



UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

COMPARACIÓN ENTRE CONVERTIDOR LLC RESONANTE Y DCX CON PPC PARA CARGADORES DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

SEBASTIÁN ALEXANDER JIMÉNEZ OÑATE

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO

PROFESOR GUÍA: DR. SAMIR FELIPE KOURO RENAER

PROFESOR CO-REFERENTE: DR. HUGUES JEAN-MARIE RENAUDINEAU

03-2024

Resumen

Este trabajo presenta una comparación entre dos convertidores para la etapa de conversión DC-DC de estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos. Estos convertidores están diseñados para trabajar con baterías de iones de litio de 400 V. La primera topología considera un convertidor resonante LLC, el cual se caracteriza por operar con una alta frecuencia de conmutación y una gran eficiencia para un punto de operación al igualar la frecuencia de conmutación a la frecuencia de resonancia de la red. La segunda propuesta corresponde a una topología de dos etapas formada por un transformador DC (DCX, que no es más que un convertidor resonante LLC operando con $f_{sw} = f_r$), conectado en serie con un convertidor de potencia parcial como etapa de post-regulación, el cual se caracteriza por operar solo con una fracción de la potencia del sistema, lo que aumenta su eficiencia. Se estudian en profundidad los aspectos teóricos de estos convertidores, para luego diseñar e implementarlos utilizando el software PLECS. En la simulación, se confirman los aspectos teóricos observando las formas de onda características de cada convertidor, así como también verificando su funcionamiento al cargar una batería de iones de litio de 400 V. Finalmente, se proporcionan resultados sobre la eficiencia de ambas propuestas, concluyendo que en el rango de operación estudiado, el efecto que tiene el ratio de parcialidad sobre la eficiencia en la segunda propuesta, es mucho mayor al efecto que tiene la frecuencia de conmutación en la primera propuesta.

Palabras claves

- Carga rápida de vehículos eléctricos
- Convertidor resonante LLC
- Transformador DC (DCX)
- Convertidor de potencia parcial

Abstract

This thesis presents a comparison between two converters for the DC-DC conversion stage of electric vehicle fast charging stations. These converters are designed to work with 400 V lithium-ion batteries. The first topology considers an LLC resonant converter, which is characterized by operating with a high switching frequency and a high efficiency for an operating point when matching the switching frequency to the grid resonance frequency. The second proposal corresponds to a two-stage topology formed by a DC transformer (DCX, which is nothing more than an LLC resonant converter operating with $f_{sw} = f_r$), connected in series with a partial power converter as a post-regulation stage, which is characterized by operating only with a fraction of the system power, which increases its efficiency. The theoretical aspects of these converters are studied in depth, and then designed and implemented using PLECS software. In the simulation, the theoretical aspects are confirmed by observing the characteristic waveforms of each converter, as well as by verifying its operation when charging a 400 V lithium-ion battery. Finally, results are provided on the efficiency of both proposals, concluding that in the operating range studied, the effect of the bias ratio on efficiency in the second proposal is much greater than the effect of the switching frequency in the first proposal.

Keywords

- Electric vehicle fast charging
- LLC resonant converter
- DC Transformer (DCX)
- Partial power converter

Agradecimientos

Quiero agradecer especialmente a mi familia, por brindarme un apoyo constante, sin importar donde estuviera, en especial a mi madre, padre y hermanas. Agradecer también a mis amigos con los que compartí todo este proceso, y siempre estuvieron dispuestos a ayudarme. Finalmente, agradecer a los profesores Hugues y Samir por la ayuda y consejos durante este trabajo.

Tabla de Contenidos

1	Introducción	1
1.1	Estado del arte	1
1.1.1	Vehículos eléctricos	1
1.1.2	Infraestructura de carga	4
1.1.3	Cargadores externos DC	6
1.2	Definición del problema	9
1.3	Hipótesis	9
1.4	Objetivo general y específicos	10
2	Convertidores resonantes	11
2.1	Clasificación de convertidores de conmutación suave	11
2.2	Estructura general de un convertidor con red resonante LLC	11
2.3	Principio de funcionamiento	12
2.4	Ganancia de voltaje del convertidor	13
2.4.1	Ganancia red resonante LLC	14
2.5	Modos de operación	18
2.5.1	Operación DCX	19
2.5.2	Sobre la frecuencia de resonancia	19
2.5.3	Bajo la frecuencia de resonancia	20
2.6	Diseño de un convertidor resonante	20
2.6.1	Parámetros de entrada	21
2.6.2	Selección del puente y rectificador	21
2.6.3	Ratio de vueltas del transformador	23
2.6.4	Ratio de inductancia y factor de calidad	23
2.6.5	Componentes de la red resonante	24
2.6.6	Selección de tiempo muerto	24
2.6.7	Algoritmo de diseño	25

3	Convertidores de potencia parcial	27
3.1	Aspectos generales	27
3.2	Clasificación de convertidores de potencia parcial	28
3.2.1	Convertidor parcial tipo I elevador (SU-I)	29
3.2.2	Convertidor parcial tipo I reductor (SD-I)	30
3.2.3	Convertidor parcial tipo II elevador (SU-II)	30
3.2.4	Convertidor parcial tipo II elevador (SD-II)	31
4	Topologías estudiadas	33
4.1	Especificaciones generales del sistema	33
4.2	Convertidor de una etapa	34
4.2.1	Diseño convertidor resonante LLC FB-FB	35
4.2.2	Estrategia de control	37
4.3	Convertidor de dos etapas	38
4.3.1	Transformador DC	38
4.3.2	Convertidor de potencia parcial	39
4.3.3	Principio de operación	40
4.3.4	Estrategia de control	43
5	Simulaciones	44
5.1	Análisis de pérdidas	44
5.1.1	Pérdidas de conmutación	44
5.1.2	Pérdidas por conducción	46
5.1.3	Pérdidas del núcleo magnético	47
5.2	Modelo de batería ion-litio	48
5.2.1	Modelo pack de baterías	50
5.3	Resultados de simulación	51
5.3.1	Propuesta 1: Convertidor resonante	52
5.3.2	Propuesta 2: DCX + PPC	57
6	Conclusiones	65

Lista de Tablas

4.1	Especificaciones generales del sistema	33
4.2	Parámetros para convertidor resonante LLC FB-FB	37
4.3	Parámetros para transformador DC	39
4.4	Parámetros para transformador DC	43
5.1	Parámetros de la celda ion-litio NCR18650B	51
5.2	Componentes en convertidor resonante LLC	56
5.3	Componentes en convertidor resonante LLC	61

Lista de Figuras

1.1	Consumo energético en Chile por sector [1].	2
1.2	Stock de vehículos eléctricos a lo largo del mundo [2].	3
1.3	Estructura general de un cargador de baterías para vehículos eléctricos. La aislación galvánica puede ser provista en baja frecuencia (a) o en alta frecuencia (b). [4] . . .	5
1.4	Topologías para la carga de vehículos eléctricos. (a) Cargador dedicado a bordo. (b) Cargador integrado a bordo. (c) Carga inalámbrica. (d) Carga de DC externa. (e) Cambio o sustitución de batería. [4]	6
1.5	Cargadores externos DC de alta potencia. a) ABB Terra 53/54 50-kW Fast Charger, b) ABB Terra HP 150-kW High-Power Charger, c) Tesla V2 Supercharger, d) Porsche Modular Fast Charging Park A, e) Porsche Modular Fast Charging Park B, f) ENERCON E-charger 600. [3]	7
1.6	Pérdidas. (a) Convertidor resonante LLC. (b) Convertidor de dos etapas.	9
2.1	Conmutación suave v/s dura.	12
2.2	Estructura general de un convertidor resonante LLC.	13
2.3	Operación de convertidor resonante LLC.	13
2.4	Circuito resonante equivalente.	15
2.5	Ganancia para diferentes valores del factor de calidad Q	16
2.6	Ganancia de voltaje v/s frecuencia normalizada para diferentes valores de m . (a) $m = 3$. (b) $m = 6$. (c) $m = 10$. (d) $m = 15$	17
2.7	Modos de operación del convertidor. [13]	18
2.8	Señales para diferentes modos de operación. (a) DCX. (b) Bajo frecuencia de resonante. (c) Sobre frecuencia resonante. [13]	20
2.9	Tipos de puentes inversores. a) Inversor puente completo. b) Inversor medio puente.	22
2.10	Tipos de rectificadores. a) Rectificador puente completo. b) Rectificador onda completa.	23
2.11	Algoritmo de diseño convertidor resonante LLC. [19]	26

3.1	Concepto de convertidor parcial. (a) Convertidor de potencia total. (b) Convertidor de potencia parcial.	28
3.2	Tipos de convertidores de potencia parcial. (a) Tipo I elevador (SU-I). (b) Tipo I reductor (SD-I). (c) Tipo II elevador (SU-II). (d) Tipo II reductor (SD-II)	29
3.3	Ratio de potencia parcial v/s ganancia de voltaje por tipo de convertidor. (a) Tipo I elevador (SU-I). (b) Tipo I reductor (SD-I). (c) Tipo II elevador (SU-II). (d) Tipo II reductor (SD-II)	31
4.1	Topologías posibles para convertidor resonante LLC.	35
4.2	Topología de un convertidor resonante LLC FB-FB.	36
4.3	Esquema control empleado para convertidor LLC.	38
4.4	Ratio de conversión de PPC tipo I y II, considerando $V_{in} = 750V$	39
4.5	PPC step-down Tipo II FB-FB.	40
4.6	Señales de interruptores en PS-PWM.	41
4.7	Circuitos equivalentes para cada intervalo. (a) Intervalo I. (b) Intervalo II. (c) Intervalo III. (d) Intervalo IV.	42
4.8	Esquema de control empleado para PPC.	43
5.1	Pérdidas. (a) Convertidor resonante LLC. (b) Convertidor de dos etapas.	45
5.2	Voltaje de la batería en función del SoC [45].	49
5.3	Modelo de una celda ion-litio.	50
5.4	Modelo de un pack de celdas ion-litio.	51
5.5	Formas de onda convertidor resonante LLC.	53
5.6	Conmutación suave en los MOSFET.	54
5.7	Señales de salida convertidor resonante LLC.	54
5.8	Perfil de carga para convertidor resonante LLC.	55
5.9	Eficiencia v/s Potencia en convertidor resonante LLC con voltaje de salida constante.	56
5.10	Eficiencia v/s Potencia en convertidor resonante LLC con corriente de salida constante.	57
5.11	Formas de onda PPC.	58
5.12	Corriente en semiconductores.	59
5.13	Señales de salida PPC.	60
5.14	Perfil de carga para convertidor DCX + PPC.	61
5.15	Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con voltaje de salida constante.	62
5.16	Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con corriente de salida constante.	63
5.17	Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con voltaje de salida constante, para distintas frecuencias de conmutación.	63

5.18	Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con voltaje de salida constante, para distintos ratios de parcialidad.	64
6.1	Eficiencia v/s Potencia con voltaje de salida constante de 425 V, para las distintas propuestas.	67
6.2	Eficiencia v/s Potencia con voltaje de salida constante de 400 V, para las distintas propuestas.	67
6.3	Eficiencia v/s Potencia con voltaje de salida constante de 375 V, para las distintas propuestas.	68

Abreviaciones

AC	: alternate current
DC	: direct current
DCX	: dc-dc transformer
ZVS	: zero voltage switching
ZCS	: zero current switching
SOC	: state of charge
PPC	: partial power converter
FPC	: full power converter
ISOP	: input-series output-parallel
IPOS	: input-parallel output-series
PWM	: pulse width modulation
PI	: proportional-integral coefficients of linear controllers
EV	: electric vehicle
CC	: constant current
CV	: constant voltage
FB	: full bridge
HB	: half bridge

Capítulo 1

Introducción

1.1 Estado del arte

1.1.1 Vehículos eléctricos

El uso intensivo de combustibles fósiles ha generado alteraciones ambientales significativas, como el aumento del efecto invernadero, contribuyendo al calentamiento de la atmósfera terrestre. Para abordar este problema, se han establecido acuerdos internacionales con el objetivo de lograr cero emisiones netas de gases de efecto invernadero, lo que implica alcanzar un equilibrio entre las emisiones hacia la atmósfera y la capacidad natural de absorción de la tierra.

