos *II* y *IV*.

Durante el intervalo *I* se encuentran encendidos los interruptores S_a y S_d del puente primario generando un voltaje positivo en el secundario del transformador. En el puente secundario se encuentran encendidos los interruptores S_f y S_g los cuales permiten invertir la polaridad del voltaje inducido en V_2 . Durante este período la corriente por el inductor disminuye, y esta es igual a la corriente por semiconductores S_f, S_g, D_f y D_g . La corriente por los semiconductores S_a y S_d es la corriente del inductor amplificada por la razón de vueltas del transformador y con el sentido contrario. Esto se debe a que en este período la potencia fluye desde el puente secundario hacia el primario. Durante el intervalo *II* el voltaje generado por el puente primario es cero, y en el puente secundario se encienden

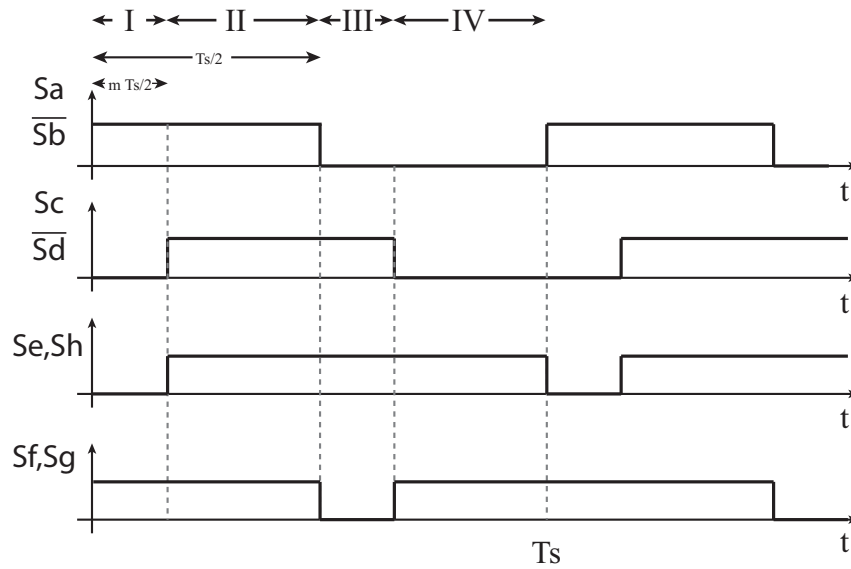


Figura 3.7: Pulsos de disparo topología A en modo reductor

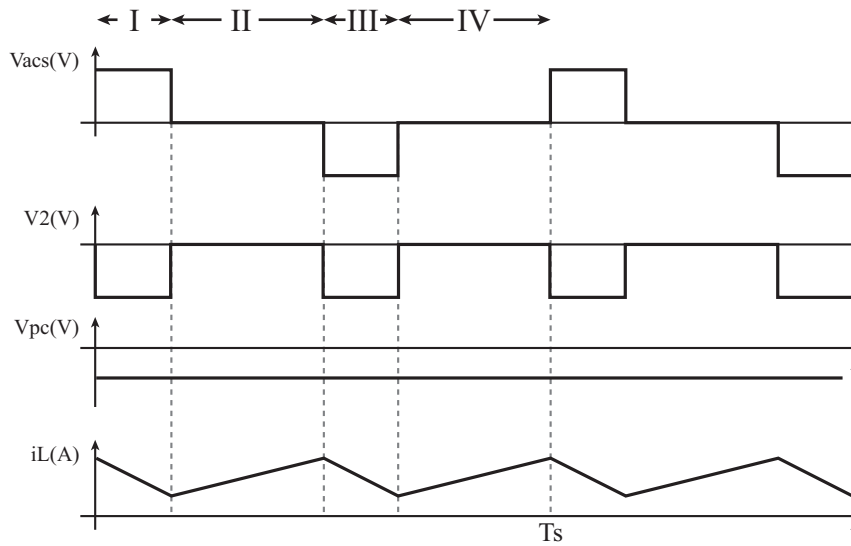
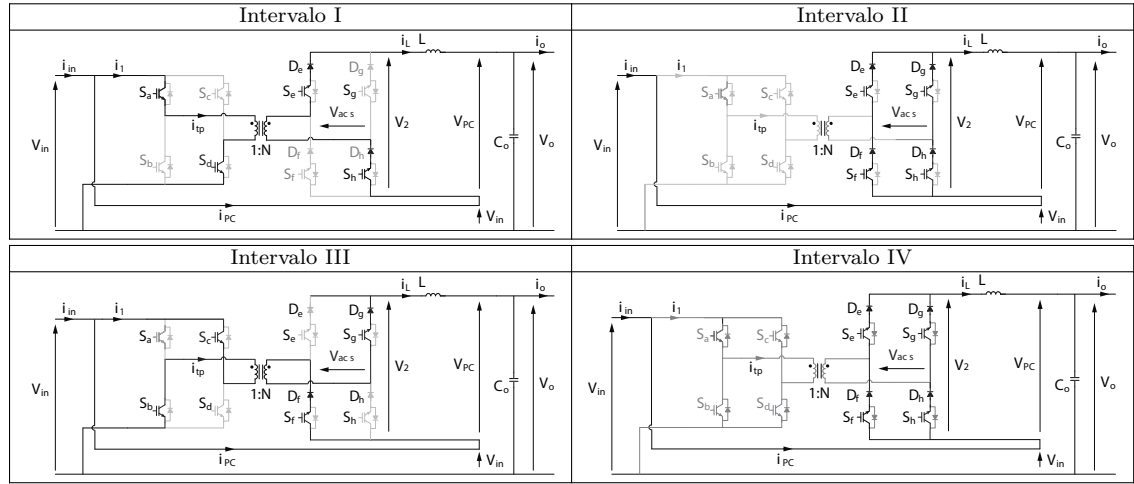


Figura 3.8: Formas de onda topología A en modo reductor

todos los interruptores para mantener el voltaje nulo en V_2 . En este intervalo cada uno de los semiconductores del puente secundario circula la mitad de la corriente del inductor. Los modos de operación en los intervalos *III* y *IV* son simétricos a *I* y *II* respectivamente.

De esta forma las ecuaciones que rigen para cada intervalo son:

Tabla 3.2: Estados de conducción topología A modo reductor



$$V_{in}(1 - N) - L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad t_I \text{ \& } t_{III} \quad (3.16)$$

$$V_{in} - L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad t_{II} \text{ \& } t_{IV} \quad (3.17)$$

Utilizando T_s como el período de conmutación y m como la razón de desplazamiento se definen la duración de los intervalos como:

$$t_I = t_{III} = m \frac{T_s}{2} \quad (3.18)$$

$$t_{II} = t_{IV} = (1 - m) \frac{T_s}{2} \quad (3.19)$$

Donde:

$$0 < m < 1 \quad (3.20)$$

Asumiendo un modo de conducción continuo y que la magnitud del cambio de la corriente de i_L es igual en cada intervalo, se obtiene que:

$$V_{in}(1 - N) - V_o = L \frac{\Delta i_L}{t_I} \quad (3.21)$$

$$V_{in} - V_o = L \frac{-\Delta i_L}{t_{II}} \quad (3.22)$$

Finalmente el voltaje de salida y la variación de corriente por el inductor en estado estacionario estan definidos por:

$$V_o = V_{in}(1 - m \cdot N) \quad (3.23)$$

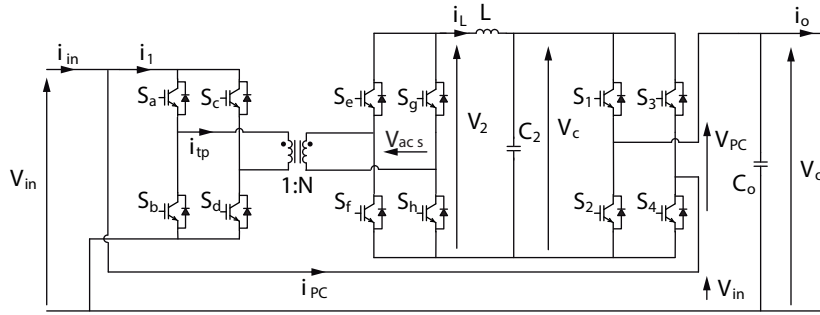


Figura 3.9: Topología B

$$\Delta i_L = \frac{(V_o - V_{in})(V_{in}(1 - N) - V_o)T_s}{2L \cdot N \cdot V_{in}} \quad (3.24)$$

Para operar en un modo de conducción continua y que las ecuaciones anteriores sean validas se debe cumplir con el valor mínimo de inductancia descrita en 3.25. La topología antes descrita también posee un modo de conducción discontinua al operar en modo reductor, modo que no será revisado en esta tesis.

$$L_{min} = \frac{(V_o - V_{in})(V_{in}(1 - N) - V_o)T_s}{4N V_{in} I_o} \quad (3.25)$$

3.2. Convertidor Dual-Bridge con circuito de unfolding

A continuación se presenta el convertidor de la figura 3.9, denominado “Topología B”. Este convertidor consiste en un convertidor IPOS-PPC el cual puede elevar o reducir el voltaje de entrada mediante la modulación empleada. El convertidor esta compuesto por un transformador de alta frecuencia en el cual se conecta un puente H en su devanado primario y otro en el secundario. El puente H del devanado primario se conecta al voltaje de entrada (V_{in}), y el puente H en el devanado secundario se conecta un inductor y capacitor de filtrado (C_2). Luego del capacitor de filtrado se añade un puente H adicional el cual se conecta al capacitor de salida (C_o) y al voltaje de entrada, generando la conexión de potencia parcial.

3.2.1. Descripción topología y principio de operación ideal

El convertidor de la figura 3.9 puede elevar o reducir el voltaje de entrada mediante el control del voltaje V_{pc} , el cual es bipolar. Cuando el voltaje V_{pc} es positivo el convertidor opera en modo elevador, y cuando es negativo el convertidor opera en modo reductor.

El principio de operación de la topología B es similar al de la topología A en modo elevador como es descrito en 3.1.2. En ambos modos de operación para la topología B, elevador y reductor, se generan dos niveles de voltaje en $V_2 = \{0, N \cdot V_{in}\}$ mediante el control de los conmutadores del puente primario (S_a, S_b, S_c, S_d) y puente secundario (S_e, S_f, S_g, S_h). Para lograr controlabilidad del convertidor en modo de operación elevador y reductor se debe cumplir la condición descrita en 3.26:

$$N \cdot V_{in} > |V_o - V_{in}| \quad (3.26)$$

Cumpliendo la condición anterior se tiene que en el intervalo donde $V_2 = N \cdot V_{in}$ la corriente por el inductor i_L aumenta, y cuando $V_2 = 0$ la corriente disminuye. Así es posible controlar la corriente y el voltaje a través de L y C_2 , respectivamente.

El puente H seguido de C_2 posee la función de cambiar la polaridad del voltaje en V_2 . En el modo de operación elevador se encienden de forma continua los conmutadores S_1 y S_4 , así $V_{pc} = V_c$. En el modo de operación reductor se encienden de forma continua los conmutadores S_2 y S_3 , obteniendo $V_{pc} = -V_c$. De esta forma se obtiene un voltaje bipolar en V_{pc} .

3.2.2. Modulación

De forma análoga a la modulación descrita en 3.1.3 se utilizan los pulsos de disparo presentados en la figura 3.10 para la operación en modo elevador y los pulsos de la figura 3.12 para la operación en modo reductor. En ambos casos se distinguen 4 intervalos, los cuales están definidos según el desplazamiento de fase generados por la modulación PS-PWM en el puente primario. Durante los intervalos *I* y *III* se genera el voltaje $V_2 = N \cdot V_{in}$ y en los intervalos *II* y *IV* se genera el voltaje $V_2 = 0$. Estos valores de voltaje son válidos para el modo de operación elevador y reductor. En el modo de operación elevador se encienden los conmutadores S_1 y S_4 y se apagan los conmutadores S_2 y S_3 , de esta manera el voltaje V_{pc} mantiene la polaridad del voltaje en el capacitor V_c . En el modo de operación reductor se encienden los conmutadores S_2 y S_3 para invertir el voltaje V_c en el terminal V_{pc} , de esta manera el voltaje en los terminales de salida V_o es la diferencia entre V_{in} y V_c .

3.3. Resumen del capítulo

En este capítulo se presentaron dos topologías PPC del tipo IPOS con capacidad de funcionar en modo elevador y reductor al modificar su modulación. Ambas topologías son capaces de generar un voltaje bipolar en los terminales de la conexión parcial. La topología A lo genera a través un dual-bridge con semiconductores bipolares en voltaje, y la topología B mediante un puente de unfolding.