Las estadísticas muestran que el sector del transporte, que abarca el desplazamiento de personas y bienes mediante automóviles, camiones, trenes, barcos, aviones y otros vehículos, es una de las principales fuentes de gases de efecto invernadero. En la Figura 1.1 se muestra la distribución del consumo energético de Chile en el año 2019, y se puede observar como el transporte junto al sector de industria y minería son los que más energía consumen en el país [1].

Las emisiones, provenientes principalmente de la quema de productos derivados del petróleo en motores de combustión interna, han impulsado la investigación y desarrollo para migrar hacia un desarrollo más sostenible y eficiente en la conversión de energía, desarrollo y adopción de tecnologías alternativas, siendo los vehículos eléctricos (EV, por sus siglas en inglés Electric Vehicles) una respuesta clave a esta problemática.

Las ventajas intrínsecas de los EVs, como la ausencia de emisiones, han contribuido significativamente a la reducción de la contaminación en las ciudades y áreas donde circulan. Incluso cuando estos vehículos se cargan con electricidad proveniente de fuentes de energía renovable, como paneles fotovoltaicos o turbinas eólicas, las emisiones se vuelven prácticamente nulas. Los EVs desempeñan así un papel clave en la integración de las energías renovables en la matriz energética. Además, en comparación con los motores de combustión interna, los EVs son más eficientes en el uso de

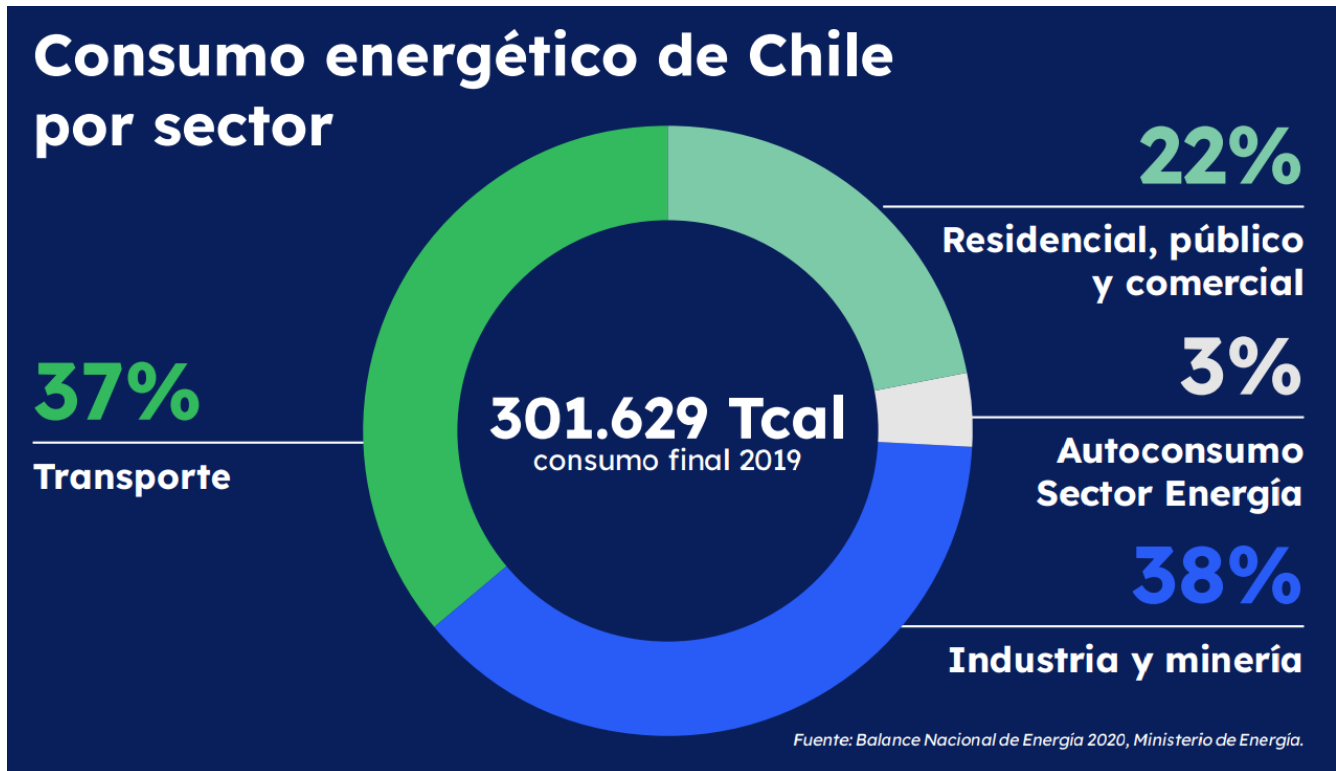


Figura 1.1: Consumo energético en Chile por sector [1].

energía para el desplazamiento, considerando todas las pérdidas desde la fuente de combustible hasta las ruedas del vehículo.

En 2022, la flota de vehículos eléctricos superó los 25 millones, la Figura 1.2 refleja el crecimiento exponencial que han tenido estos durante los últimos años, con una clara predominancia en China, Europa y Estados Unidos, y se espera que esta tendencia siga [2].

Los vehículos modernos comparten un diseño eléctrico similar que consta de una batería, un sistema de gestión de la batería (BMS), un cargador a bordo (OBC), varios convertidores DC-DC e inversores para el motor. El voltaje de las baterías de los vehículos eléctricos ha pasado de 200 V en los primeros modelos a 800 V en los más recientes. Los OBC están diseñados para una plataforma de vehículo concreta, implementando topologías de circuito que pueden ampliarse a esos voltajes, pero la mayoría de los cargadores de corriente continua ya instalados son para vehículos de 400 V, por lo que los vehículos más nuevos con un voltaje de batería más alto no se cargarán completamente o simplemente no se cargarán.

En el periodo comprendido entre 2010 y 2020, la tecnología y la fabricación de baterías experimentaron grandes avances. Las baterías actuales ofrecen mayores densidades de potencia y energía a una fracción del precio en que lo hacían en 2010. Como resultado, la mayoría de los EV disponibles en el mercado de masas tienen autonomías de más de 320 km, con una capacidad

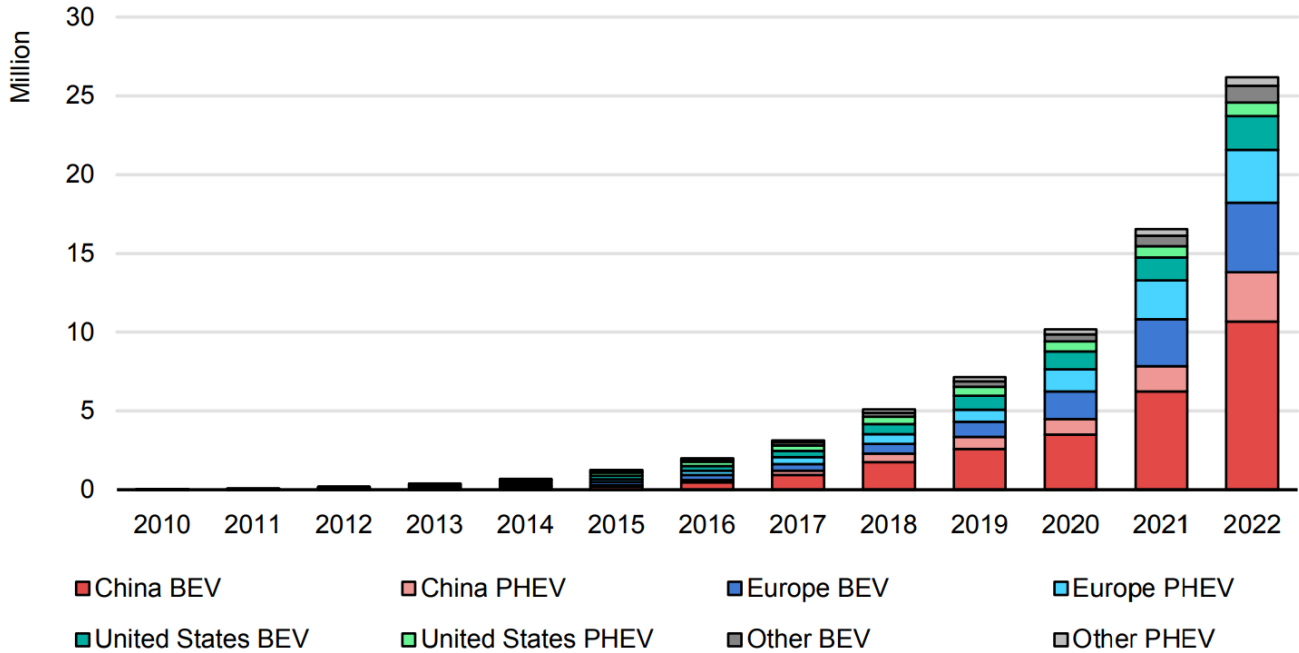


Figura 1.2: Stock de vehículos eléctricos a lo largo del mundo [2].

media de 44 kWh. Sin embargo, este crecimiento de la capacidad ha impuesto importantes retos relacionados con los cargadores de baterías y las velocidades de carga, ya que los VE actuales no se cargan tan rápido como cabría esperar cuando se utilizan estaciones de carga convencionales de 50 kW.

En consecuencia, el ecosistema de los EV ha mejorado considerablemente, con baterías más baratas y mejores, y una creciente infraestructura pública de recarga, los tiempos de carga también se han visto reducido a tan solo 20-30 minutos para 400 km de autonomía, con nuevas reducciones esperadas. Los avances en la tecnología de las baterías han permitido aumentar la potencia de carga de 50 kW a más de 400 kW [3].

En este escenario, los convertidores presentes en los cargadores de vehículos eléctricos desempeñan un papel esencial. Su función va más allá de la simple carga, ya que estos componentes son clave para optimizar la capacidad de carga y la eficiencia energética. Por ende, los convertidores se encuentran actualmente bajo una intensiva investigación y desarrollo con el objetivo de superar los desafíos existentes y contribuir al avance eficiente y sostenible de la movilidad eléctrica. Este enfoque activo en la investigación busca no solo mejorar la infraestructura de carga, sino también proporcionar soluciones innovadoras que impulsen la aceptación generalizada de los vehículos eléctricos, estableciendo así un nuevo estándar para la movilidad del futuro.

A pesar de este progreso, la adopción generalizada de los vehículos eléctricos aún enfrenta desafíos significativos, siendo la infraestructura de carga uno de los puntos críticos a abordar. La

capacidad de carga y la eficiencia energética de los sistemas de carga son factores cruciales que afectan directamente la experiencia del usuario y la viabilidad económica de la electrificación del transporte.

En conclusión, la convergencia de preocupaciones medioambientales, la necesidad de reducir emisiones y la búsqueda de soluciones sostenibles está llevando a una revolución en la industria del transporte, donde los vehículos eléctricos y sus componentes, como los convertidores de carga, desempeñan un papel crucial en el camino hacia una movilidad más limpia y eficiente.

1.1.2 Infraestructura de carga

El rápido avance de la electrónica de potencia ha permitido desarrollar una infraestructura de carga de vehículos eléctricos muy versátil y diversa [4]. Los sistemas de electrónica de potencia utilizados en la recarga de vehículos eléctricos se enfrentan a una serie de requisitos simultáneos, como cargar la batería de un vehículo de forma segura, cumplir las normas sobre armónicos de red, eficiencia, compacidad y fiabilidad. La estructura de la electrónica de potencia de un equipo de alimentación de vehículos eléctricos típico, como se muestra en la Figura 1.3, se implementa como un sistema de dos etapas: una etapa rectificadora con corrección del factor de potencia (PFC) conectada a la red AC, seguida de una etapa DC-DC que realiza la regulación de voltaje y la corriente de la batería. La elevada impedancia en modo común (CM) de una etapa de aislamiento galvánico es beneficiosa para garantizar el cumplimiento de los requisitos de corriente de fuga impuestos por los estándares internacionales (IEC 61851-23, JEVS G105- 1993, SAE J1772, y UL 2231). Este aislamiento puede desplegarse a frecuencia de línea (LF) en la entrada de AC del cargador, o a una frecuencia más alta (HF) dentro de la etapa DC-DC, dependiendo del compromiso coste/volumen y pérdidas de potencia que imponga su naturaleza. Actualmente, el aislamiento es casi exclusivamente de naturaleza inductiva, aunque existen conceptos para el aislamiento capacitivo.

En la Figura 1.4 se muestran las diferentes topologías para carga de VE utilizadas actualmente, estas son:

- **Cargador dedicado a bordo:** Corresponde al principal mecanismo de carga, y se efectúa mediante un cargador a bordo (OBC) desarrollado por el fabricante del vehículo o específicamente para él. Este OBC puede integrarse en la arquitectura del vehículo y acceder a información interna, que los fabricantes no revelarían a estaciones de carga de terceros. Toda la electrónica de potencia se encuentra a bordo y se basa en enchufes domésticos para permitir potencias de carga de 1 a 22 kW a partir de suministros monofásicos o trifásicos.
- **Cargador integrado a bordo:** Es una solución rentable para aumentar las potencias de carga a bordo, ya que los inversores suelen tener una potencia nominal de entre 30 y 200 kW, lo que los hace competitivos incluso con los cargadores DC externos.

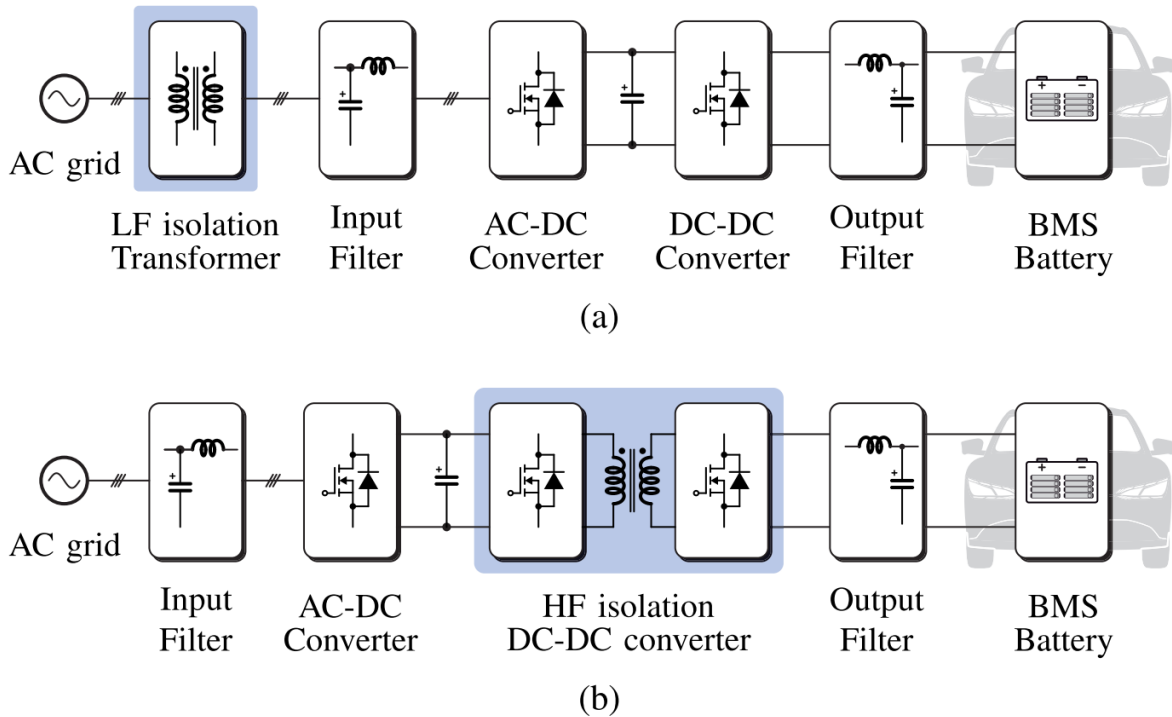


Figura 1.3: Estructura general de un cargador de baterías para vehículos eléctricos. La aislación galvánica puede ser provista en baja frecuencia (a) o en alta frecuencia (b). [4]

- **Carga inalámbrica:** Es una tecnología que transfiere energía a través de un acoplamiento magnético entre un inversor de alta frecuencia (HF) externo y un rectificador HF a bordo. Es más segura que los cargadores conectados a la red debido a los posibles riesgos de descarga eléctrica y a la carga dinámica durante la conducción. Sin embargo, aún necesita mejoras en términos de potencia de carga y eficiencia para competir con alternativas bien establecidas.
- **Carga externa a DC:** El vehículo expone su batería al exterior y la mayor parte de la conversión de energía se realiza externamente, lo que permite mayores potencias de carga sin necesidad de transportar enormes componentes electrónicos a bordo. En la actualidad, los cargadores de corriente continua ofrecen potencias de 20 a 350 kW para vehículos eléctricos de tamaño medio, lo que los hace más adecuados para la recarga pública que para el uso doméstico.
- **Cambio de batería:** Se ha sugerido como alternativa más rápida y menos estresante eléctricamente a la carga rápida. En este caso, toda la conversión de energía se produce fuera del vehículo.

De las alternativas de cargas descritas en esta sección, este proyecto de titulación se centrará en la carga externa a DC.

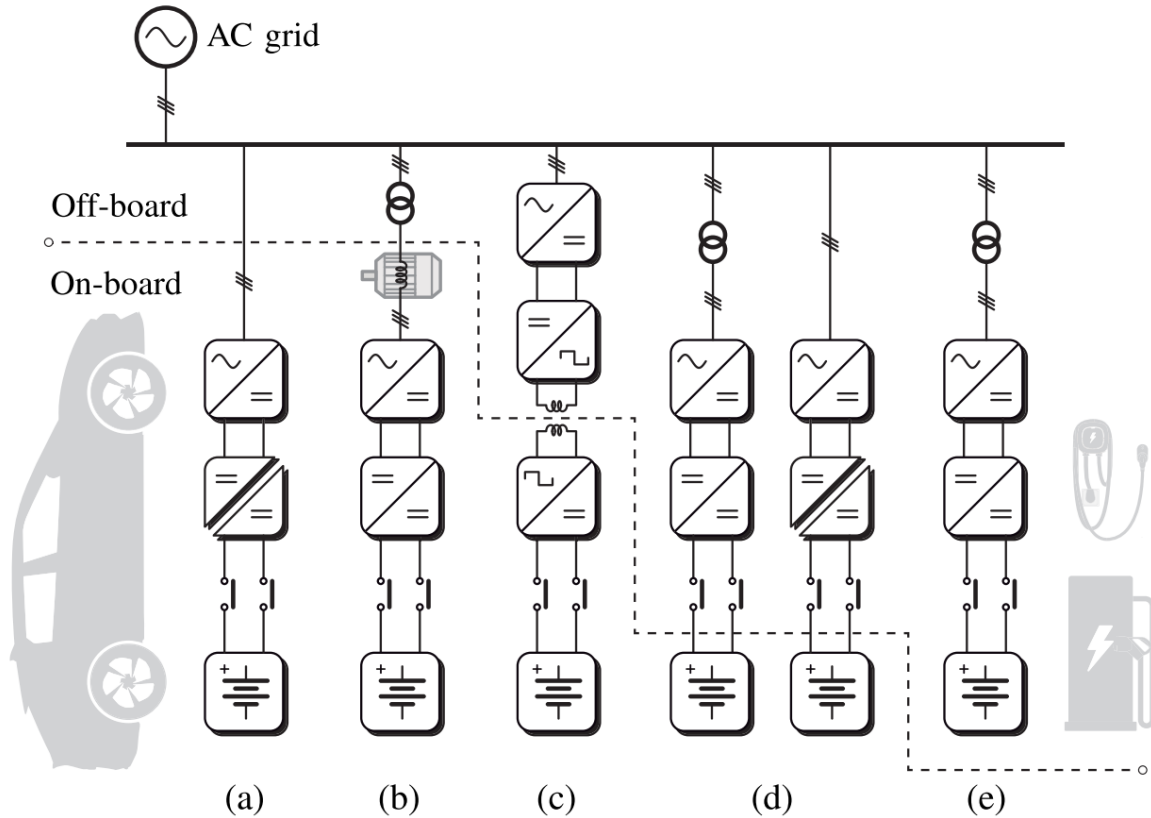


Figura 1.4: Topologías para la carga de vehículos eléctricos. (a) Cargador dedicado a bordo. (b) Cargador integrado a bordo. (c) Carga inalámbrica. (d) Carga de DC externa. (e) Cambio o sustitución de batería. [4]

1.1.3 Cargadores externos DC

Los últimos avances han permitido la creación de cargadores rápidos de alta potencia (también conocidos como cargadores ultrarrápidos). Su diseño está pensado para suministrar más de 350 kW al paquete de baterías, aunque los EV disponibles actualmente no han alcanzado ese nivel de potencia de carga. Además, esta familia de cargadores pretende ser compatible tanto para las nuevas generaciones de vehículos de 800 V, como para sistemas anteriores de 400 V [3].

La mayoría de los fabricantes han logrado esta actualización modularizando sus diseños, de esta manera se ofrecen diferentes proporciones de corriente y voltaje para la misma potencia mediante la reconfiguración. Así, los vehículos de 400 y 800 V pueden cargarse con alta potencia y mayor eficiencia con carga parcial.

A continuación se presentan algunos ejemplos de cargadores DC de alta potencia relevantes en el mercado actual (Figura 1.5).

- **ABB Terra 53/54** [Figura 1.5(a)]: Es la generación más vendida de cargadores basados en PEBC (Bloque de construcción de electrónica de potencia). El sistema modular se construye

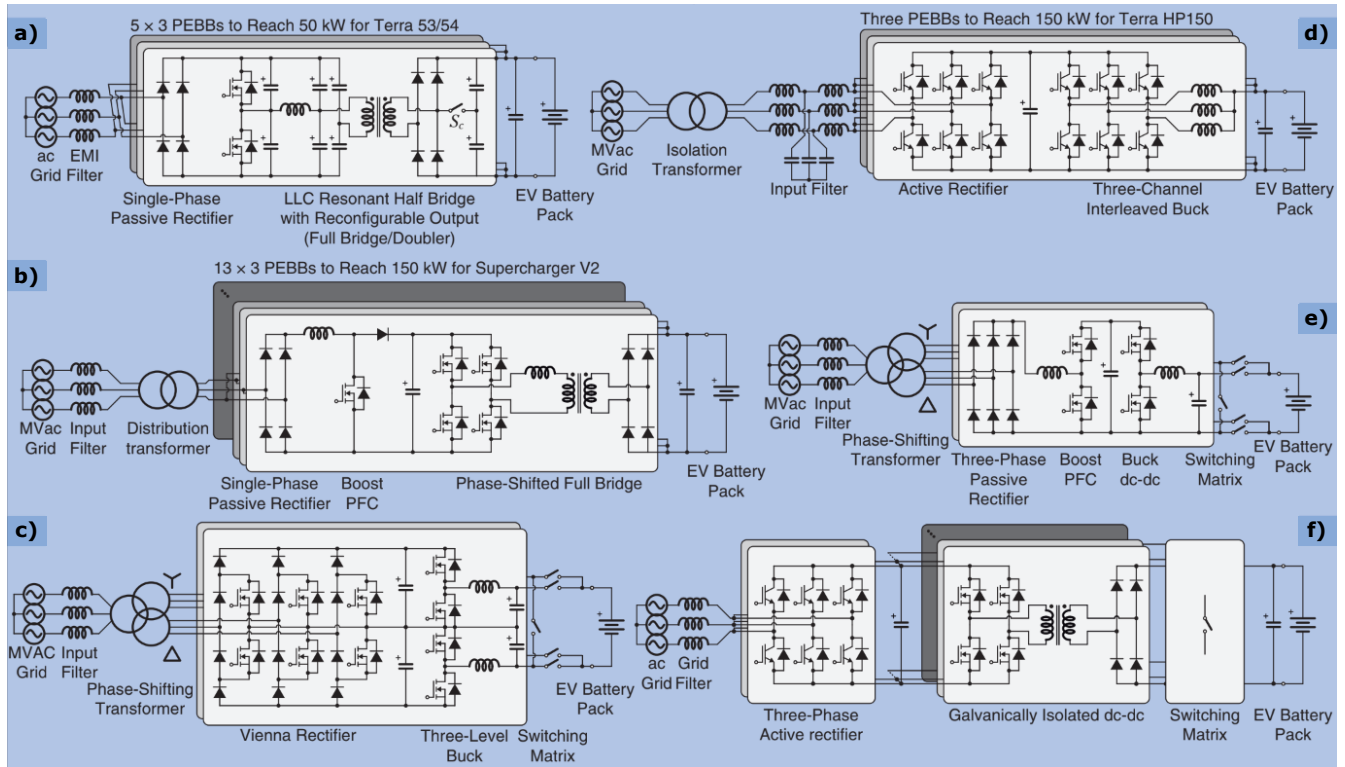


Figura 1.5: Cargadores externos DC de alta potencia. a) ABB Terra 53/54 50-kW Fast Charger, b) ABB Terra HP 150-kW High-Power Charger, c) Tesla V2 Supercharger, d) Porsche Modular Fast Charging Park A, e) Porsche Modular Fast Charging Park B, f) ENERCON E-charger 600. [3]

replicando varias veces el mismo circuito, donde el número de etapas activas cambia según los requisitos de salida.