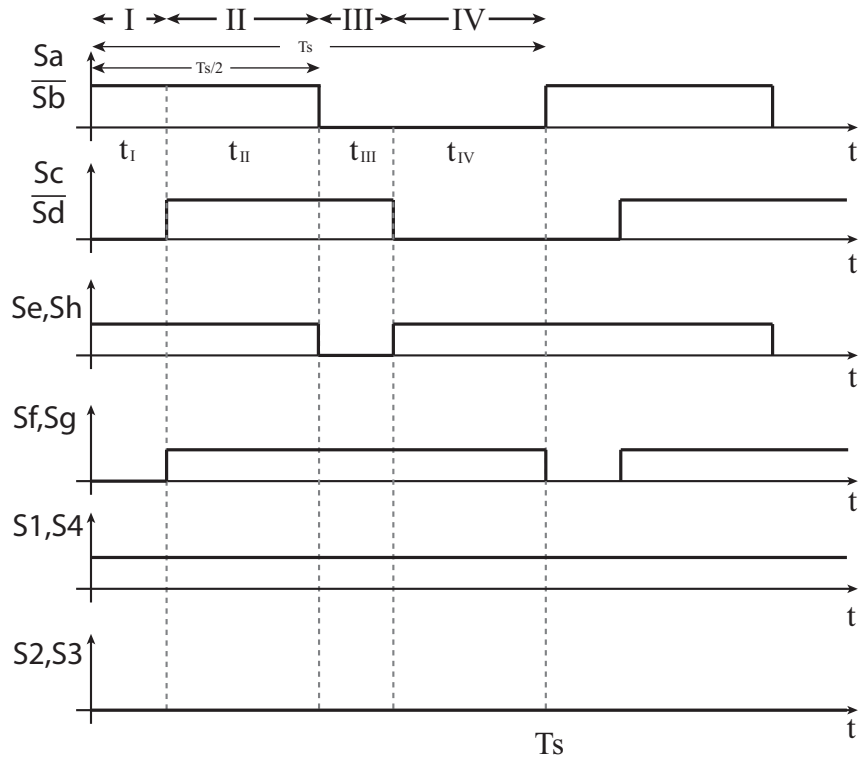


Figura 3.10: Pulsos de disparo topología B en modo elevador

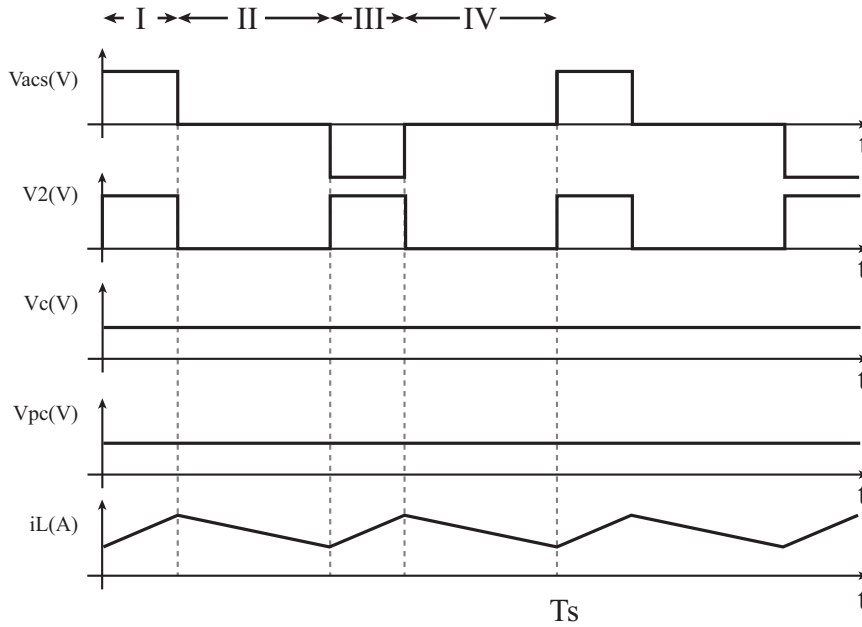


Figura 3.11: Formas de onda topología B en modo elevador

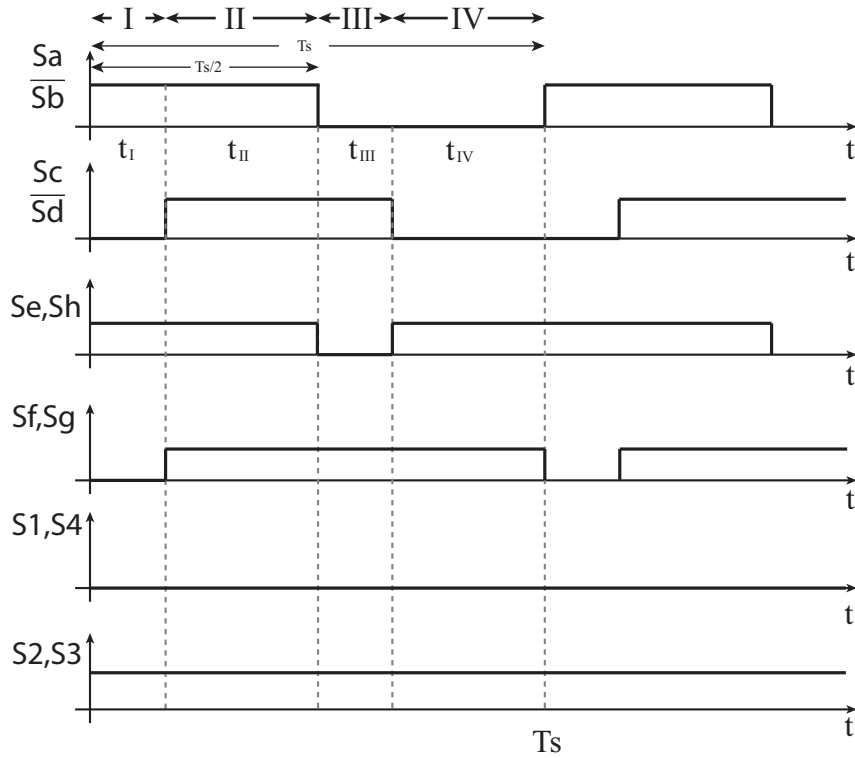


Figura 3.12: Pulsos de disparo topología B en modo reductor

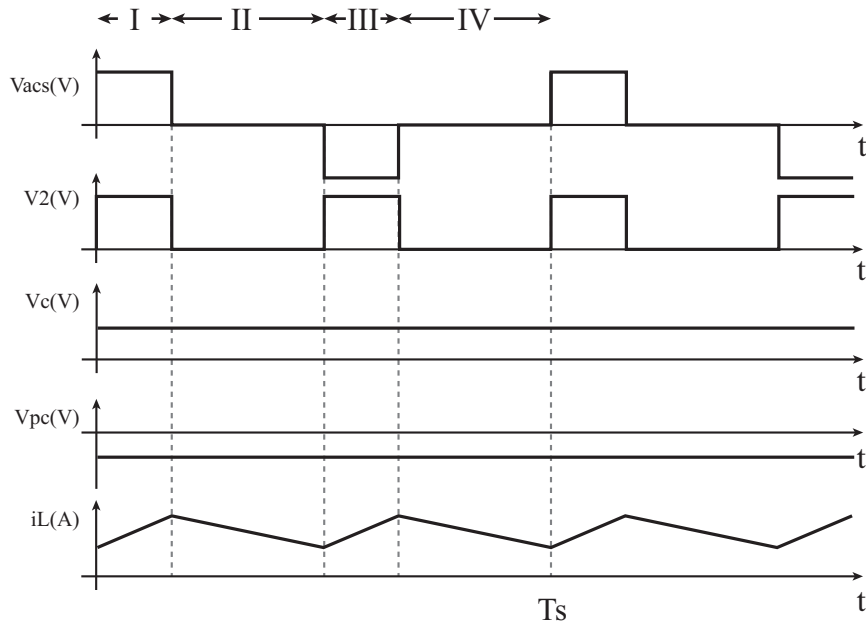


Figura 3.13: Formas de onda topología B en modo reductor

ESTIMACIÓN PÉRDIDAS

En este capítulo se explican algunas de las características no ideales de los elementos que forman parte de un convertidor de potencia que generan pérdidas y como estas se modelan dentro de la simulación para obtener la eficiencia del convertidor.

4.1. Pérdidas en semiconductores

Las pérdidas que dominan en los semiconductores de potencia como MOSFET, IGBT y diodos son las pérdidas por conmutación de encendido y apagado, y por conducción como se muestran en las figuras 4.1a y 4.1a.

Las pérdidas por conducción se refieren a la potencia que disipa el dispositivo al conducir corriente durante un intervalo de tiempo cuando se encuentra encendido para el caso de los MOSFET e IGBT, y al estar polarizado de forma directa para los diodos. La caída de tensión por los MOSFET es modelada por el voltaje entre los terminales de una resistencia equivalente de encendido R_{DS-on} que fluye una corriente i_{on} , y para el caso de los diodos e IGBT al estar encendidos se comportan como una fuente de tensión V_f en serie con una resistencia R_{on} por la que fluye una corriente i_{on} [34]. La resistencia de encendido mencionada anteriormente es un parámetro que depende de la temperatura del dispositivo y del voltaje en la compuerta para el caso de los MOSFET e IGBT. De esta forma la potencia instantánea disipada por conducción queda como una función cuadrática de la corriente, dónde sus parámetros V_f , R_{on} y R_{DS-on} dependen de la temperatura del dispositivo y queda expresada por las ecuaciones en 4.1, 4.2 y 4.3. La potencia promedio disipada por conducción para todos los semiconductores es proporcional a su potencia instantánea y a la razón del tiempo encendido t_{on} sobre el período de conmutación T_s como se muestra en 4.4.

$$P_{cond\ MOSFET} = i_{on}^2 R_{DS-on} \quad (4.1)$$

$$P_{cond\ IGBT} = i_{on}^2 R_{on} + V_f i_{on} \quad (4.2)$$

$$P_{cond\ diodo} = i_{on}^2 R_{on} + V_f i_{on} \quad (4.3)$$

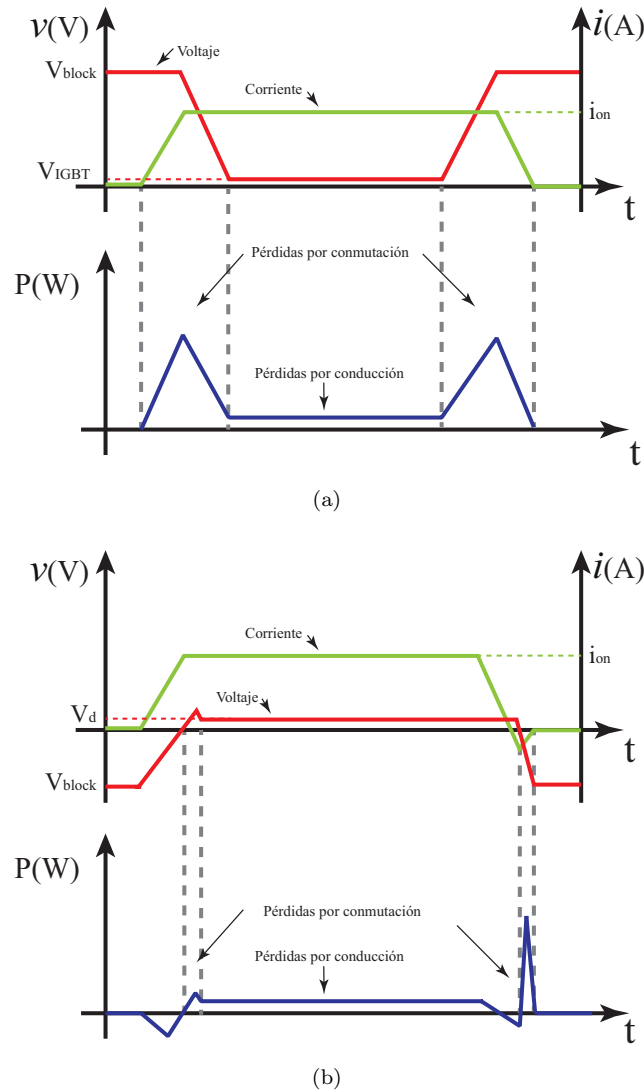


Figura 4.1: Pérdidas semiconductores por encendido, apagado y por conducción (a) MOSFET e IGBT (b) Diodo

$$\bar{P}_{cond} = P_{cond} \frac{t_{on}}{T_s} \quad (4.4)$$

Las pérdidas por conmutación son inducidas en los semiconductores debidas principalmente por el proceso de recuperación del diodo, los efectos que provocan capacitancias e inductancias parásitas propias de la construcción de los semiconductores, y los tiempos de encendido y apagado por la polarización de las compuertas. A pesar que la construcción de los semiconductores es diferente, las características de encendido y apagado son similares en los MOSFET e IGBT como se muestra en la figura 4.1a, y para los diodo se



Figura 4.2: Modelo diodo conducción (a) Diagrama diodo (b) Modelo no ideal diodo en conducción



Figura 4.3: Modelo IGBT conducción (a) Diagrama IGBT (b) Modelo no ideal IGBT en conducción

muestra en la figura 4.1b. La energía disipada en el encendido W_{sw-on} y apagado W_{sw-off} depende de diversas variables como la corriente de conducción, el voltaje de bloqueo, los tiempos de encendido y apagado, y la temperatura. De esta forma se puede expresar la potencia promedio disipada por conmutación como se muestra en 4.5.

$$\overline{P}_{sw} = \frac{W_{sw-on} + W_{sw-off}}{T_s} = f_s(W_{sw-on} + W_{sw-off}) \quad (4.5)$$

4.1.1. Simulación pérdidas en semiconductores

Para determinar las pérdidas en los semiconductores debido a la conducción y conmutación se utiliza el software PLECS el cual ejecuta una simulación térmica en paralelo a la simulación eléctrica para determinar las pérdidas en el punto de operación. Esta simulación térmica considera un modelo de Cauer [35] como el de la figura 4.5, en el cual P_{loss} corresponde a la potencia disipada por conmutación y conducción del convertidor, $R_\theta(K/W)$ y $C_\theta(J/K)$ son las resistencias y capacitancias térmicas que modelan las dinámicas térmicas del sistema, y T_a la temperatura ambiente.

Para calcular las pérdidas por conmutación y conducción se utiliza una Lookup table (LUT) multi-dimensional con la información otorgada por el fabricante en la hoja de datos del dispositivo como las de las figuras 4.6 y 4.7. De esta forma se calcula en cada ciclo la potencia promedio disipada por conmutación y conducción, y se actualiza la temperatura del modelo térmico.