Para cumplir los requisitos de aislamiento y ofrecer niveles de potencia más elevados, una estructura alternativa presenta una etapa DC-DC aislada basada en un convertidor LLC (inductor-inductor-condensador) de medio puente [5]. El LLC de tres canales incluye un rectificador secundario reconfigurable, que permite la interconexión con vehículos de 400 y 800 V, ya que funciona como un puente completo normal y como un duplicador de tensión cerrando el interruptor S_c de la serie 54, que presenta un rendimiento máximo del 95%.

- **ABB Terra HP** [Figura 1.5(b)]: Estos cargadores alcanzan 150 kW por gabinete, en donde cada uno de estos se basan en módulos de 50 kW, que presentan un aislamiento galvánico de baja frecuencia y una eficiencia del 94% a plena carga. Para alcanzar mayores niveles de potencia, esta unidad es repetida varias veces hasta alcanzar un máximo de 600 kW para autobuses y vehículos más grandes [6].
- **Tesla V2 Supercharger** [Figura 1.5(c)]: Otro ejemplo de modularidad es la red de super-

carga de Tesla, basados en los OBC de los modelos S y X [7]. El circuito de conversión de potencia en dos etapas implica un puente pasivo monofásico por canal con un PFC, seguido de un puente completo *phase shifted* para alimentar correctamente la batería. Esta estructura, utilizada en las dos primeras versiones de la red de supercarga, facilita entradas AC monofásicas y trifásicas con sus respectivos ratios de carga. Una combinación de 13 unidades en un solo gabinete es capaz de cargar un solo vehículo con hasta 150 kW, con una eficiencia documentada de 92% [8].

- **Porsche Modular Fast Charging Park A y B** [Figura 1.5(d) y 1.5(e)]: Porsche es otra compañía que ha decidido promover esta tendencia. Con su arquitectura de 800 V presentó una infraestructura de carga rápida modular que puede verse ampliada aumentando el número de PEBB. El cargador implementa el aislamiento galvánico en la entrada a través de un transformador de red, que puede alimentarse desde voltaje medio. La calidad del suministro eléctrico del lado de la red puede ser mejorada gracias a un transformador de desplazamiento de fase. Rectificadores posteriores con suficiente corrección del factor de potencia generan un bus DC aislado de alto voltaje, que es reducido por las etapas de salida *buck* que aseguran un bajo ripple en la corriente, en contraste con otras topologías.

La estructura [Figura 1.5(d)] parece flexible para futuros desarrollos, y con el tiempo podría desplazar el aislamiento a la etapa DC-DC o combinar ambas [9]. Alternativamente, se han informado implementaciones que utilizan un rectificador Vienna para adaptar las estaciones de carga dependiendo de requisitos del sitio [10]. Esta estructura alternativa corresponde a la Figura 1.5(e), donde la estructura diferente del enlace DC permite modificar el convertidor de carga de la batería en un convertidor buck de tres niveles, mejorando aún más el ripple en la corriente de salida. El sistema tiene aislamiento galvánico de alta frecuencia para garantizar su compatibilidad, lo que también eleva a tierra la batería interna al mismo potencial eléctrico que el vehículo, lo que presenta una eficiencia máxima del 98%.

- **ENERCON E-charger 600** [Figura 1.5(f)]: Esta topología también presenta un alto nivel de modularidad: Las etapas de rectificación activa son construidas usando módulos de 60 kW, mientras que la etapa DC-DC incluye de 6 a 12 canales aislados galvánicamente basados en un puente completo resonante [11]. Mediante una matriz de conmutación, el E-charger 600 puede alimentar hasta cuatro puntos de carga de 350 kW, con una potencia acumulada de 600 kW. Una de las principales características de esta estructura es la funcionalidad de servicio de red del rectificador, que permite una solución sofisticada a la carga de VE, que a la vez contribuye a la estabilidad de la red. El diseño tiene una eficiencia reportada del 94%.

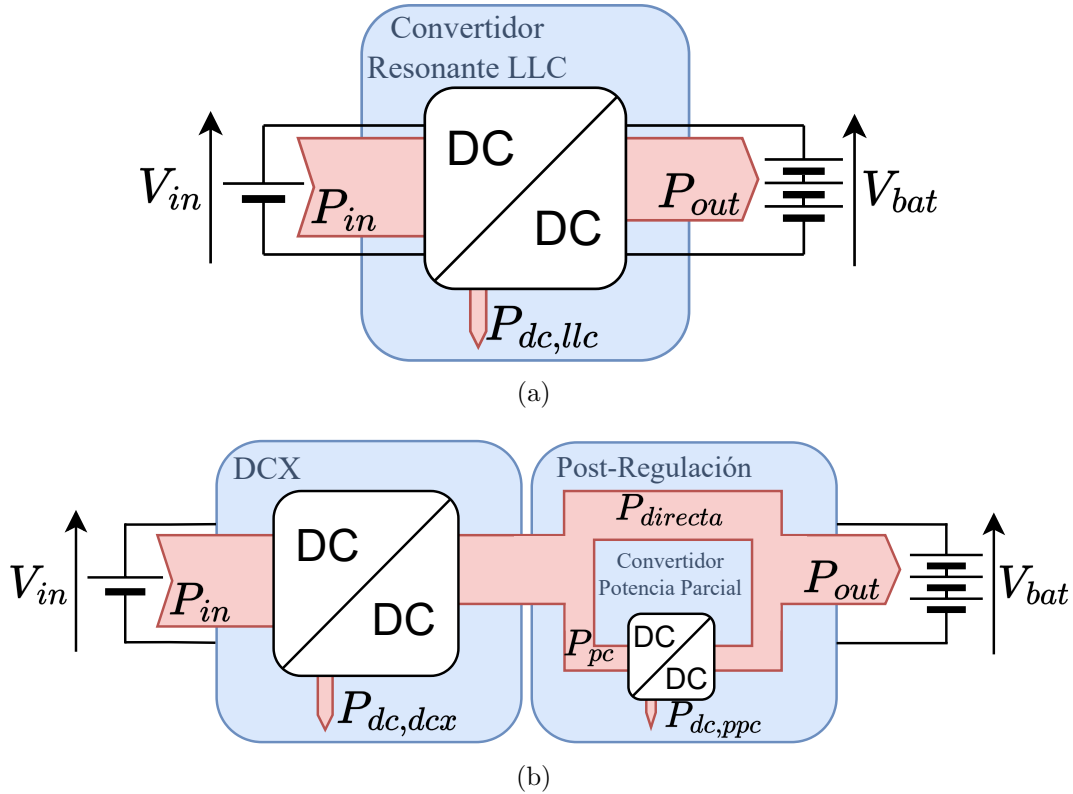


Figura 1.6: Pérdidas. (a) Convertidor resonante LLC. (b) Convertidor de dos etapas.

1.2 Definición del problema

Durante los últimos años, ha sido tema de investigación la implementación de convertidores de potencia parcial en los cargadores externos DC para EV, sobre todo en topologías de dos etapas como post-regulación. Los convertidores de potencia parcial presentan la ventaja de operar con solo una fracción de la potencia total del sistema, lo que reduce la carga de este y aumenta la eficiencia total.

Por otro lado, un tipo de convertidor ampliamente estudiado en aplicaciones de EV es el convertidor resonante LLC, cuya principal característica es su operación en lazo abierto como transformador DC (DCX).

1.3 Hipótesis

Es posible que un convertidor de dos etapas, formado por un DCX y un convertidor de potencia parcial encargado de la post-regulación, sea más eficiente que un convertidor resonante LLC convencional, a pesar de tener el doble de componentes.

1.4 Objetivo general y específicos

Bajo el contexto previamente mencionado, el objetivo general es dimensionar, diseñar, modelar y simular estas dos propuestas de convertidores: un convertidor resonante LLC y un convertidor de dos etapas compuesto por un DCX y un PPC, tal como se muestra en la Figura 1.6. Dentro de este propósito, se pueden identificar los siguientes objetivos específicos:

- Estudiar en profundidad ambas topologías, para poder identificar ventajas y desventajas en el contexto mencionado.
- Dimensionar y modelar sistemas (potencias, corrientes, voltajes, parámetros, etc.), y diseñar las etapas de control.
- Verificar mediante simulaciones el funcionamiento de ambas propuestas de circuitos.
- Evaluar a través de simulación las distintas señales de los circuitos, con el fin de poder sacar conclusiones sobre su eficiencia.

Capítulo 2

Convertidores resonantes

2.1 Clasificación de convertidores de conmutación suave

Las pérdidas derivadas de la conmutación en los semiconductores de potencia han emergido como un desafío a resolver, ya que pueden ejercer una influencia significativa en la eficiencia de la conversión. Durante las conmutaciones, tanto el voltaje como la corriente a través de los interruptores de potencia dependen de los parámetros de los interruptores y de la configuración del circuito conectado a ellos.

Con el fin de reducir las pérdidas de potencias asociadas a la conmutación, se han desarrollado nuevas estrategias que buscan disminuir tanto el voltaje como la corriente a través de los interruptores de semiconductores. La técnica de conmutación suave obliga al dispositivo a encenderse o apagarse en cero corriente o voltaje, conocido como conmutación de voltaje cero (ZVS) o conmutación de corriente cero (ZCS), dependiendo de la señal eléctrica que se mantenga en cero. Al contrario, el método de conmutación dura se limita a aprovechar la capacidad intrínseca del dispositivo, generando mayores pérdidas por conmutación y tensiones eléctricas en los dispositivos. La Figura 2.1 ilustra de manera gráfica la disminución de las pérdidas de potencia por conmutación al optar por la conmutación suave en comparación con el enfoque de conmutación dura.

2.2 Estructura general de un convertidor con red resonante LLC

La Figura 2.2 muestra una configuración de convertidor con red resonante LLC de puente completo, muy típica en aplicaciones de alta densidad de potencia. Si bien esta configuración no es única y puede ser de varias maneras, todas comparten una misma estructura.