Figura 4.4: Modelo MOSFET conducción (a) Diagrama MOSFET (b) Modelo no ideal MOSFET en conducción

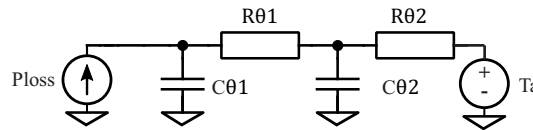


Figura 4.5: Circuito eléctrico equivalente red Cauer

4.2. Pérdidas elementos magnéticos

Los componentes magnéticos son unos de los principales elementos que generan pérdidas en los convertidores de potencia. Estas pérdidas refieren a mecanismos en los cuales un elemento magnético disipa energía cuando es expuesto a un campo magnético. Los elementos magnéticos están compuestos por dos partes: el núcleo y el devanado, donde cada una de estas partes es una fuente de pérdida de energía.

4.2.1. Pérdidas en el devanado

Las pérdidas en el devanado corresponden a pérdidas del tipo resistivas de la forma:

$$P_w = I^2 R \quad (4.6)$$

Donde P_w es la potencia disipada por el devanado, I es la corriente por el, y R es la resistencia del devanado. A bajas frecuencias se puede considerar la resistencia como:

$$R = R_{dc} = \rho \frac{l_w}{A_w} \quad (4.7)$$

Donde ρ es la resistividad del material del devanado, A_w es el área de su sección transversal, y l_w es su largo. Este valor de resistencia no es válido al trabajar con altas frecuencias debido a el efecto piel y el efecto proximitividad que ocurre en los conductores, generando así una resistencia mayor en comparación a la resistencia en bajas frecuencias.

4.2.2. Pérdidas en el núcleo

Las pérdidas en el núcleo corresponden a dos fenómenos que ocurren al interior del material. Estos son la histéresis que presenta el material al ser magnetizado y a las corrientes inducidas en el núcleo denominadas corrientes de Eddy o Foucault.

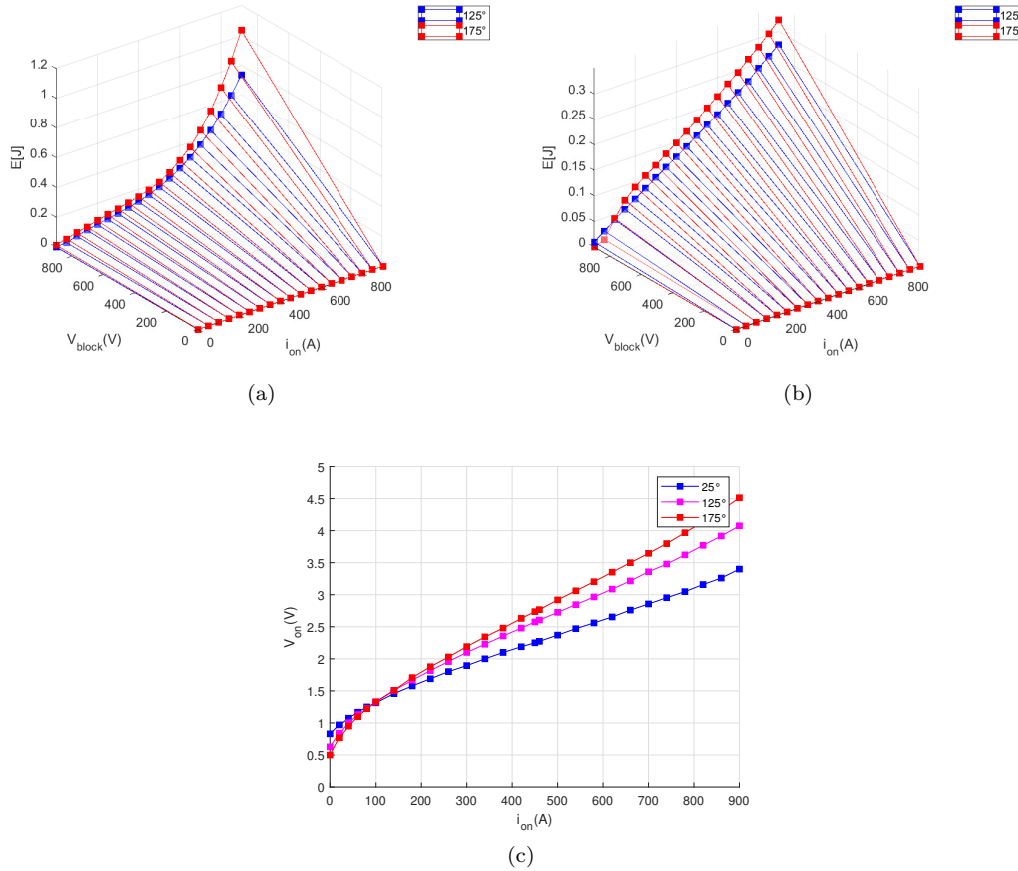


Figura 4.6: Lookup table para IGBT 5SNG 0450R170300 de ABB (a) Energía disipada al encender (b) Energía disipada al apagar (c) Caída de tensión al conducir

4.2.2.1. Pérdidas por histéresis

Las pérdidas por histéresis representan a la energía necesaria para rotar los átomos en el dominio magnético del núcleo. Esta está determinada por la característica del núcleo que relaciona la densidad de núcleo magnético $B(T)$ con la intensidad de campo $H(A/m)$ como se muestra en la figura 4.8. Para determinar las pérdidas se considera la energía que fluye hacia el elemento magnético en un ciclo:

$$W_h = \int_{T_s} v(t)i(t)dt \quad (4.8)$$

Donde $v(t)$ y $i(t)$ es la corriente y el voltaje del elemento magnético como se muestran en 4.10a, y T_s es la duración del ciclo. Es posible relacionar la expresión anterior con la característica B-H del núcleo aplicando las ecuaciones de Maxwell [36], obteniendo:

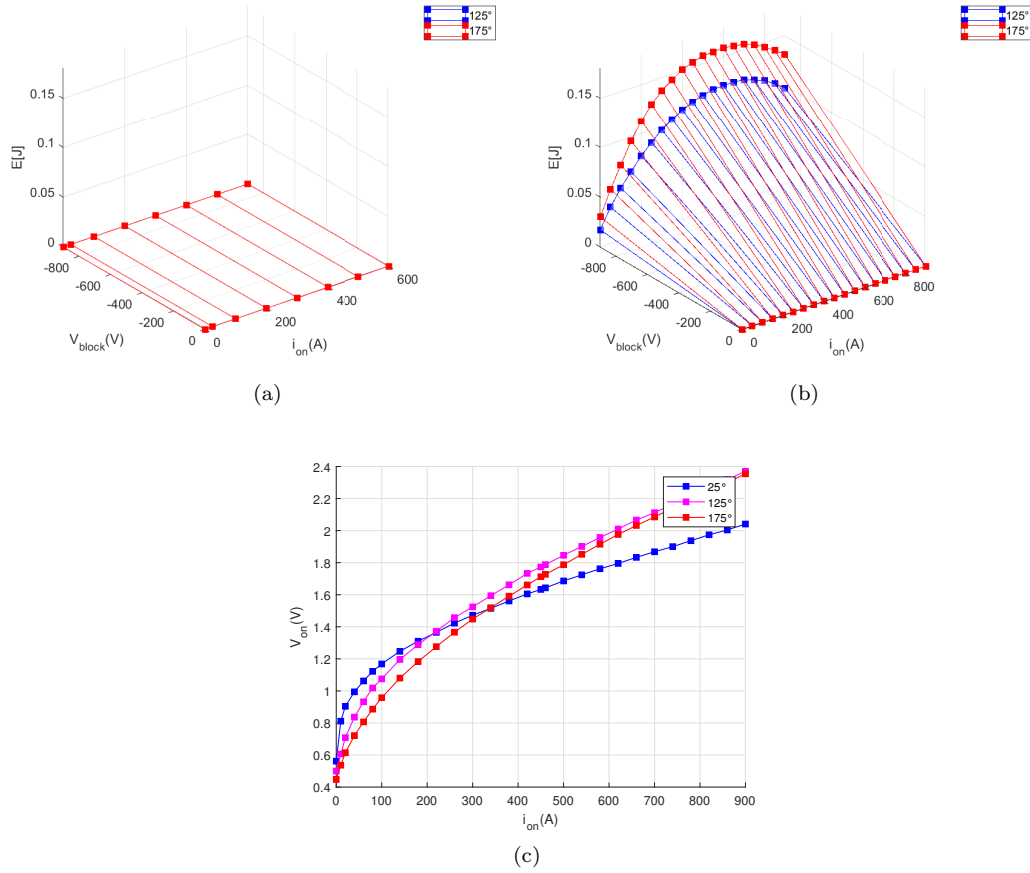


Figura 4.7: Lookup table para diodo 5SLA 3600E170300 de ABB (a) Energía disipada al encender (b) Energía disipada al apagar (c) Caída de tensión al conducir

$$W_h = V_c \int_{T_s} H dB \quad (4.9)$$

Donde V_c es el volumen del núcleo. De esta forma es posible visualizar que la energía disipada en un ciclo es proporcional al área al interior de la curva de histéresis del núcleo y al volumen del mismo. De esta forma la potencia promedio disipada debido a la histéresis corresponde a:

$$P_h = f_s \cdot V_c \int_{T_s} H dB \quad (4.10)$$

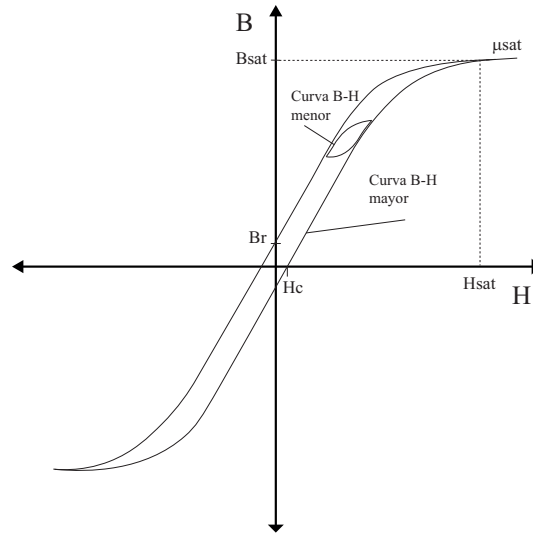


Figura 4.8: Curva de magnetización con histéresis

4.2.2.2. Pérdidas de Foucault

Los materiales con los cuales se fabrican los núcleos magnéticos son aleaciones metálicas las cuales son buenas conductoras. Al circular por el núcleo un flujo magnético este induce, según la ley de Faraday, un voltaje que deriva en una corriente alrededor del flujo. Esta corriente su vez produce un flujo que, según la ley de Lenz, va en dirección opuesta al flujo que lo generó. La corriente inducida denominada corriente de Eddy o Foucault, genera pérdidas del tipo $i^2 R$, donde R es la impedancia del núcleo. Debido a que el voltaje inducido es proporcional a la derivada del flujo, este es en magnitud proporcional a la frecuencia de excitación. Si se asume que la impedancia del núcleo es puramente resistiva y no depende de la frecuencia, las pérdidas son proporcionales al cuadrado de la frecuencia de excitación. En la realidad la impedancia del núcleo posee una dependencia con respecto a la frecuencia y esta depende de cada material.

La figura 4.9 contiene las pérdidas totales por volumen en el núcleo para un material típico en función de la densidad de flujo máxima ΔB para diferentes frecuencias con una excitación sinusoidal. Estas curvas pueden ser aproximadas por la ley de Steinmetz [37], la cual es una ecuación empírica de la siguiente forma:

$$P_c = K \cdot f \cdot (\Delta B)^{1,6} V_c \quad (4.11)$$

Donde K es un parámetro que se determina al ajustar la curva a los datos otorgados por el fabricante del núcleo, f es la frecuencia de excitación y V_c es el volumen del núcleo. Otras aproximaciones empíricas también han sido empleadas al determinar relaciones no lineales con la frecuencia o excitaciones no sinusoidales [38].

4.2.3. Simulación de pérdidas magnéticas

Para la simulación de las pérdidas magnéticas se emplea el software PLECS el cual mediante sus herramientas magnéticas es posible simular las características no lineales

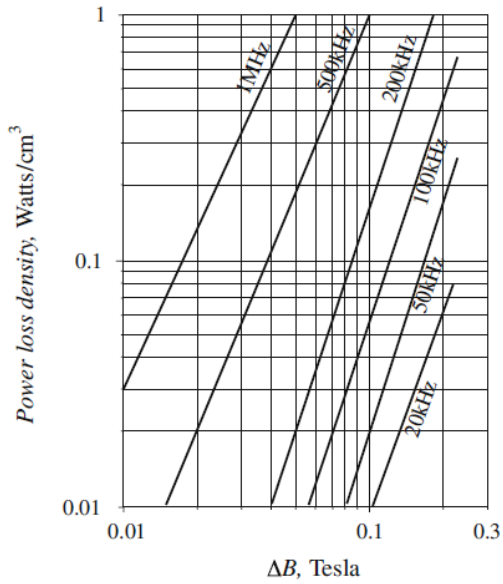


Figura 4.9: Pérdidas típicas en el núcleo en material de ferrita en altas frecuencias

presentes en los elementos magnéticos y determinar así las pérdidas de estos. Para la simulación del dominio magnético se utiliza el modelo de permeancia-capacitancia [39] mediante los bloques magnéticos conectándolos según su estructura física como se muestra en la figura 4.10a y 4.10b.