- **Etapa inversora:** Convertidor DC-AC encargado de suministrar un voltaje de onda cuadrada

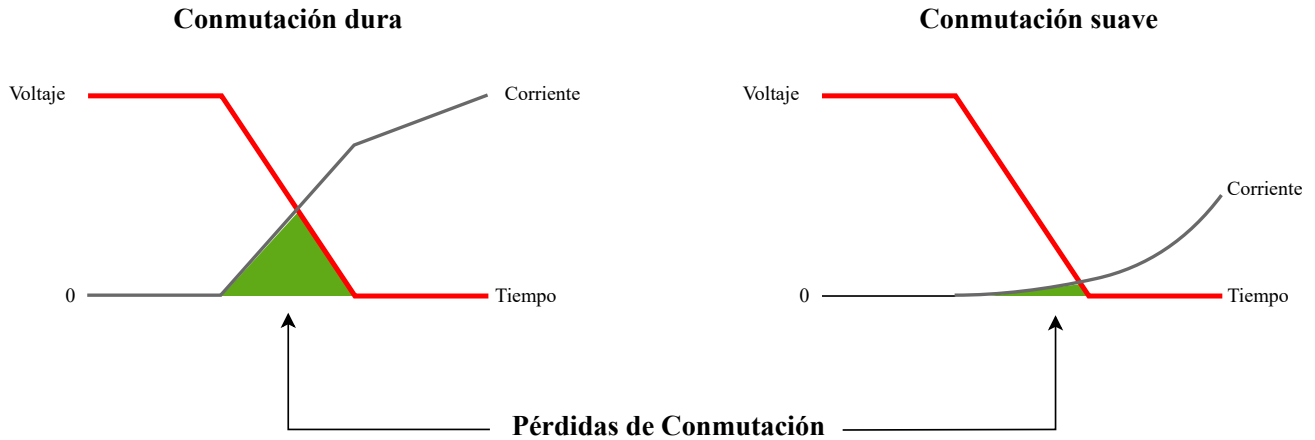


Figura 2.1: Conmutación suave v/s dura.

a la red resonante. Esto se logra haciendo conmutar los switches, los cuales operan con un ciclo de trabajo del 50%, mientras que la ganancia de voltaje es procesada por un VCO, el cual relaciona la frecuencia de conmutación con el voltaje de salida, como se discutirá más adelante.

- **Transformador y red resonante:** Consiste en un arreglo de elementos reactivos. En este caso se cuenta con un condensador e inductor resonante, C_r y L_r respectivamente, ambos en serie, y la inductancia de magnetización del transformador L_m , en paralelo. La frecuencia de resonancia del sistema está definida por estos tres elementos, y por lo general ronda las centenas de kHz. Operar a una frecuencia de conmutación tan alta presenta la ventaja de reducir el tamaño del convertidor, además de las ventajas típicas de un transformador, como lo son la aislación galvánica, o el establecer el ratio de vueltas para obtener un ratio de voltaje específico.
- **Etapa rectificadora:** Convertidor AC-DC, generalmente de componentes pasivos, ya sea de puente completo o medio puente, aunque también puede ser con componentes activos si es que se requiere bi direccionalidad en el flujo de potencia. En esta etapa también se incluye el filtro para obtener el voltaje de salida DC.

2.3 Principio de funcionamiento

El análisis del convertidor resonante LLC depende directamente del comportamiento de la red resonante. Cuando la frecuencia de conmutación es cercana a la frecuencia resonante, la impedancia

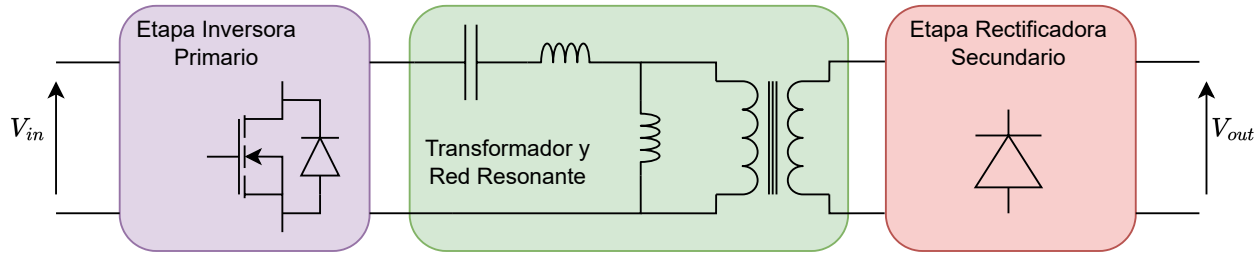


Figura 2.2: Estructura general de un convertidor resonante LLC.

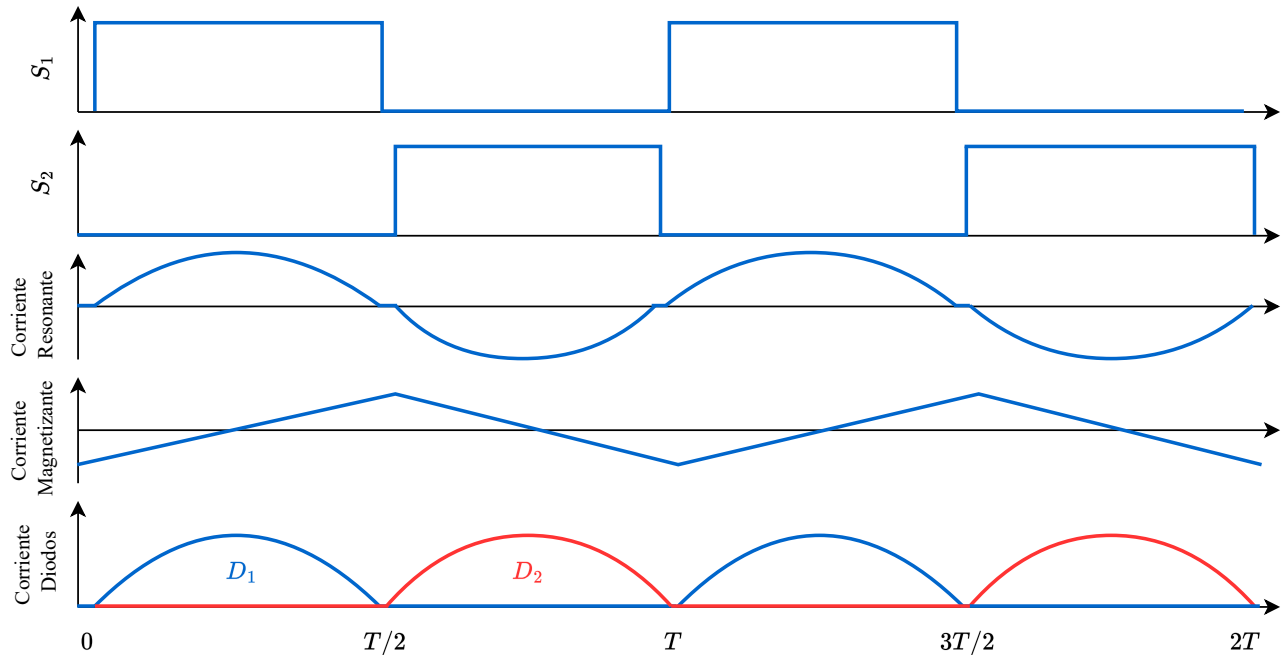


Figura 2.3: Operación de convertidor resonante LLC.

de esta red es mínima y se puede lograr un mejor rendimiento y mayor eficiencia. Esto se debe a que la mayor parte de la potencia de entrada se entrega a la etapa de salida.

En la figura 2.3 muestra las formas de ondas de las principales señales en un convertidor resonante LLC de puente completo (FB-FB). Estas señales fueron obtenidas con una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de resonancia de la red ($f_{sw} = f_r$). En esta figura se puede ver que la corriente de resonancia por L_r es cercana a una sinusoidal pura, lo que permite obtener una conmutación suave.

2.4 Ganancia de voltaje del convertidor

La ganancia total del convertidor que relaciona el voltaje de entrada V_{in} con el voltaje de salida V_{out} depende de tres factores, como se define en la ecuación 2.1.

$$G_c = \frac{V_{out}}{V_{in}} = G_B \cdot G_T \cdot G_R(Q, m, F_x) \quad (2.1)$$

En donde:

- Ganancia del inversor G_B : Corresponde a la ganancia propia del puente inversor y tiene dos valores posibles.

$$G_B = \begin{cases} 1, & \text{si el inversor es puente completo} \\ \frac{1}{2}, & \text{si el inversor es de medio puente} \end{cases} \quad (2.2)$$

- Ratio del transformador G_T : Corresponde al ratio de vueltas que presenta el transformador, por lo que es un componente fijo.

$$G_T = \frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{N} \quad (2.3)$$

- Ganancia de la red resonante LLC G_R : Es la única ganancia variable, y puede ser expresada como una función de tres parámetros: Factor de calidad Q , ratio de inductancia m y la frecuencia normalizada F_x .

2.4.1 Ganancia red resonante LLC

La ganancia de la red resonante puede ser obtenida analizando el circuito equivalente mostrado en la figura 2.4, del cual se puede extraer, y siguiendo lo indicado en [13], la función de transferencia que está dada por la ecuación 2.4.

$$G_R(Q, m, F_x) = \left| \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \right| = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(m \cdot F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \cdot (F_x^2 - 1)^2 \cdot (m-1)^2 \cdot Q^2}} \quad (2.4)$$

En donde:

- F_x corresponde a la frecuencia normalizada (ecuación 2.5) y es igual a la división entre la frecuencia de conmutación f_{sw} y la frecuencia de resonancia f_r , teniendo que cuando estos dos parámetros son iguales, $F_x = 1$. La frecuencia de resonancia está definida por la ecuación 2.6.

$$F_x = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (2.5)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.6)$$

Destacar también que F_x corresponde al parámetro de control para regular el voltaje del convertidor.

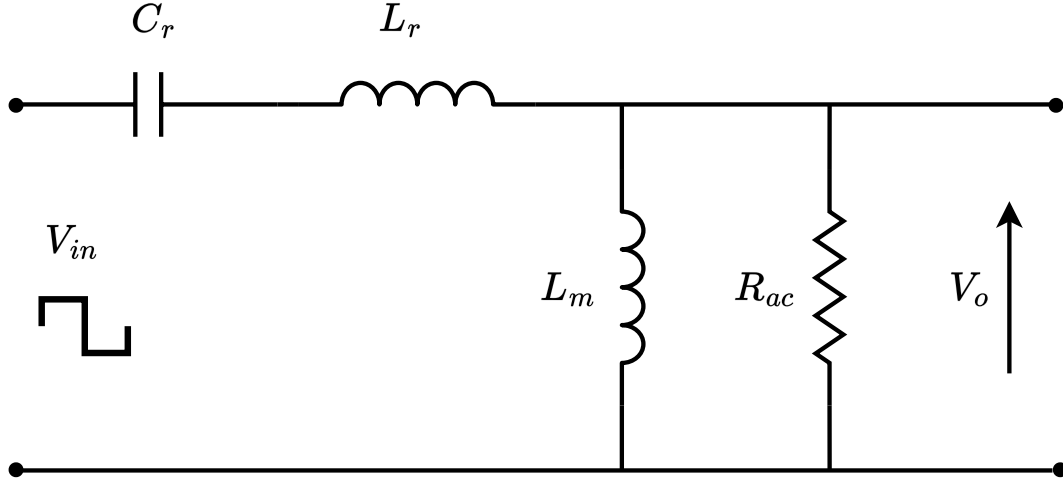


Figura 2.4: Circuito resonante equivalente.

- Q corresponde al factor de calidad definido por la ecuación 2.7, que depende de la carga de salida y determina el comportamiento de ganancia de la red resonante LLC con respecto a la frecuencia de conmutación f_{sw} . Una carga elevada (resistencia de carga baja) significa un valor alto de Q .

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad (2.7)$$

- m corresponde al ratio de inductancia, el cual relaciona la inductancia total con la inductancia del primario. Esta se define por la ecuación 2.8.

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (2.8)$$

- R_{ac} corresponde a la carga resistiva reflejada al lado primario del transformador como se muestra en la figura 2.4. Esta se calcula a partir de la ecuación 2.9

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot \frac{V_o^2}{P_o} \quad (2.9)$$

Para mostrar como se comporta la ganancia de la red resonante, se puede graficar la ecuación 2.4 con la frecuencia de conmutación normalizada para diferentes valores del factor de calidad (Q), como se muestra en la Figura 2.5.

En la Figura 2.5 se observa que las curvas con un factor de calidad más bajo corresponden a operaciones con cargas más ligeras, mientras que las curvas con factor de calidad más altas representan cargas más pesadas. También se nota que todas las curvas de Q (condiciones de carga) se cruzan en el punto de frecuencia resonante (en $F_x = 1$ o $f_s = f_r$) y tienen una ganancia

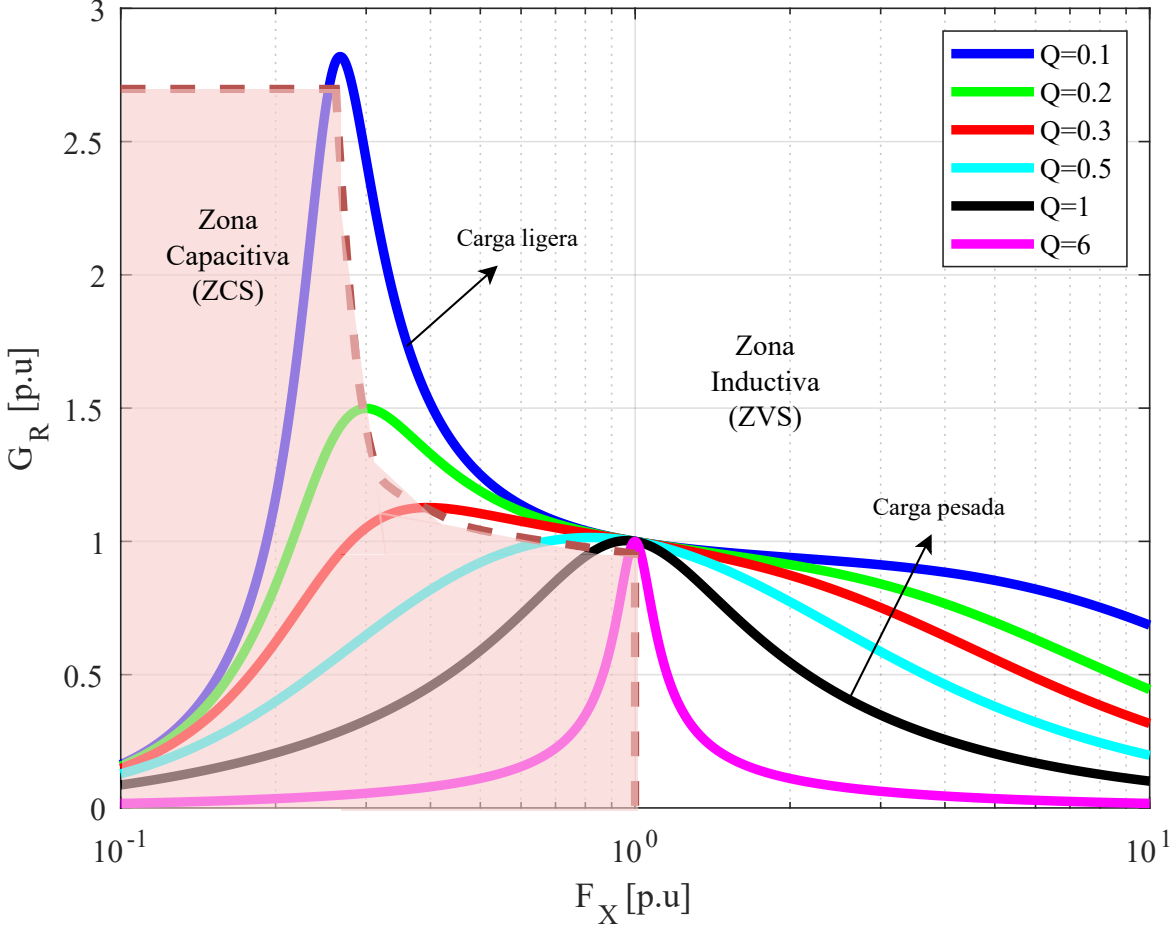


Figura 2.5: Ganancia para diferentes valores del factor de calidad Q .

unitaria. Operar el convertidor resonante en este punto de operación se conoce como transformador DC-DC (DCX). Este modo de operación presenta una serie de ventajas que se discutirán en la siguiente sección.

La figura también muestra que todas las curvas de ganancia tienen picos que definen el límite entre las impedancias inductivas y capacitivas de la red resonante. El objetivo de definir ambas regiones es mantener una operación inductiva en todo el rango de voltaje de entrada y corriente de carga, evitando caer en la región de operación capacitiva. Esta exigencia se debe a que el Zero Voltage Switching (ZVS) solo se logra en la región inductiva. Además, la operación capacitiva implica que la corriente precede al voltaje, lo que significa que la corriente en el MOSFET cambiará de dirección antes de que este se apague. Luego, después de que el MOSFET se apague, la corriente de recuperación inversa fluirá a través del diodo, lo que causará una conmutación brusca una vez que el otro MOSFET en el puente se encienda, lo que a su vez provocará pérdidas y ruido de recuperación inversa, así como posibles picos de corriente elevada y falla del dispositivo.

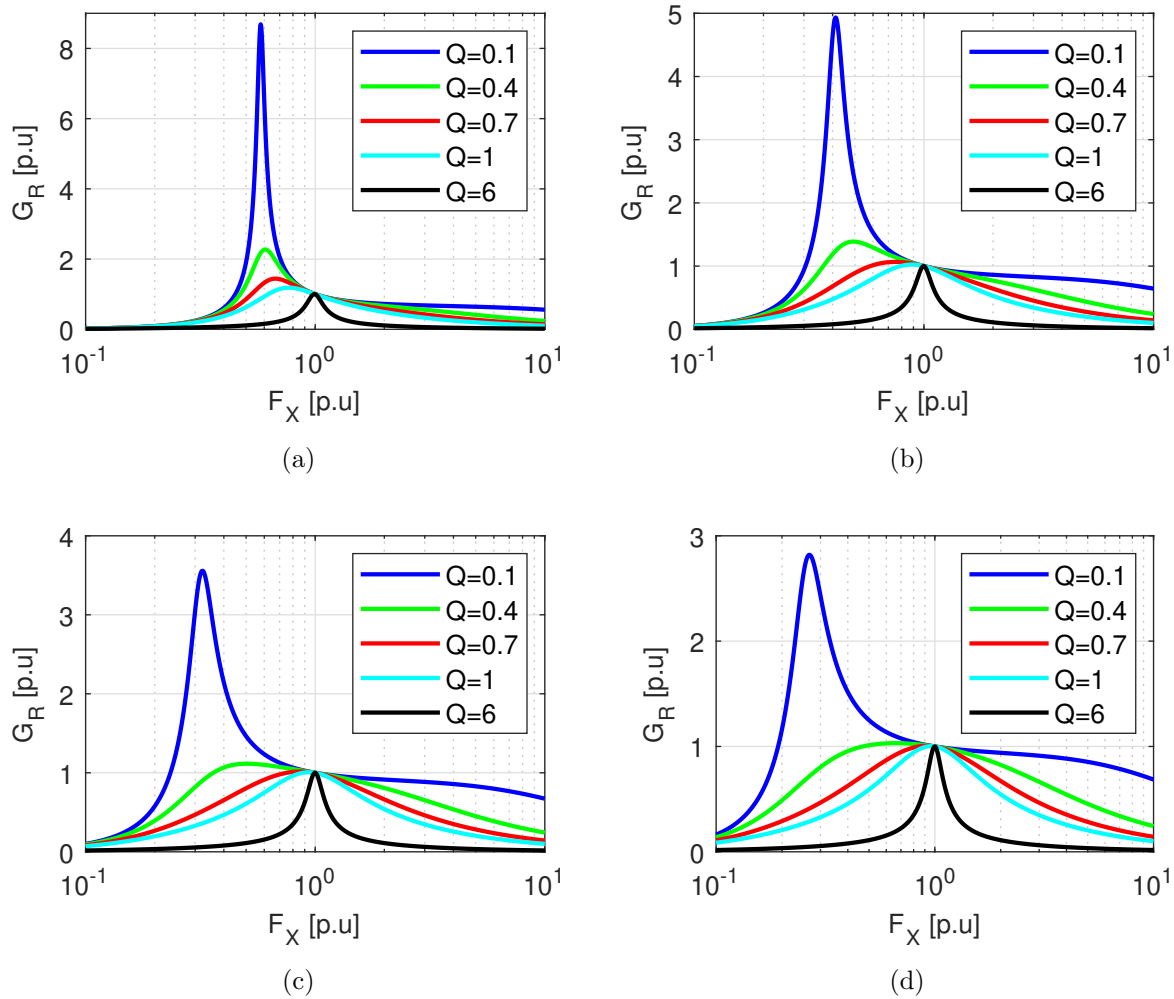


Figura 2.6: Ganancia de voltaje v/s frecuencia normalizada para diferentes valores de m . (a) $m = 3$. (b) $m = 6$. (c) $m = 10$. (d) $m = 15$.

El comportamiento de la función de ganancia de voltaje de la red resonante también depende del ratio total de inductancia m . Según la ecuación 2.8, el valor de m está definido por las componentes L_r y L_m y no cambia con la operación del convertidor LLC. Un valor alto del inductor de fuga del transformador (o inductor resonante L_r) puede influir y limitar la elección del ratio m . Un valor más bajo de m conduce a una corriente de magnetización más alta circulando en el lado primario. La Figura 2.6 ilustra varios casos posibles para diferentes valores de m . Cada gráfico está definido por un valor fijo de la relación de inductancia ($m = 3, 6, 10$ y 15) y muestra diferentes valores de Q .

Con lo descrito anteriormente es posible concluir que:

- Para un valor dado de m , aumentar el valor de Q contrae la curva. Esta condición estrecha el ancho de banda de frecuencia operativa con una ganancia de voltaje más baja.

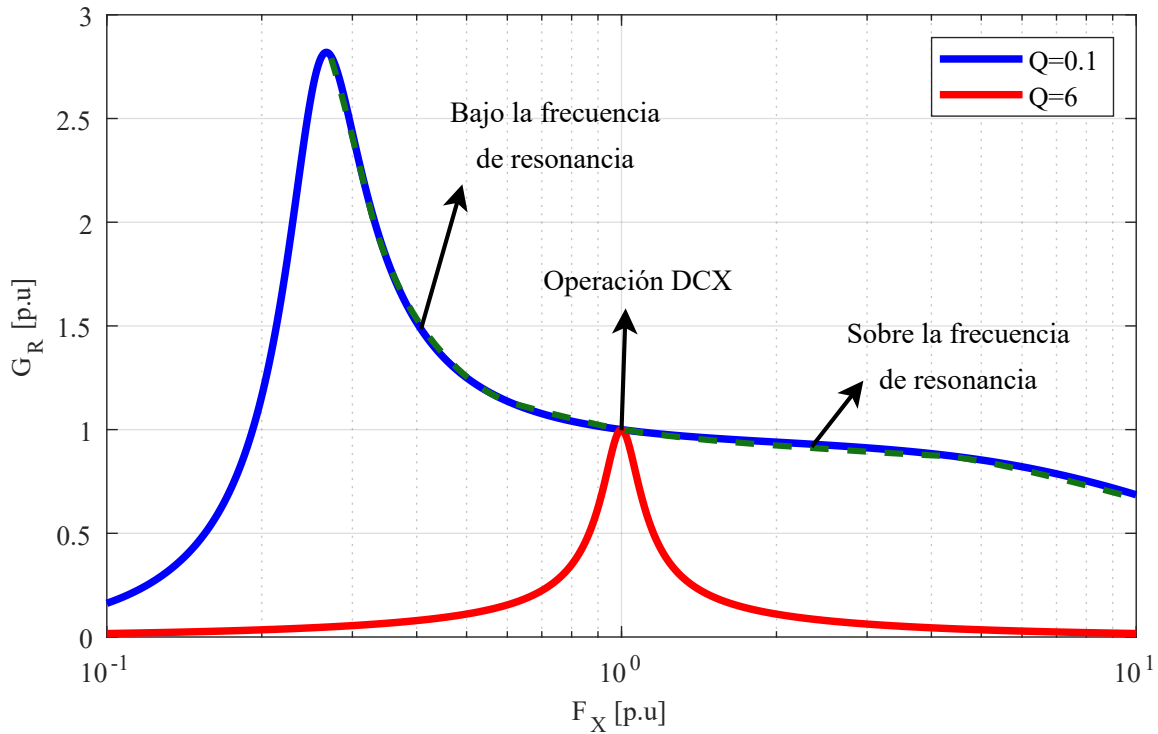


Figura 2.7: Modos de operación del convertidor. [13]

- Para un valor dado de Q , disminuir el valor de m da como resultado una ganancia más alta con un rango de frecuencia más delgado, obteniendo una regulación más flexible. Por el contrario, un valor de m más alto implica una inductancia de magnetización más alta, lo que disminuye la corriente de magnetización, obteniendo una mayor eficiencia.