En la figura 4.10b Φ_{l1} y Φ_{l2} representan la permeabilidad del camino del flujo de dispersión, R_m la resistencia en el núcleo por la cual circulan las corrientes inducidas en el, P_{hyst} corresponde a la permeabilidad del núcleo la cual es variable y permite generar las curvas de histéresis y saturación, y R_p y R_s son las resistencias de los devanados del transformador. Para la generación de las curvas de histéresis es necesario ingresar los parámetros del núcleo indicados en la figura 4.8 además de sus dimensiones físicas.

De esta forma es posible simular las pérdidas en transformadores e inductores asociadas al devanado y núcleo.

4.3. Resumen del capítulo

En este capítulo se revisaron las principales fuentes de pérdidas en un convertidor de potencia las cuales son los semiconductores que permiten realizar las conmutaciones como MOSFET, IGBT y diodos, y los elementos magnéticos como transformador e inductor. Para los semiconductores se clasificaron las pérdidas como de conmutación y conducción, y para los elementos magnéticos como pérdidas por histéresis y por corrientes de Eddy. Finalmente se explicó como estas pérdidas son calculadas mediante la simulación del software PLECS.

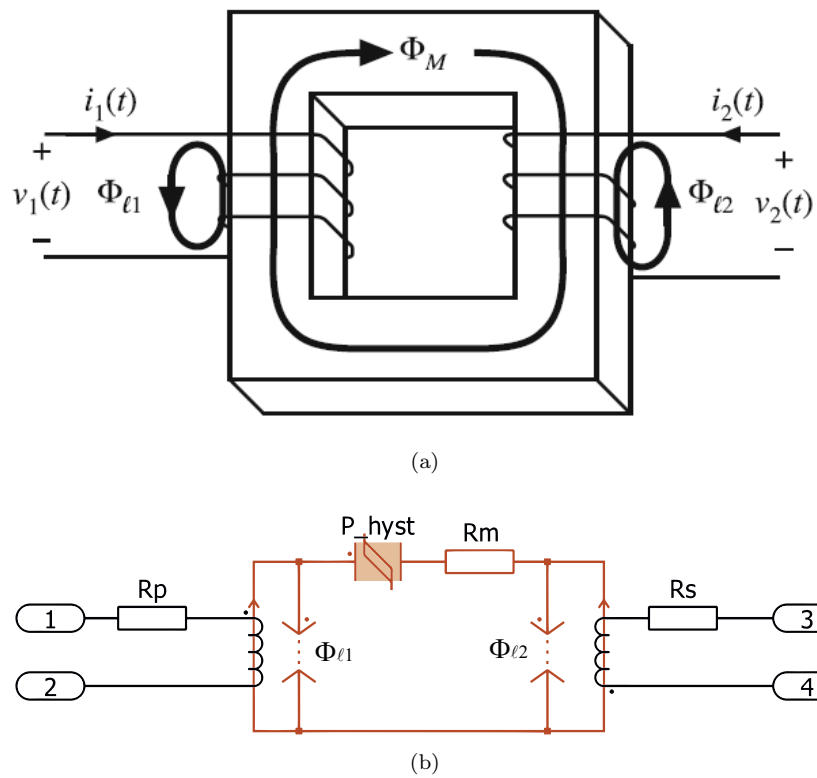


Figura 4.10: Modelo transformador de dos devanados (a) Diagrama conceptual (b) Modelo de simulación

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este capítulo se presentan los resultados de simulación obtenidos utilizando el software PLECS con el objetivo de presentar el funcionamiento de los convertidores de la topología A y B de las figuras 5.1(a) y 5.1(b), comparar su eficiencia en todo su rango de operación y finalmente exponer su desempeño al realizar la carga de la batería de un vehículo eléctrico.

5.1. Formas de onda

En las figuras 5.2 y 5.3 se presentan las formas de onda principales de las topologías A y B. Al utilizar un voltaje de entrada de 650 V y voltajes de salida de 400 V y 800 V se presenta la operación de los convertidores en modo reductor y elevador respectivamente. Se muestran las señales de disparo de los interruptores, el voltaje conmutado V_2 y la corriente del inductor i_L para una corriente de salida de 400 A.

En la figura 5.2(a) se muestra que con la secuencia de pulsos para los interruptores se logra generar los voltajes $V_2 = 0, -V_{in}$ lo que permite operar al convertidor de la topología A en modo reductor. Se ve que al generar $V_2 = 0$ en los intervalos II y IV la corriente por el inductor aumenta, mientras que al generar $V_2 = -V_{in}$ en los intervalos I y III la corriente aumenta. De forma similar en la figura 5.2(b) se muestra el convertidor de la topología A operando en modo elevador con la secuencia de pulsos que permite generar los estados de $V_2 = 0, V_{in}$. Cuando $V_2 = 0$ la corriente por el inductor disminuye y cuando $V_2 = V_{in}$ la corriente por el inductor aumenta.

En las figuras 5.3(a) y 5.3(b) se muestra la topología B en modo reductor y elevador respectivamente. La secuencia de pulsos de disparo de $S_{a,b,c,d,e,f,g,h}$ para ambos modos de operación es la misma, mientras que los pulsos de disparo del puente de unfolding $S_{1,2,3,4}$ permiten a la topología B cambiar entre el modo de operación reductor y elevador. Al generar el estado $V_2 = V_{in}$ en el modo de operación reductor la corriente por el inductor disminuye en magnitud, mientras que en el modo de operación elevador la corriente aumenta en magnitud. La corriente por el inductor en el modo de operación reductora de la topología B es en promedio negativa ya que esta cambia su orientación luego de pasar por el puente de unfolding.

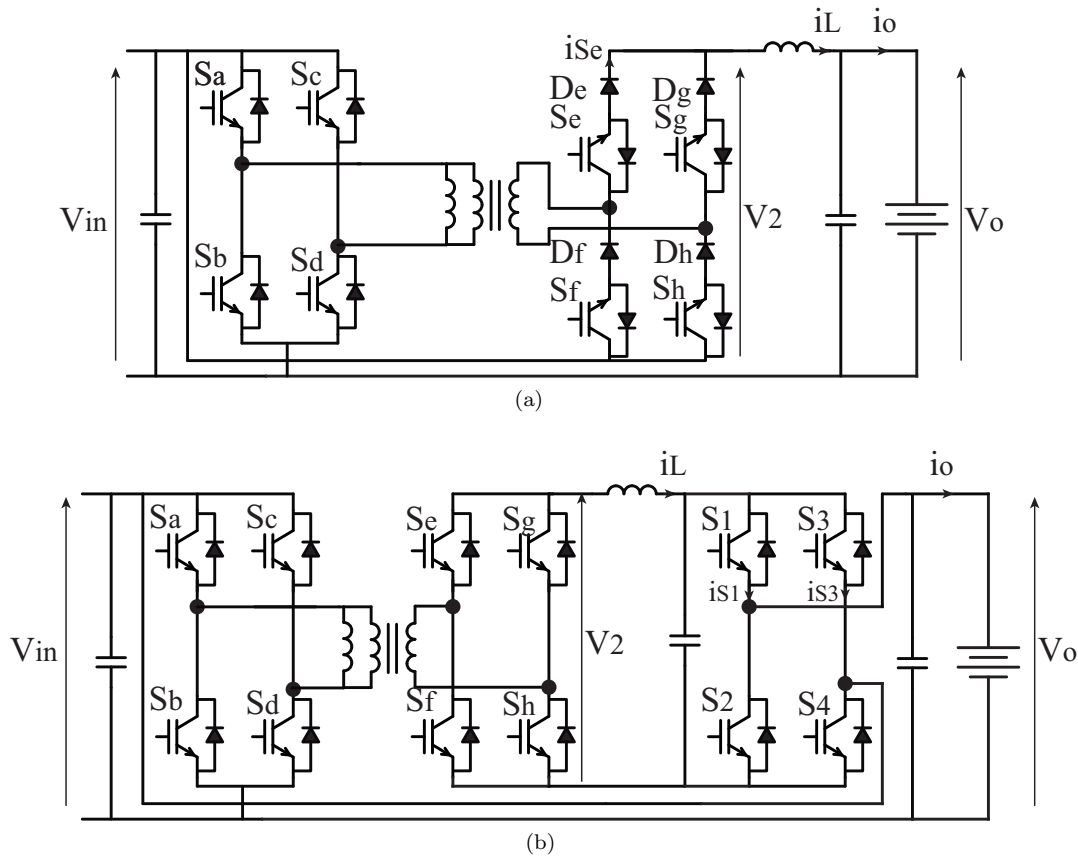


Figura 5.1: Circuito eléctrico topologías estudiadas (a) Topología A (b) Topología B

5.2. Eficiencia general

En la tabla 5.1 se muestran los parámetros utilizados para realizar la simulación de la topología A y B que se encuentran en las figuras 5.1(a) y 5.1(b) respectivamente. En la figura 5.5 se muestran las curvas de eficiencia según la potencia de salida para diferentes ratio de conversión de voltaje. En la figura 5.6 se muestra la eficiencia de la topología A y B según diferentes ratio de elevación y reducción para diferentes niveles de potencia. Se puede determinar que para ambas topologías el perfil de eficiencia según el ratio de conversión y potencia procesada es similar, en donde la topología A presenta una eficiencia ligeramente mejor. Ambas topologías presentan una eficiencia cercana al 99% cuando operan con un ratio de elevación/reducción cercano a 1, esto es debido a que la mayor parte de la potencia pasa directamente desde la fuente hasta la carga y el voltaje V_{pc} es cercano a 0 V. Como se muestra en el capítulo 2 al utilizar una ganancia de voltaje $G_v = 1$ el ratio de procesamiento parcial K_{pr} es cero, lo que implica que el convertidor no se encuentra procesando la potencia resultando en la mejor eficiencia obtenible. Tanto la topología A como la topología B presentan una mejor eficiencia cuando operan en modo elevador en comparación a cuando operan en modo reductor. Esto también se explica debido a que la configuración PPC IPOS presenta un menor ratio de parcialidad K_{pr} al operar en modo

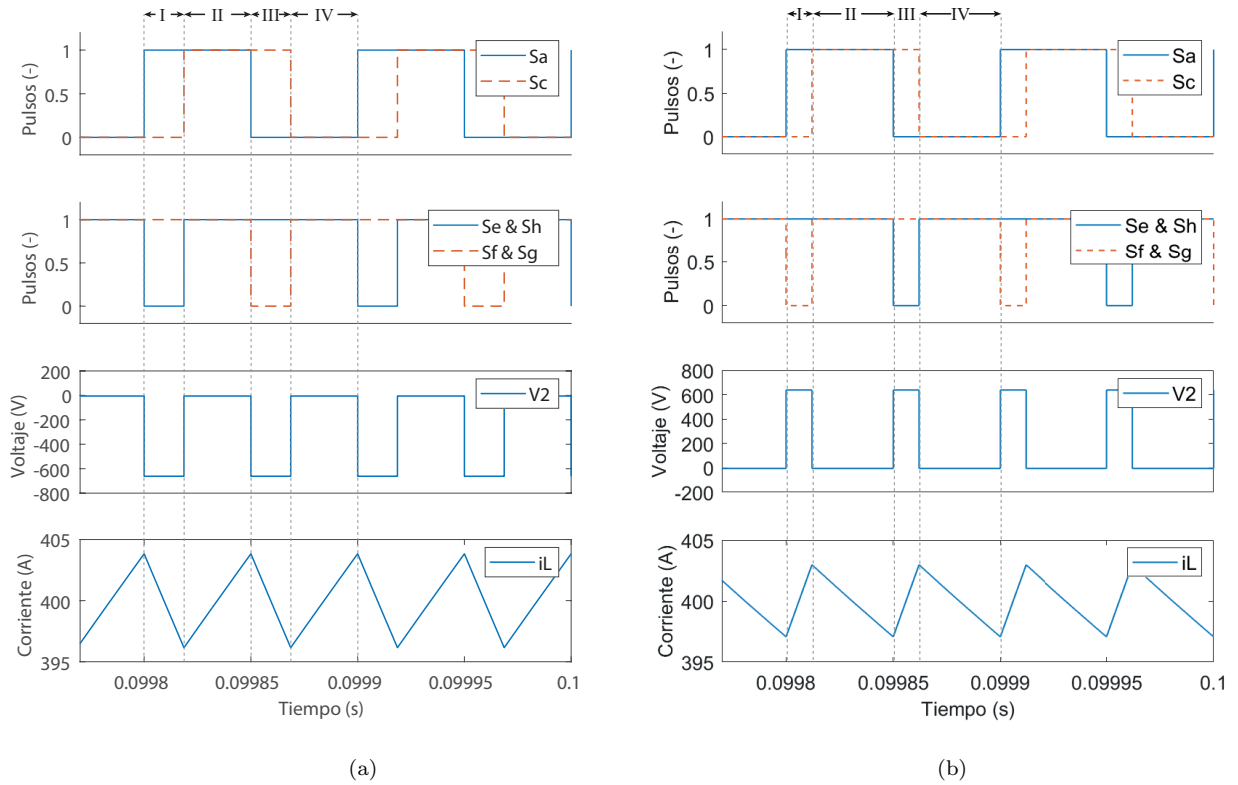


Figura 5.2: Formas de onda en operación nominal (a) Topología A reductor (b) Topología A elevador

elevador en comparación al modo reductor.