2.5 Modos de operación

Dado que la ganancia de la red LLC está modulada en frecuencia, el convertidor puede operar en tres modos según las condiciones de voltaje de entrada y corriente de carga, como muestran en las Figuras 2.7 y 2.8, estos son:

- Operación DCX ($f_{sw} = f_r$)
- Sobre la frecuencia de resonancia ($f_{sw} > f_r$)
- Bajo la frecuencia de resonancia ($f_{sw} < f_r$)

2.5.1 Operación DCX

La utilización del convertidor resonante LLC como transformador DC-DC (DCX) representa la opción más idónea para alcanzar la máxima eficiencia en la conversión, como se muestra en la Figura 2.5, la cual exhibe la característica típica de ganancia de voltaje de un convertidor resonante LLC. La operación se fundamenta en el punto de operación de DCX, enfocándose en obtener el rendimiento óptimo [12].

Como se discutió anteriormente, la ganancia de voltaje varía según la frecuencia de conmutación para diferentes cargas de salida (curvas Q). Cuando la carga es baja, y por ende el factor de calidad es bajo también, el pico de ganancia se aleja hacia la izquierda a una frecuencia menor que la de resonancia. Al contrario, a medida que la carga aumenta, el pico máximo de voltaje se desplaza hacia la frecuencia resonante f_r . Es importante destacar que cada vez que cambia la carga de salida (R_o), se obtiene una nueva curva de factor de calidad Q .

Como se puede observar en las Figuras 2.5 y 2.6, independientemente de los valores de la relación de inductancia m y el factor de calidad Q , toda la familia de curvas converge a $(F_x, G_R) = (1, 1)$. A medida que cambia la carga, el convertidor puede mantener la misma ganancia de voltaje sin regular la tensión de salida. En la operación resonante $f_r = f_{sw}$, se obtiene una ganancia unitaria y se logra la conmutación suave ZVS y ZCS sin regulación de la tensión de salida. Por lo tanto, el convertidor resonante puede optimizarse para operar en un punto independiente de la carga. En la misma curva Q y sin operar en el punto resonante, el comportamiento del convertidor resonante LLC se vuelve dependiente de la carga.

El convertidor resonante DCX-LLC se basa en las siguientes características:

- Mantener una relación de conversión definida.
- Operar en lazo abierto.

2.5.2 Sobre la frecuencia de resonancia

Cuando la frecuencia de conmutación es mayor a la frecuencia de resonancia, cada mitad del ciclo de conmutación contiene una operación parcial que proporciona potencia a la carga, similar a la operación de frecuencia resonante. Sin embargo, difiere en que el ciclo resonante no se completa y es interrumpido por el inicio de la otra mitad del ciclo de conmutación. Por lo tanto, los MOSFET primarios experimentan mayores pérdidas de apagado, y los diodos rectificadores secundarios tienen conmutación dura.

El convertidor opera en este modo con voltajes de entrada más altos, donde se requiere una operación de reducción de voltaje o *buck*.

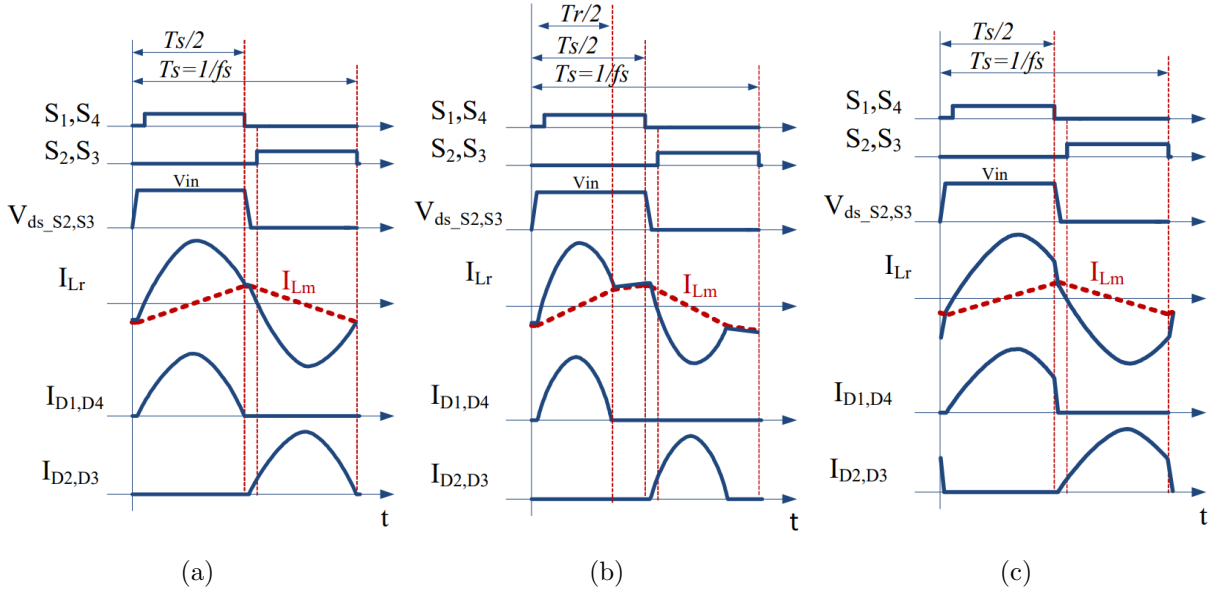


Figura 2.8: Señales para diferentes modos de operación. (a) DCX. (b) Bajo frecuencia de resonante. (c) Sobre frecuencia resonante. [13]

2.5.3 Bajo la frecuencia de resonancia

Cuando la frecuencia de conmutación es menor a la frecuencia de resonancia, cada mitad del ciclo de conmutación contiene una operación de entrega de potencia. En el momento en que se completa el ciclo resonante y la corriente del inductor resonante L_r alcanza la corriente magnetizante, comienza la operación de rueda libre y continúa hasta el final de la mitad del ciclo de conmutación. Por lo tanto, el lado primario experimenta mayores pérdidas de conducción debido a la energía circulante.

El convertidor opera en este modo con voltajes de entrada más bajos, donde se requiere una operación de aumento de voltaje o *boost*.

2.6 Diseño de un convertidor resonante

El proceso de diseño se convierte en un desafío importante debido principalmente a que los valores de los componentes afectan varios parámetros relacionados con los convertidores resonantes LLC. En la literatura es posible encontrar diferentes estrategias y algoritmos para diseñar este tipo de convertidores ([13] - [15]). Con base en el análisis anterior y en la bibliografía estudiada, se propone un diseño paso a paso de un convertidor resonante LLC, teniendo en cuenta algunas consideraciones generales:

- El diseño del convertidor resonante LLC se enfoca en el punto DCX.

- El diseño aborda únicamente los parámetros de la red resonante LLC y el ajuste del tiempo muerto.
- Se considera una configuración de puente completo como rectificador de salida.

2.6.1 Parámetros de entrada

Para poder calcular los componentes del tanque resonante, primero es necesario definir algunos parámetros del convertidor, estos son:

- Voltaje de entrada (V_{in})
- Voltaje de salida (V_{out})
- Potencia de salida (P_{out})
- Frecuencia resonante (f_r)

Los voltajes de entrada y salida son necesarios para determinar la relación de transformación del transformador. La potencia de salida ayuda a elegir el factor de calidad Q correcto en la característica de la curva. Finalmente, con la frecuencia resonante seleccionada, se pueden diseñar el condensador y la bobina resonantes.

En cuanto a la frecuencia seleccionada, un valor más bajo conduce a componentes más voluminosos, mientras que una frecuencia más alta hace que los beneficios del convertidor resonante LLC sean más pronunciados, sin embargo, una operación a alta frecuencia también puede afectar el comportamiento de la capacitancia parásita de los interruptores de potencia [14]. Otros factores, como la disponibilidad de componentes, costos adicionales asociados y pérdidas magnéticas en el núcleo pueden limitar la operación a frecuencias elevadas. De hecho, el convertidor resonante DCX-LLC puede operar en condiciones adecuadas por encima de los 100 kHz. Por ejemplo, se ha propuesto un convertidor resonante LLC de 200 kHz [16], de 500 kHz [17], e incluso [18] ha propuesto un convertidor resonante LLC de 1 MHz.

2.6.2 Selección del puente y rectificador

Un paso importante para lograr un rendimiento óptimo del convertidor es la selección de circuitos de puente y rectificador adecuados. La Figura 2.9 muestra las topologías para el inversor de medio puente y puente completo. Respecto a estas opciones, cabe mencionar que la corriente *rms* de un inversor medio puente es el doble de la corriente en un inversor puente completo. Por consiguiente, la corriente *rms* al cuadrado será 4 veces mayor en medio puente que en puente completo. Por lo

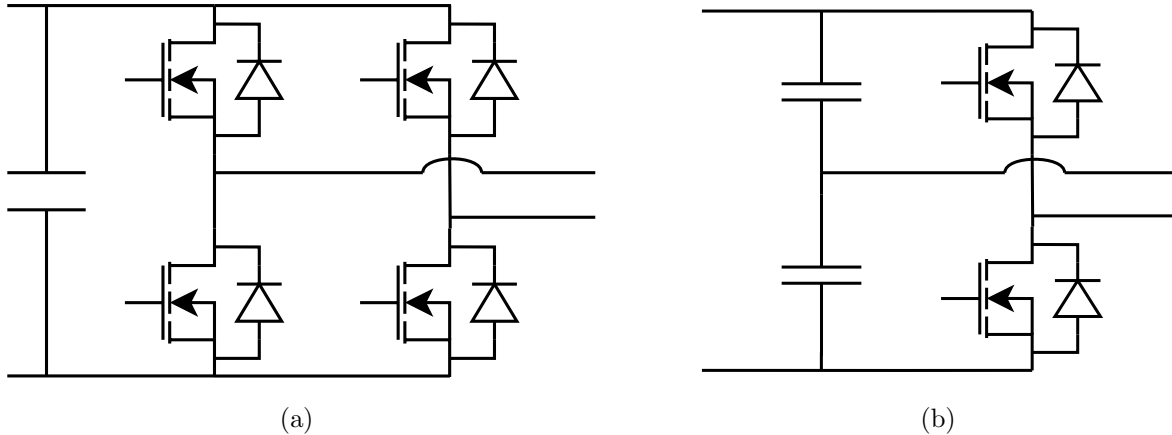


Figura 2.9: Tipos de puentes inversores. a) Inversor puente completo. b) Inversor medio puente.

tanto, el total de pérdidas por conducción en los MOSFET del inversor medio puente es el doble comparado con la opción puente completo.

Aunque un medio puente requiere la mitad del número de vueltas primarias y, por lo tanto, la mitad de la resistencia del devanado primario para obtener la misma ganancia de voltaje y oscilación de flujo, las pérdidas primarias en el cobre siguen siendo el doble en comparación con un puente completo, debido a que la corriente *rms* al cuadrado es cuatro veces mayor.