En un el modo de operación elevador con un voltaje de salida $V_o = 800V$, lo que equivale a un ratio de elevación $G_v = 1,23$ y potencia de salida $P_o = 320kW$, la topología A y B presentan eficiencias de 97.95 % y 97.81 % respectivamente. En modo de operación reductor con un voltaje de salida de $V_o = 400V$, lo que equivale a un ratio de reducción de $G_v = 0,62$, y una potencia de $P_o = 150kW$ las topologías A y B presentan una eficiencia de 96.24 % y 96.13 % respectivamente. De esta forma se puede determinar que para ambos escenarios de operación nominal la topología A presenta una mejor eficiencia que la topología B. Con los ratio de elevación-reducción $G_v = 1,23$ y $G_v = 0,62$ según las ecuaciones 2.15 y 2.19 se obtienen los ratios de parcialidad $K_{pr} = 0,19$ y $K_{pr} = 0,61$, respectivamente. De esta forma se verifica que al tener un menor ratio de parcialidad, el convertidor presenta una mayor eficiencia al tener que procesar menos potencia.

En la figura 5.7 se presentan la distribución de las pérdidas de potencia para una potencia nominal de $P_o = 160kW$ y $P_o = 320kW$ en los modos de operación reductor y elevador, respectivamente, para un voltaje de salida de 400 V y 800 V. En el modo de operación elevador las pérdidas por conducción y conmutación de los IGBT en el puente primario, y conmutación de los diodo en el puente secundario son casi idénticas entre la topología A y

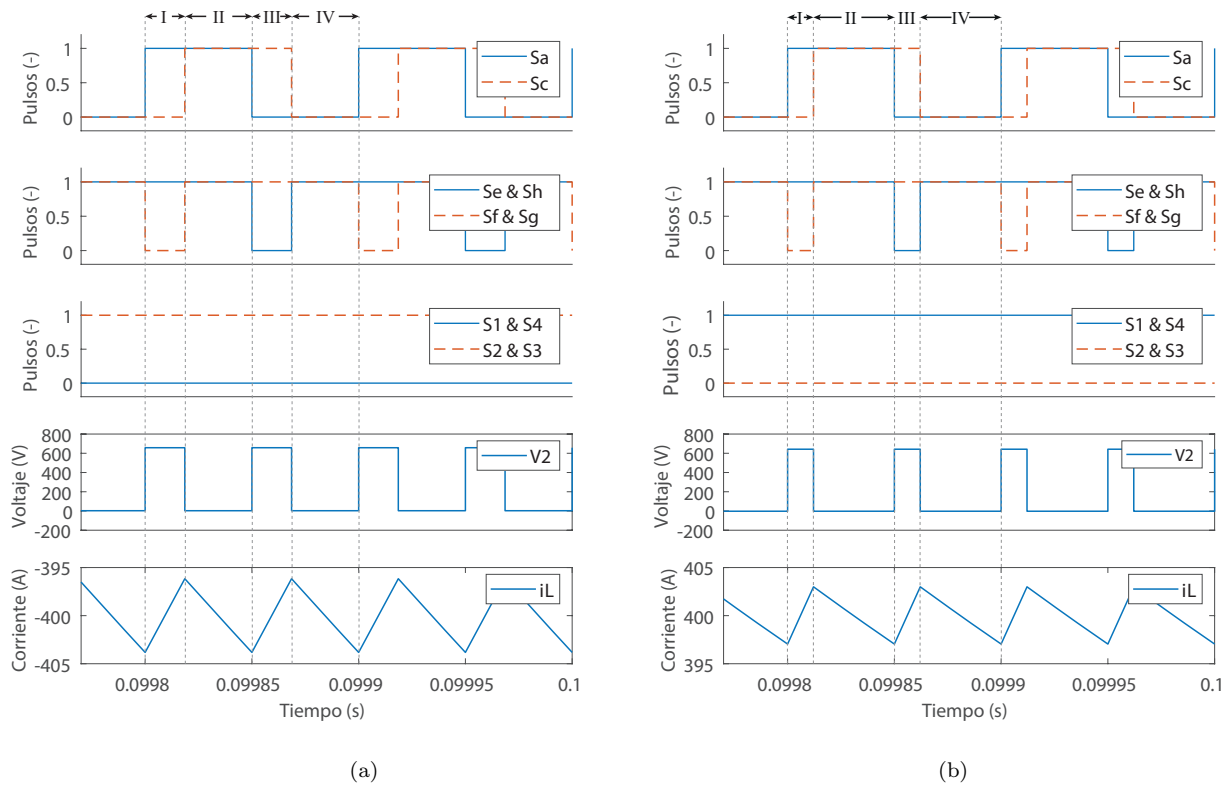


Figura 5.3: Formas de onda en operación nominal (a) Topología B reductor (b) Topología B elevador

B. Esto es debido a que ambas topologías se comportan como un convertidor full-bridge. La diferencia está en que en la topología B la corriente fluye en el circuito de unfolding por los semiconductores S_1 y S_4 el período completo, mientras que en la topología A la corriente fluye a través de dos semiconductores en el intervalo I y III, y se divide por 4 semiconductores durante en el intervalo II y IV, resultando en la mitad de la corriente procesada por cada semiconductor reduciendo las pérdidas por conducción en los intervalos II y IV. En la figura 5.4(b) y 5.4(d) se muestran las formas de onda por el inductor y el diodo D_e para la topología A y el interruptor S_1 para la topología B. Como se puede apreciar en la topología A durante el intervalo II y IV la corriente por los diodos es la mitad que la del inductor, mientras que por el interruptor S_1 es de la misma magnitud que por el inductor en el período completo. Además los interruptores S_e , S_f , S_g y S_h no bloquean voltaje antes de conducir, generando así una conmutación suave sin pérdidas por conmutación. En la operación reductor se observa un comportamiento similar en donde los semiconductores del puente secundario y los diodos del puente primario actúan como convertidor full-bridge en ambas topologías, generando así pérdidas idénticas en esos semiconductores. Mientras que en la topología B siempre se encuentran conduciendo dos diodos del circuito de unfolding como se muestra en la figura 5.4(c), y en la topología A en los intervalos I y II 2 diodos

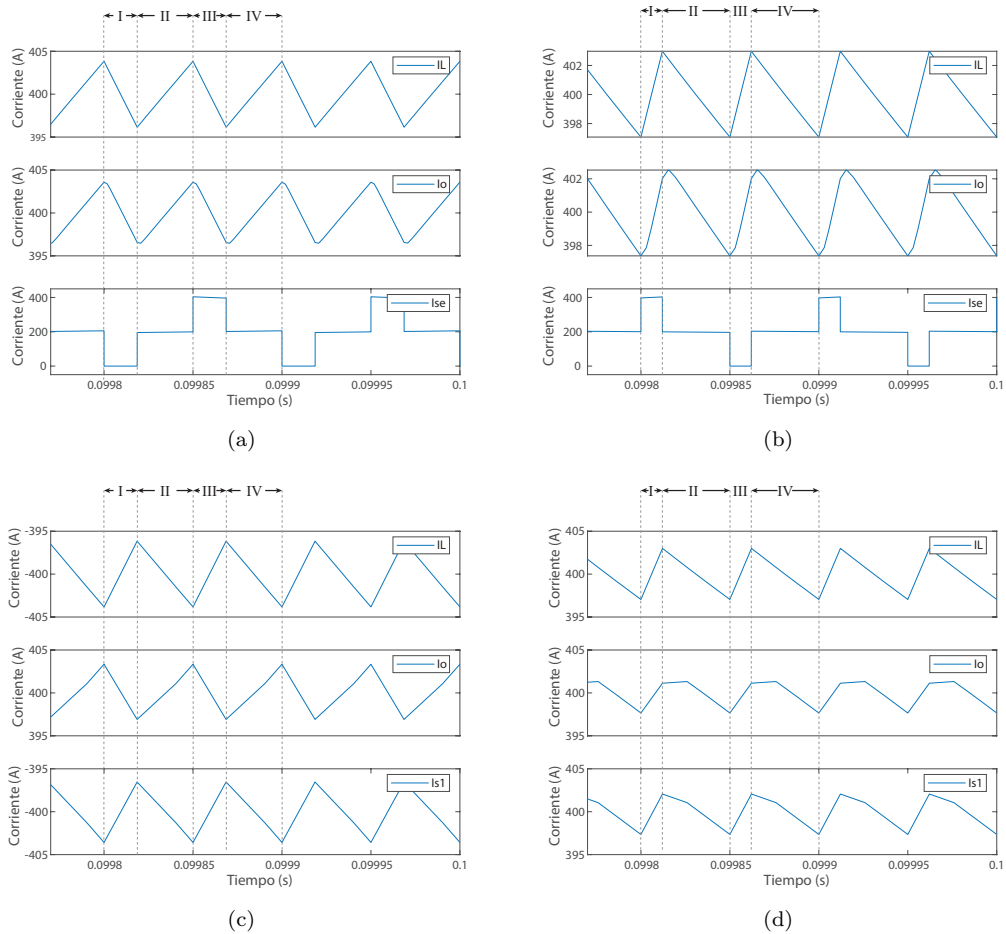


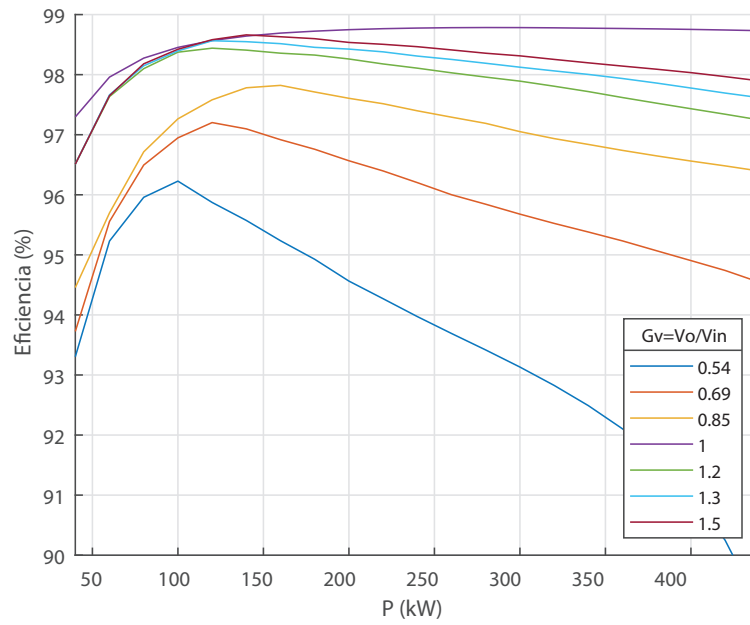
Figura 5.4: Formas de onda corriente por el inductor, corriente de salida y corriente rectificada (a) Topología A reductor (b) Topología A elevador (c) Topología B reductor (d) Topología B elevador

conducen en cada intervalo y en los intervalos II y IV la corriente se divide por 4 diodos resultando la mitad de corriente por diodo como se muestra en la figura 5.4(a). Los diodos del puente primario también realizan una conmutación suave.

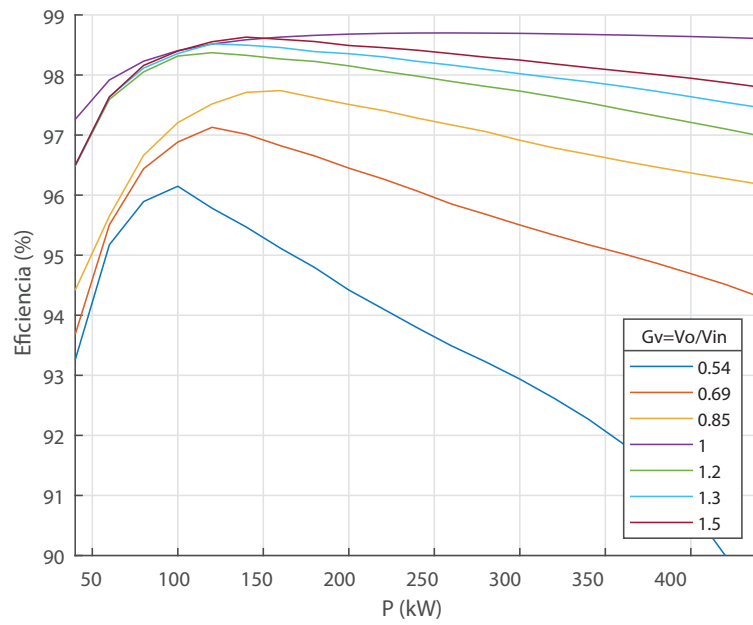
5.3. Carga de batería

De la sección anterior se seleccionó la topología A para realizar la carga rápida de un EV debido a su mejor eficiencia y menor cantidad de componentes. Para comprobar la capacidad del convertidor de cargar una batería de un EV se realizaron dos simulaciones considerando los parámetros del convertidor de la sección anterior y baterías en el rango de 400 V y 800 V. Los parámetros de la batería utilizados se presentan en la tabla 5.2 y el modelado de la batería se muestra en el anexo B.

El esquema eléctrico propuesto para realizar la carga rápida del EV se presenta en la



(a)



(b)

Figura 5.5: Eficiencia convertidor según la potencia procesada (a) Topología A (b) Topología B

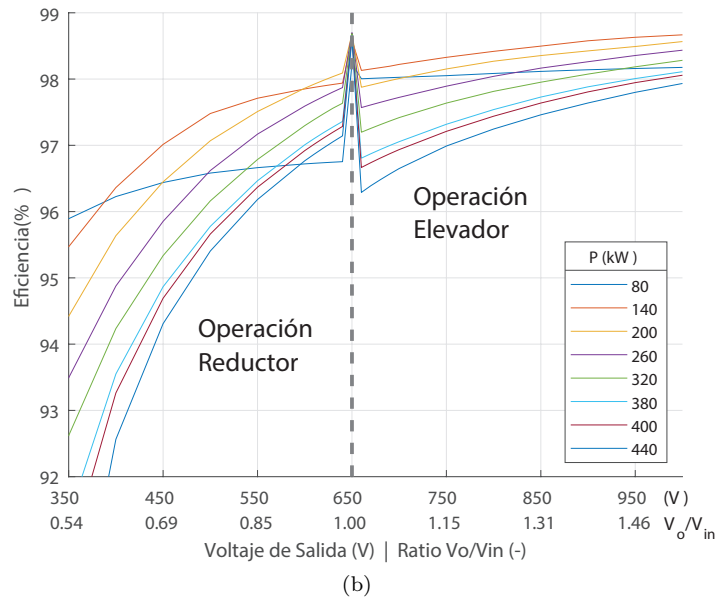
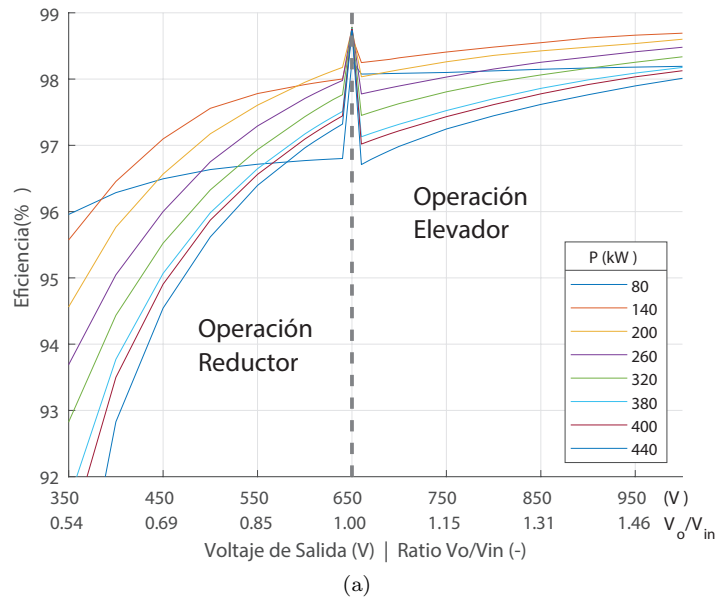


Figura 5.6: Eficiencia convertidor según la ganancia de voltaje (a) Topología A (b) Topología B

Tabla 5.1: Parámetros de simulación

Símbolo	Parámetro simulación	
Vin	Voltaje de entrada	650 V
Vo	Voltaje de salida	350-1000 V
Po	Potencia de salida	40-480 kW
fs	Frecuencia de conmutación	10 kHz
Símbolo	Parámetro convertidor	
L	Inductancia	1 mH
Co	Capacitancia de salida	1 uF
C2	Capacitor flotante	1 uF
Si	IGBT	5SNG 0450R170300 ABB
Di	Diodo	5SLA 3600E170300 ABB
Símbolo	Parámetro transformador	
Ac	Sección transversal	$2.25 \times 10^{-4} \text{ m}^2$
l	Camino del flujo	0.6 m
Hc	Fuerza coercitiva	40 A/m
Br	Densidad de flujo remanente	0.15 T
Hsat	Intensidad de campo de saturación	280 A/m
Bsat	Densidad de flujo de saturación	0.52 T
μ sat	Permeabilidad relativa de saturación	1 (-)
Rp	Resistividad devanado primario	$0.255 \text{ m}\Omega$
Rs	Resistividad devanado secundario	$0.255 \text{ m}\Omega$
N1	Número de vueltas devanado primario	5 (-)
N2	Número de vueltas devanado secundario	5 (-)

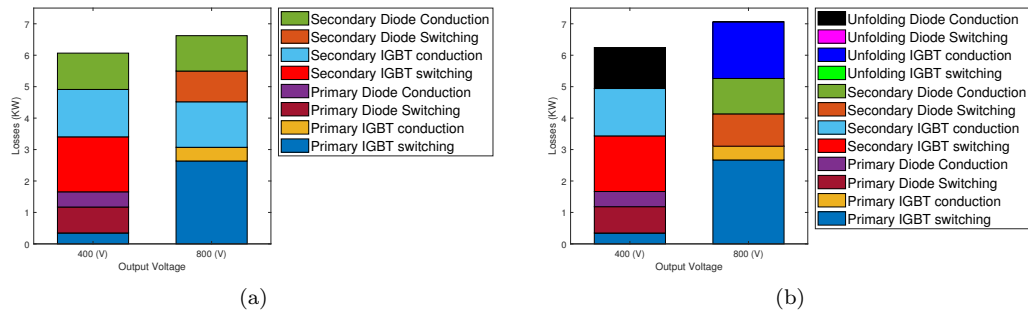


Figura 5.7: Repartición pérdidas (a) Topología A (b) Topología B

figura 5.8, en el cual se realiza una conexión a una red trifásica de mediana tensión con capacidad mayor a 500 kVA. Seguido se encuentra un transformador de aislación reductor el cual transforma a un voltaje de 440 V entre líneas. Luego se conecta un convertidor AC-DC para mantener un enlace DC de 650 V. Finalmente se encuentra el convertidor de la topología A el cual regula el proceso de carga hacia el EV.

El esquema de control para el convertidor propuesto se muestra en la figura 5.9, el cual consiste en el método de carga clásico de corriente constante (CC) y voltaje constante

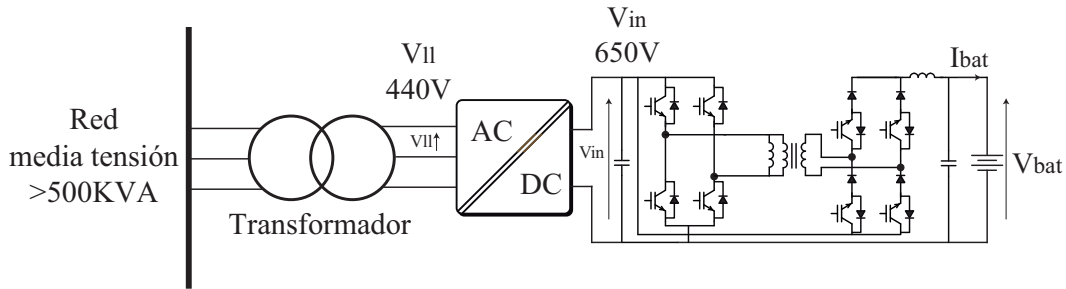


Figura 5.8: Esquema eléctrico propuesto para realizar carga rápida de EVs

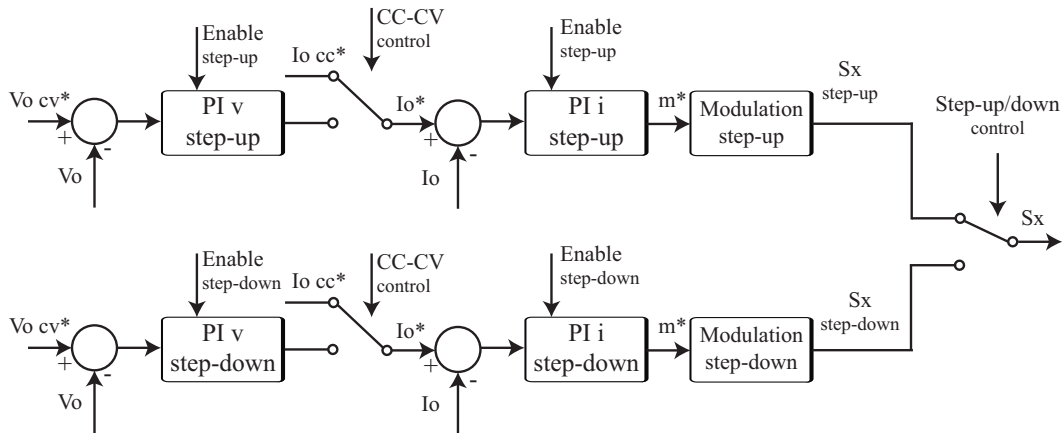


Figura 5.9: Esquema de control propuesto para PPC elevador-reductor en estación de carga de vehículo eléctrico

(CV) [40]. Este proceso es controlado por dos controladores de tipo PI en cascada y un selector para seleccionar el control desde la referencia de voltaje o la referencia de corriente, además se utiliza un selector para determinar si se utilizan los pulsos de disparo para el modo elevador o reductor.

5.3.1. Carga de batería de 400V

Para la carga de una batería en el rango de 400 V, con un mínimo de 300 V y máximo 415 V, el convertidor se encuentra operando siempre en el modo reductor al utilizar un voltaje de entrada de $V_{in} = 650V$. En la figura 5.10(a) se puede observar que el perfil de carga es seguido correctamente, el cual carga en un comienzo mediante corriente constante y luego finaliza la carga mediante voltaje constante. En la figura 5.10(b) se muestra el estado de carga (SOC por sus siglas en inglés “State of Charge”), la potencia de carga administrada a la batería, la potencia procesada por el convertidor y el ratio de conversión. Como se puede observar la potencia procesada por el convertidor es menor a la potencia entregada a la batería debido al uso de un convertidor de potencia parcial. En este proceso de carga el ratio de potencia parcial comienza cercano al 98% el cual va disminuyendo a medida que se carga la batería hasta un 57%. Al tener un ratio cercano al 100% el convertidor se

Tabla 5.2: Parámetros de la batería

Parámetro	Valor
Modelo celda	LG Chem E63
Tipo celda	Ion-litio
Voltaje nominal celda	3.6 V
Capacidad celda	65.5 Ah
Energía almacenada celda	236 Wh
Resistencia interna celda	1.4 mΩ
Voltaje nominal pack batería	712/ 356 V
Capacidad pack batería	131 / 262 Ah
Energía almacenada en batería	93.4kWh
Celdas en serie	198 / 99
Celdas en paralelo	2 / 4

encuentra operando casi como un FPC, por lo que la eficiencia de conversión se ve reducida.

5.3.2. Carga de batería de 800V

Para la carga de la batería en el rango de 800 V con un rango aproximado desde 690 V a 855 V el convertidor se encuentra operando en modo elevador al usar un voltaje de entrada $V_{in} = 650V$. En la figura 5.11(a) se ve que el perfil de carga es seguido correctamente al seguir la referencia de corriente hasta que el voltaje de la batería alcance el voltaje de referencia, y luego mantener ese voltaje mientras decae la corriente. En este proceso de carga se puede ver que la potencia parcial procesada por el convertidor es mucho menor que la potencia entregada a la batería, donde el ratio de potencia parcial comienza desde 5% el cual va aumentando a medida que se carga la batería hasta llegar a un 25%. Este bajo valor de ratio de procesamiento permite obtener mejor eficiencia ya que la potencia procesada por el convertidor es mucho menor.

5.4. Resumen del capítulo

En este capítulo se presentaron los resultados de simulación obtenidos en la topología A y B. En primera instancia se revisaron las formas de onda generadas por las modulaciones empleadas en ambas topologías en los modos de operación elevador y reductor, comprobando los análisis teóricos realizados en el capítulo 3. Luego se comparó el perfil de eficiencia de ambas topologías para diferentes ratios de elevación y reducción, y diferentes potencias de salida. Se determinó que la topología A presenta una mejor eficiencia en comparación a la topología B. Además ambas topologías presentan una mejor eficiencia al operar en modo elevador en comparación al modo reductor, debido a que este tipo de convertidores parciales IPOS presentan un menor ratio de procesamiento parcial en modo elevador. Finalmente se seleccionó la topología A para realizar el proceso de carga de baterías en el rango de 400 V y 800 V según los esquemas eléctricos y de control propuestos para la aplicación. El convertidor con los esquemas propuestos es capaz de realizar el proceso de carga en ambos rangos de operación.

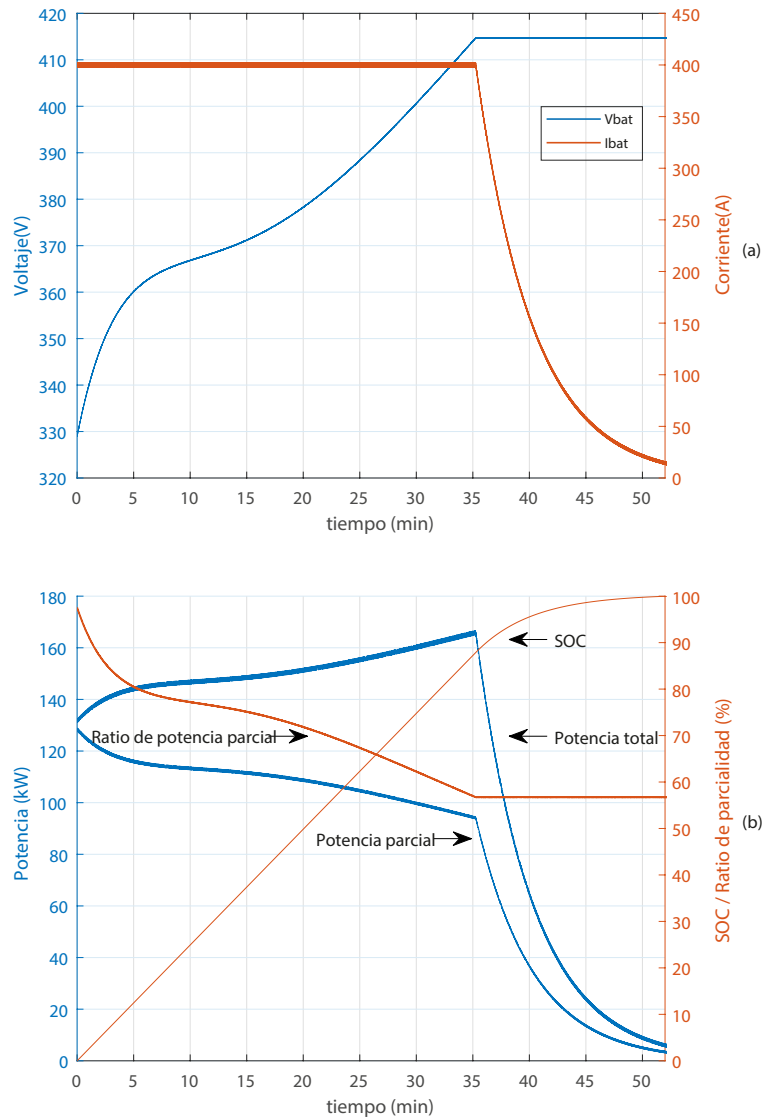


Figura 5.10: Perfil de carga para batería de 400V (a) Voltaje y corriente de la batería (b) Potencias y estado de carga (SOC)

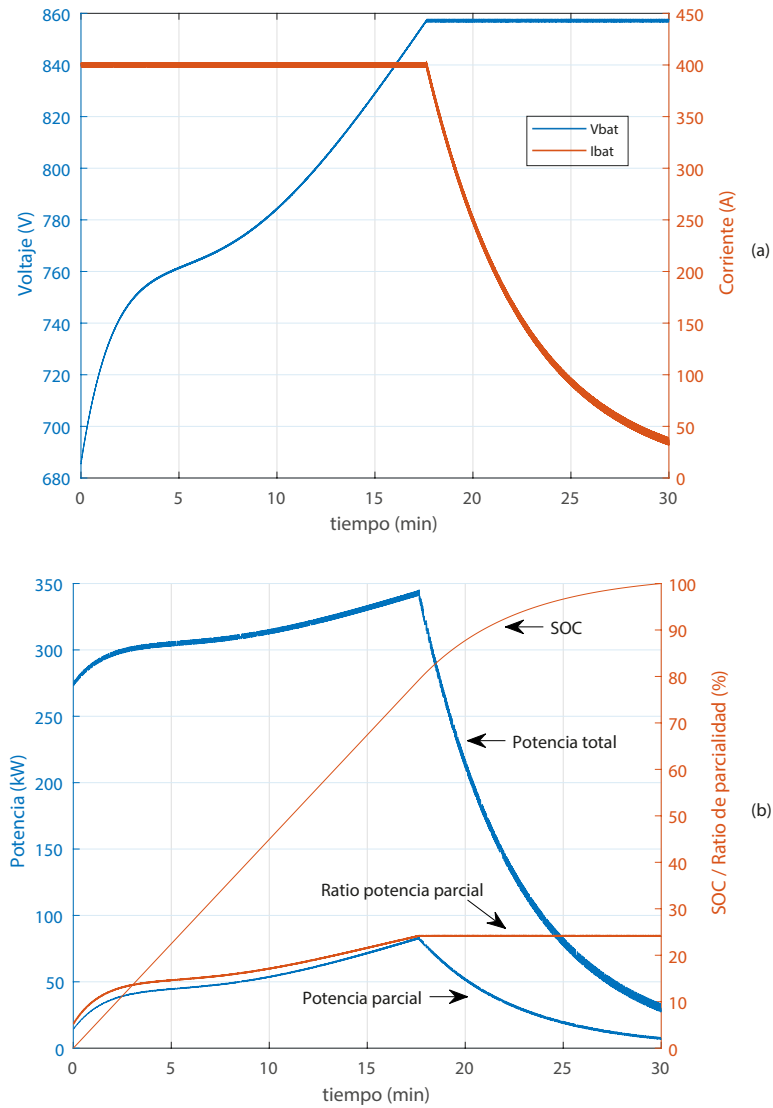


Figura 5.11: Perfil de carga para batería de 800 (a) Voltaje y corriente de la batería (b) Potencias y estado de carga (SOC)

CONCLUSIONES

6.1. Resumen y conclusiones

En este trabajo se presenta una comparación entre dos convertidores PPC DC-DC para aplicaciones de carga rápida de EVs con amplio rango de conversión de voltaje. Al utilizar convertidores del tipo elevador-reductor, las topologías comparadas son capaces de realizar la carga tanto de baterías en el rango de 400 V como de 800 V al usar un voltaje de entrada intermedio entre ambos valores.

Dos diferentes topologías PPC elevador-reductor fueron evaluadas. La primera topología PPC se encuentra basada en un puente activo seguido de un transformador de alta frecuencia con un puente con interruptores de dos cuadrantes, mientras que la segunda topología PPC esta basada en dos puentes activos conectados mediante un transformador de alta frecuencia seguido de un circuito de unfolding.

Se obtiene una eficiencia ligeramente superior al utilizar la topología basada en interruptores de dos cuadrantes en comparación a la que utiliza el puente de unfolding, aunque esta diferencia no sea notoria. Se confirmó que las topologías presentan una mejor eficiencia en modo elevador con respecto al modo reductor debido a la asimetría del ratio de procesamiento parcial teórico de los PPC IPOS.

De esta forma se puede concluir que es posible implementar un convertidor PPC elevador-reductor del tipo IPOS para aplicaciones que necesiten un amplio rango de conversión de voltaje entre la entrada y la salida, y para obtener mejor eficiencia se recomienda que el voltaje de entrada se encuentre más cercano al voltaje mínimo de salida que del voltaje máximo, y no en un punto medio.

Además al comparar la arquitectura PPC IPOS con la PPC ISOP se determina que la estructura IPOS posee mayor eficiencia al operar en modo elevador, y la estructura ISOP es mejor en modo reductor al comparar una con otra según el ratio de parcialidad. Por lo que la mejor opción entre una y otra dependerá del voltaje de entrada y los rangos de voltaje de salida que estarán determinados por la aplicación.

Se escogió la topología con mejor eficiencia para realizar la validación mediante simulación de la carga de baterías en el rango de de 400 V y 800 V. La topología seleccionada es capaz de realizar la carga de ambas baterías de litio mediante el protocolo CC-CV al realizar el control de corriente y voltaje respectivamente. Se obtiene que la topología

propuesta PPC elevador reductor alcanza una eficiencia máxima cercana al 99 %, de esta forma se presenta como una alternativa interesante para aplicaciones de carga rápida de EVs.

6.2. Trabajo Futuro

Algunos aspectos a considerar para ampliar el trabajo propuestos son:

- Realizar una validación experimental del convertidor seleccionado y comprobar su comportamiento con respecto a la eficiencia y la capacidad de carga de una batería.
- Ampliar la comparación con otras topologías elevadoras-reductoras IPOS.
- Extender la comparación con topologías elevadoras-reductoras ISOP y optimizar niveles de voltaje de entrada.
- Estudiar el comportamiento del convertidor al utilizar módulos interleaved para aumentar la potencia de procesamiento.
- Implementar modificaciones en la modulación de los convertidores para realizar conmutaciones suaves.
- Estudiar comportamiento del convertidor de la topología A en modo de conducción discontinuo.
- Realizar modificaciones al convertidor para permitir un flujo bidireccional de potencia y permitir la transferencia de potencia desde el vehículo eléctrico hacia la red.

MODELO DINÁMICO CONVERTIDOR

Con el objetivo de realizar el control de voltaje y corriente del convertidor de la figura 5.1.(a) se propone el uso de controladores lineales de tipo PI en una estructura en cascada como se muestra en la figura A.1. Las transferencias C_2 y C_1 corresponden a los controladores PI para realizar el control del lazo interno y externo, respectivamente. Además es posible elegir mediante un selector si se realiza el control mediante una referencia de voltaje V_o^* o de corriente I_o^* .

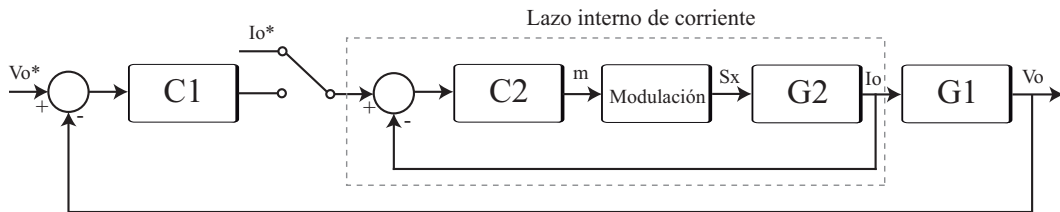


Figura A.1: Esquema de control anidado

Para determinar las funciones de transferencia G_1 y G_2 se utiliza la herramienta de análisis “AC Sweep” del software PLECS, la cual realiza un barrido de frecuencia de una perturbación y se obtiene un gráfico de la transferencia con respecto a una variable de interés. De esta forma se realiza una perturbación m' sobre el índice de modulación m y se mide la respuesta sobre las variables v_o' y i_o' en lazo abierto, como se muestra en la figura A.2 para determinar G_1 y G_2 . Utilizando los parámetros del convertidor de la tabla A.1 se obtienen los gráficos de las figuras A.3.(a) y A.3.(b) para las funciones de transferencia G_2 y $G_2 \cdot G_1$ respectivamente. Se puede aproximar desde los gráficos que la transferencia entre las perturbaciones y respuestas corresponde a una estructura de primer orden de la forma:

$$G_2(s) = \frac{K_2 \omega_o}{s + \omega_o} \quad (\text{A.1})$$

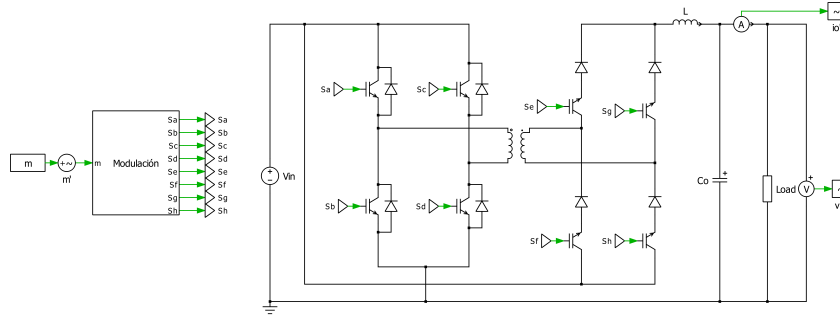


Figura A.2: Diagrama topología A en el software PLECS

Tabla A.1: Parámetros de simulación

Símbolo	Parámetro simulación	
Vin	Voltaje de entrada	650 V
Vo	Voltaje de salida	1000 V
Io	Corriente de salida	400 A
Po	Potencia de salida	400 kW
fs	Frecuencia de conmutación	10 kHz
m	Índice de modulación	0.53
L	Inductancia	1 mH
Co	Capacitancia de salida	1 uF

$$G_1(s) \cdot G_2(s) = K_1 \frac{K_2}{s + \omega_o} \rightarrow G_1(s) = K_1 \quad (\text{A.2})$$

Con la información extraída de los gráficos A.3.(a) y A.3.(b) se puede determinar que:

$$G_2(s) = \frac{10^{48,16/20} \cdot 2\pi 392}{s + 2\pi 392} = \frac{6,3 \cdot 10^5}{s + 2463} \quad (\text{A.3})$$

$$G_1(s) = 10^{(56,12-48,16)/20} = 2,5 \quad (\text{A.4})$$

Con esta información se diseñan los controladores C_2 y C_1 para tener un ancho de banda de $\omega_{BW_i} = 1000 \cdot 2\pi$ (rad/s) y margen de fase $\phi_i = 70^\circ$ para el lazo interno, y ancho de banda de $\omega_{BW_v} = 100 \cdot 2\pi$ (rad/s) y margen de fase $\phi_v = 70^\circ$ para el lazo externo. Con estos parámetros de diseño mediante la herramienta 'PID tuner' de MATLAB se consiguen los siguientes controladores:

$$C_2(s) = 0,00803 + \frac{44,5}{s} \quad (\text{A.5})$$

$$C_1(s) = \frac{250}{s} \quad (\text{A.6})$$

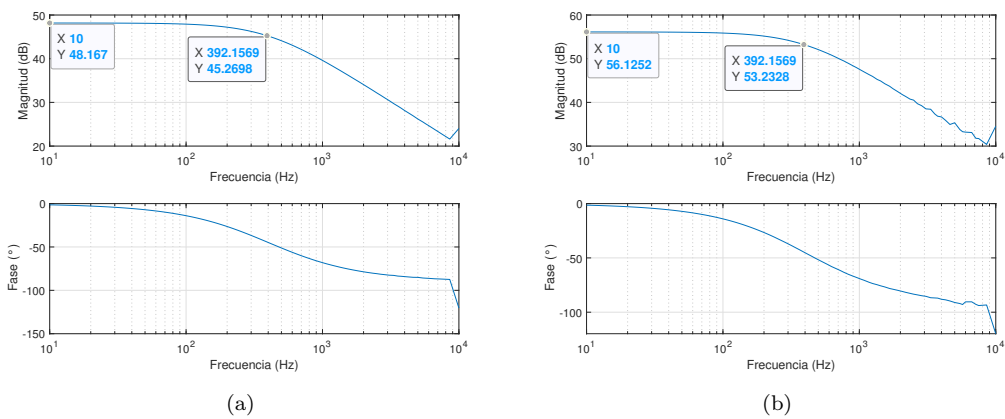


Figura A.3: Barrido de frecuencia (a) Entre la perturbación m' y io' (b) Entre la perturbación m' y vo'

MODELO BATERÍA

El voltaje de una batería de litio varia mientras esta se encuentra cargando o descargando y posee una relación no lineal con el estado de carga de la batería. Los modelos que describen el comportamiento de una batería de litio se pueden dividir en modelos electroquímicos, matemáticos y eléctricos. Los modelos electroquímicos y matemáticos pueden entregar un comportamiento preciso de los parámetros de una batería pero pueden ser muy costosos en tiempo de simulación debido a las ecuaciones que estos deben resolver. A continuación se muestra un modelo eléctrico que es capaz de entregar una característica precisa de la corriente y voltaje a través de una celda, manteniendo una eficiencia de simulación.

B.1. Modelo de celda

El modelo de una celda de litio esta basado en una fuente de voltaje de controlada junto con una resistencia en serie como se muestra en la figura B.1.

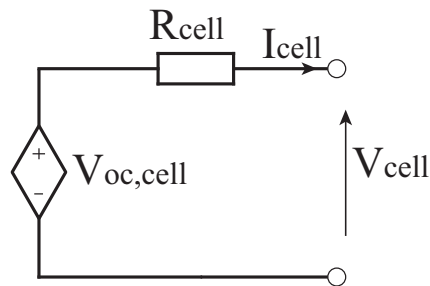


Figura B.1: Circuito eléctrico simplificado celda de litio

En el modelo simplificado de la figura B.1 el valor de la fuente de voltaje controlada $V_{oc,cell}$ representa al voltaje de circuito abierto que posee la celda, y R_{cell} representa la resistencia interna de la celda. El valor de $V_{oc,cell}$ durante la carga de la celda según [41] [42] puede ser estimado por los parámetros de la ecuación B.1 y el estado de carga $SOC(t)$, el cual se define en la ecuación B.2. Y el parámetro R_{cell} es entregado por el fabricante.

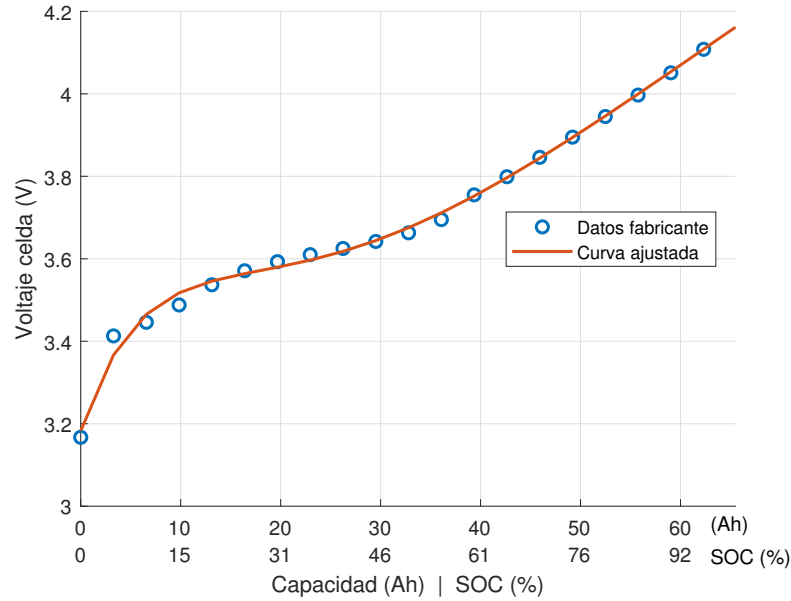


Figura B.2: Voltaje de circuito abierto V_{oc} para celda de litio LG CHEM E63

$$V_{oc,cell}(t) = E_0 - K \frac{Q}{SOC(t) \cdot Q_{max} - 0,1Q} + A e^{-B \cdot SOC(t) Q_{max}} \quad (B.1)$$

$$SOC(t) = -\frac{\int I_{cell}}{Q_{max}} + SOC(0) \quad (B.2)$$

Para determinar los parámetros E_0 , K , A , B y Q se realiza un ajuste de curva sobre los puntos que entrega el fabricante con respecto al voltaje de circuito abierto para determinados estados de carga y Q_{max} es la capacidad de la celda en Ah. Para la celda de litio LG CHEM E63 según los puntos del gráfico B.2 se obtuvieron los parámetros que se muestran en la tabla B.1.

Tabla B.1: Coeficientes de ajuste para batería LG CHEM 63

Parámetro	Valor
E_0	6.67
K	-0.97
A	6.19
B	0.04
Q	-267.1
Q_{max}	65.5

Este modelo presentado posee la ventaja de que es sencillo de implementar en una simulación y a la vez preciso con respecto a las características de corriente y voltaje de la celda. Por otro lado no considera aspectos como el comportamiento de la celda al variar

su temperatura, no posee aspectos dinámicos, la capacidad de la celda no va disminuyendo con el uso, y no se considera que la celda se auto-descarga.

B.2. Modelo de pack de celdas

Una batería comúnmente esta compuesta por varias celdas en serie y paralelo. Una forma de simular una batería compuesta por muchas celdas es utilizar el modelo expuesto anteriormente como un bloque y repetirlo según la cantidad de celdas en serie y paralelo que posea la batería. Este método resulta en un exceso de cálculos para grandes baterías, resultando en mayor tiempo de computación sin añadir mayor información al modelo.

Una alternativa a este método es considerar que cada una de las celdas al interior de la batería posee un comportamiento idéntico durante la carga y descarga. De esta forma se puede realizar un escalamiento de la celda antes modelada como se muestra en la figura B.3, donde las fuentes controladas se definen según las ecuaciones B.3 y B.4 y los parámetros $N_{parallel}$ y N_{series} corresponden a la cantidad de celdas en paralelo y en serie, respectivamente, que posee la batería.

$$I_{cell} = \frac{I_{bat}}{N_{parallel}} \quad (B.3)$$

$$V_{bat} = N_{series} V_{cell} \quad (B.4)$$

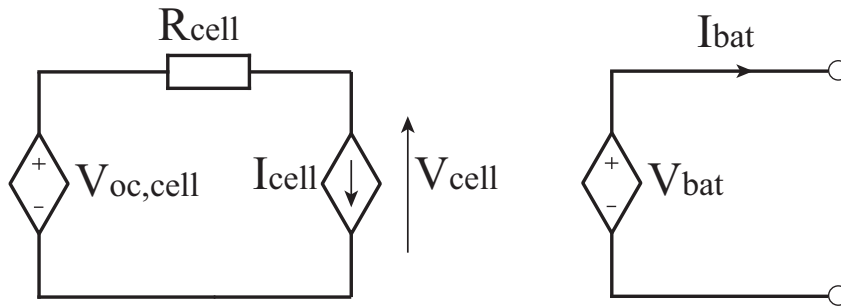


Figura B.3: Circuito eléctrico equivalente batería

PUBLICACIONES GENERADAS

Durante el desarrollo del trabajo presentado en esta tesis se generó la siguiente publicación en conferencia internacional.

- [1] **R. Venegas**, H. Renaudineau, S. Rivera and S. Kouro, “Evaluation of DC-DC buck-boost partial power converters for EV fast charging application,” IECON 2021 - 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589068.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. F. B. Mitchell, “The greenhouse effect and climate change,” *Reviews of Geophysics*, vol. 27, no. 1, pp. 115–139, 1989. [Online]. Available: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/RG027i001p00115>
- [2] C. Oertel, J. Matschullat, K. Zurba, F. Zimmermann, and S. Erasmi, “Greenhouse gas emissions from soils—a review,” *Geochemistry*, vol. 76, no. 3, pp. 327–352, 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0009281916300551>
- [3] Coâ., emissions by sector, world, 2019. Our World in Data. Accessed: 08-Jul-2022. [Online]. Available: <https://ourworldindata.org/grapher/co-emissions-by-sector>
- [4] L. Dickerman and J. Harrison, “A new car, a new grid,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 55–61, 2010.
- [5] D. Kumar, R. K. Nema, and S. Gupta, “A comparative review on power conversion topologies and energy storage system for electric vehicles,” *International Journal of Energy Research*, vol. 44, no. 10, pp. 7863–7885, 2020. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/er.5353>
- [6] Global ev outlook 2022. International Energy Agency. Accessed: 08-Jul-2022. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2022>
- [7] J. Woo, H. Choi, and J. Ahn, “Well-to-wheel analysis of greenhouse gas emissions for electric vehicles based on electricity generation mix a global perspective,” *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, vol. 51, pp. 340–350, 2017.
- [8] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2013.
- [9] S. Rivera, S. Kouro, and B. Wu, *Charging Architectures for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles*. Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 111–149. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-319-43651-7_4
- [10] G. Sharma, V. K. Sood, M. S. Alam, and S. M. Shariff, “Comparison of common dc and ac bus architectures for ev fast charging stations and impact on power quality,” *eTransportation*, vol. 5, p. 100066, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2590116820300230>

- [11] Z. Zhang, H. Xu, L. Shi, D. Li, and Y. Han, "Application research of an electric vehicle dc fast charger in smart grids," in *2012 IEEE 6th International Conference on Information and Automation for Sustainability*, 2012, pp. 258–261.
- [12] S. Jain, Z. Ahmad, M. S. Alam, and Y. Rafat, "Battery swapping technology," in *2020 5th IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE)*, 2020, pp. 1–4.
- [13] Battery swap pilot program. Tesla. Accessed: 08-Jul-2022. [Online]. Available: <https://www.tesla.com/blog/battery-swap-pilot-program>
- [14] S. Wang, R. Crosier, and Y. Chu, "Investigating the power architectures and circuit topologies for megawatt superfast electric vehicle charging stations with enhanced grid support functionality," in *2012 IEEE international electric vehicle conference*. IEEE, 2012, pp. 1–8.
- [15] F. M. Shakeel and O. P. Malik, "Vehicle-to-grid technology in a micro-grid using dc fast charging architecture," in *2019 IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2019, pp. 1–4.
- [16] D. Christen, S. Tschannen, and J. Biela, "Highly efficient and compact dc-dc converter for ultra-fast charging of electric vehicles," in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, pp. LS5d.3–1–LS5d.3–8.
- [17] M. Hammami, A. Viatkin, M. Ricco, and G. Grandi, "A dc/dc fast charger for electric vehicles with minimum input/output ripple based on multiphase interleaved converters," in *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2019, pp. 187–192.
- [18] —, "A dc/dc fast charger for electric vehicles with minimum input/output ripple based on multiphase interleaved converters," in *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2019, pp. 187–192.
- [19] S. Rivera, S. Kouros, S. Vazquez, S. M. Goetz, R. Lizana, and E. Romero-Cadaval, "Electric vehicle charging infrastructure: From grid to battery," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 37–51, 2021.
- [20] V. Repecho, D. Biel, R. Ramos-Lara, and P. G. Vega, "Fixed-switching frequency interleaved sliding mode eight-phase synchronous buck converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 676–688, 2018.
- [21] V. Monteiro, J. C. Ferreira, A. A. Nogueiras MelÃ©ndez, C. Couto, and J. L. Afonso, "Experimental validation of a novel architecture based on a dual-stage converter for off-board fast battery chargers of electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1000–1011, 2018.
- [22] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Design and analysis of a full-bridge llc-based pev charger optimized for wide battery voltage range," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 4, pp. 1603–1613, 2014.
- [23] H. Haga and F. Kurokawa, "Modulation method of a full-bridge three-level llc resonant converter for battery charger of electrical vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2498–2507, 2017.

- [24] R. De Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high power density dc/dc converter for high power applications," in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1988, pp. 796–805 vol.1.
- [25] M. Safayatullah and I. Batarseh, "Small signal model of dual active bridge converter for multi-phase shift modulation," in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 5960–5965.
- [26] M. Safayatullah, M. T. Elrais, S. Ghosh, R. Rezaii, and I. Batarseh, "A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications," *IEEE Access*, 2022.
- [27] V. M. Iyer, S. Guler, G. Gohil, and S. Bhattacharya, "Extreme fast charging station architecture for electric vehicles with partial power processing," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2018, pp. 659–665.
- [28] —, "An approach towards extreme fast charging station power delivery for electric vehicles with partial power processing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8076–8087, 2019.
- [29] J. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro, and S. Rivera, "Partial power dc-dc converter for electric vehicle fast charging stations," in *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2017, pp. 5274–5279.
- [30] H. Das, M. Rahman, S. Li, and C. Tan, "Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 120, p. 109618, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032119308251>
- [31] S. Rivera, F. Flores-Bahamonde, H. Renaudineau, T. Dragicevic, and S. Kouro, "A buck-boost series partial power converter using a three-port structure for electric vehicle charging stations," in *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress and Exposition Asia (ECCE Asia)*, 2021, pp. 1749–1754.
- [32] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Classification and comparative evaluation of pv panel-integrated dc-dc converter concepts," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2013.
- [33] N. G. F. Dos Santos, J. R. R. Zientarski, and M. L. d. S. Martins, "A review of series-connected partial power converters for dc-dc applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [34] R. Kraus, K. Hoffmann, and H. Mattausch, "A precise model for the transient characteristics of power diodes," in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992, pp. 863–869 vol.2.
- [35] Infineon-Technologies. (2015) Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Thermal.equivalent.circuit.models-ApplicationNotes-v01.02-EN.pdf>
- [36] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.

- [37] C. P. Steinmetz, “On the law of hysteresis,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197–221, 1984.
- [38] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, “Core losses under the dc bias condition based on steinmetz parameters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 953–963, 2011.
- [39] J. Allmeling, W. Hammer, and J. Schönberger, “Transient simulation of magnetic circuits using the permeance-capacitance analogy,” in *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, 2012, pp. 1–6.
- [40] L.-R. Dung, C.-E. Chen, and H.-F. Yuan, “A robust, intelligent cc-cv fast charger for aging lithium batteries,” in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2016, pp. 268–273.
- [41] O. Tremblay, L.-A. Dessaint, and A.-I. Dekkiche, “A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles,” in *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sep. 2007, pp. 284–289.
- [42] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, “Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, 2009. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2032-6653/3/2/289>