Por lo anterior, se recomiendan topologías de conmutación de puente completo en aplicaciones donde las corrientes primarias son altas y dominan las pérdidas de conducción.

La Figura 2.10 muestra las topologías de rectificadores de onda completa y puente completo. Un rectificador de onda completa requiere diodos con el doble de voltaje que un rectificador de puente completo, pero solo tiene dos diodos, mientras que un rectificador de puente completo tiene cuatro diodos. Dado que cada diodo en ambos circuitos rectificadores tiene la misma corriente promedio, las pérdidas totales por conducción de los diodos de un rectificador de onda completa son sólo la mitad de las de un rectificador de puente completo.

Un rectificador de onda completa tiene dos devanados secundarios, por lo que para la misma área de devanado y el doble de resistencia, cada devanado de un rectificador de onda completa transporta una corriente *rms* que es $\sqrt{0.5}$ de la corriente *rms* del circuito de puente completo. Las pérdidas de cobre en el devanado secundario de un rectificador de onda completa se duplican en comparación con un rectificador de puente completo.

En aplicaciones de alta tensión de salida, los rectificadores de puente completo tienen la ventaja de que podemos utilizar diodos con la mitad de tensión nominal respecto a los rectificadores de onda completa. En aplicaciones de baja tensión de salida y alta corriente, el rectificador de onda completa es más común debido a su menor pérdida de conducción general y menor número y costo de componentes.

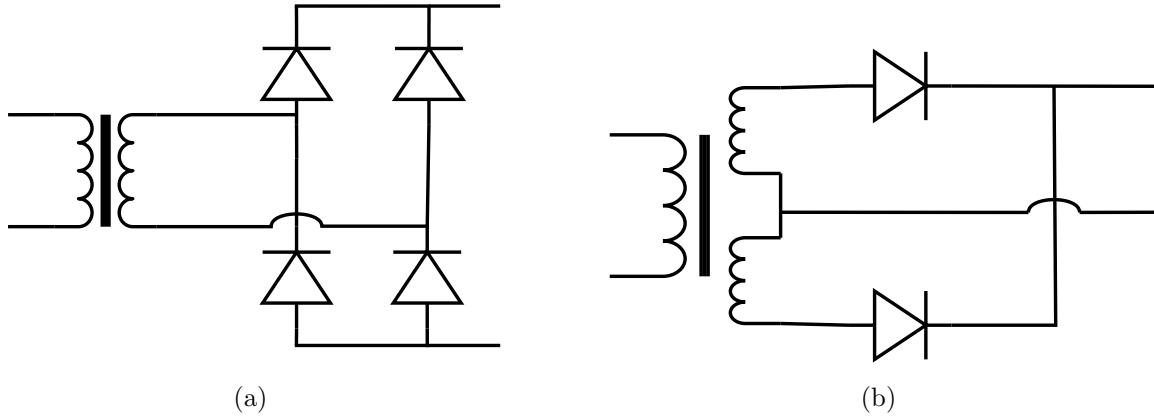


Figura 2.10: Tipos de rectificadores. a) Rectificador puente completo. b) Rectificador onda completa.

2.6.3 Ratio de vueltas del transformador

La relación de vueltas del transformador debe seleccionarse en función de la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, la ganancia del tanque resonante (G_R) del LLC debe evaluarse en $F_x = 1$ y no afecta la ganancia general del convertidor. Si el puente es medio puente o puente completo, la ganancia (G_B) de la topología del inversor puede ser $1/2$ o 1 , respectivamente. Finalmente, la relación de vueltas del transformador se puede calcular mediante la ecuación 2.10 y depende directamente del voltaje de entrada, el voltaje de salida y las topologías de inversor utilizadas.

$$N = G_B \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot G_R(F_x, m, Q) \Big|_{F_x=1} \quad (2.10)$$

2.6.4 Ratio de inductancia y factor de calidad

El factor de inductancia m puede estar limitado por transformadores de alta frecuencia, debido a que la inductancia de campo y la inductancia resonante generalmente las proporcionan componentes de aislamiento y es deseable no agregar componentes adicionales. Para el funcionamiento DCX, valores mayores de m acercan el punto máximo a la frecuencia normalizada del dispositivo, como se muestra en la Figura 2.6. Se pueden utilizar diferentes criterios para seleccionar el factor de calidad Q y el factor de inductancia m . En esta herramienta de diseño, seleccione la curva de valor de acuerdo con la ganancia unitaria $G_R = 1$ como la ganancia máxima de voltaje de CC en $F_x = 1$.

2.6.5 Componentes de la red resonante

Una vez elegidos los valores de Q y m , el condensador resonante y el inductor resonante se pueden encontrar usando las ecuaciones 2.11 y 2.12, respectivamente. La inductancia de magnetización se puede obtener mediante la fórmula de transmisión del coeficiente de inductancia 2.13.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_{sw} \cdot R_{ac} \cdot Q} \quad (2.11)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_{sw})^2 \cdot C_r} \quad (2.12)$$

$$L_m = L_r(m - 1) \quad (2.13)$$

2.6.6 Selección de tiempo muerto

Otro punto a considerar al diseñar este tipo de convertidor es el tiempo muerto, en donde la corriente de magnetización es igual a la corriente de resonancia y pasa a través de la capacitancia parásita de los semiconductores de potencia, cargándolos y descargándolos para asegurar una tecnología de conmutación suave. La inductancia de magnetización L_m actúa como una fuente de corriente que proporciona suficiente energía durante el tiempo muerto entre transiciones de los semiconductores. La capacitancia fuente-drenaje (C_{ds}) se convierte entonces en un nuevo parámetro de diseño que debe evaluarse a partir de la hoja de datos del MOSFET. Un valor de nivel más bajo al picofaradio en la capacitancia de salida del MOSFET permite técnicas de conmutación de voltaje cero más sencillas. Según [14], las condiciones para que un convertidor DCX-LLC obtenga suficiente tiempo muerto de conmutación se expresan mediante la ecuación 2.14.

$$t_{dt} \geq 16 \cdot C_{eq} \cdot f_{sw} \cdot L_m \quad (2.14)$$

En donde:

- L_m Inductancia de magnetización [H]
- C_{eq} Capacitancia equivalente = $2 \cdot C_{ds}$ [F]
- t_{dt} Tiempo muerto [s]
- f_{sw} Frecuencia de conmutación [Hz]

2.6.7 Algoritmo de diseño

A partir de todos los puntos anteriormente mencionados, se propone el siguiente algoritmo para diseñar el convertidor resonante LLC, el cual consiste en una guía paso a paso, como se observa en la figura 2.11. Si luego de calcular todos los parámetros no se logra la conmutación a voltaje cero, se puede elegir un nuevo factor de calidad y ratio de inductancia y volver a calcular los parámetros del convertidor. Una inductancia de magnetización más pequeña puede aumentar la corriente de magnetización para descargar correctamente los condensadores de drenaje a fuente de los MOSFETs durante el tiempo muerto seleccionado, sin embargo, realizar un cambio físico en el circuito, como es modificar L_m , supone una gran dificultad en esta tarea. Una forma alternativa de corregir este problema es ajustar el tiempo muerto hasta lograr una conmutación suave, teniendo en cuenta que un tiempo excesivo resulta en una eficiencia menor, dado que la transferencia de potencia se detiene.

Un punto importante a aclarar es que la guía de diseño propuesta es un diseño teórico paso a paso basado en los valores ideales de los componentes del convertidor resonante LLC, pero hay problemas prácticos que no se han considerado, especialmente en relación con el transformador de alta frecuencia. El transformador es un elemento crítico de diseño, ya que no es fácil encontrar un componente comercial con valores específicos de la inductancia de fuga como la inductancia resonante L_r , la inductancia de magnetización L_m , la relación de conversión N y la frecuencia de resonancia f_r . Por lo tanto, no hay suficientes grados de libertad como propone el diseño, a menos que se considere un transformador hecho a mano con los valores específicos calculados. La inductancia de magnetización L_m es un valor de componente dado por el núcleo del transformador y no se puede cambiar mediante una inductancia externa. Una alternativa es agregar una inductancia resonante adicional en serie con la inductancia de fuga para alcanzar un valor calculado específico, pero las pérdidas magnéticas y parásitas adicionales podrían convertirse en un problema a considerar.

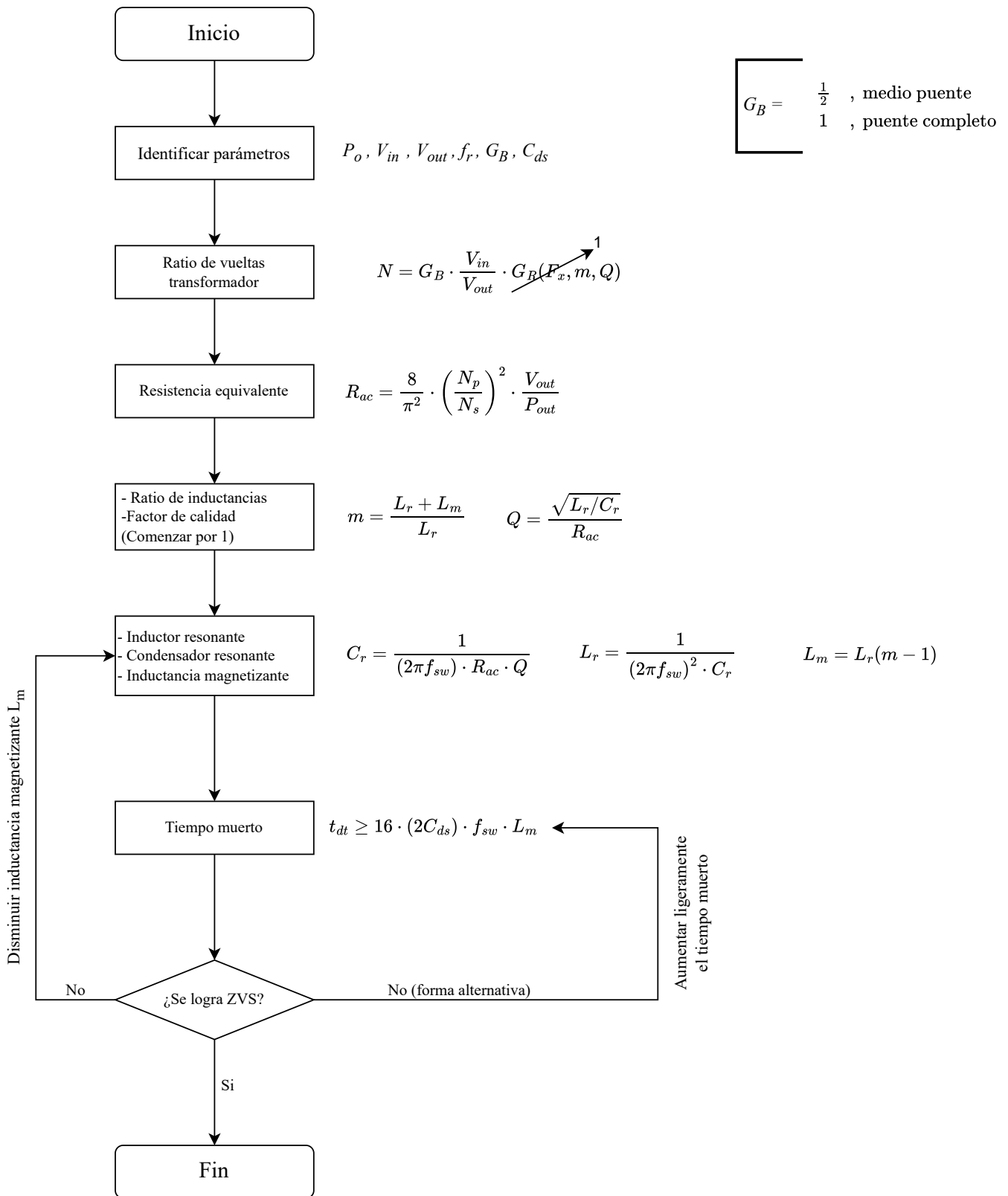


Figura 2.11: Algoritmo de diseño convertidor resonante LLC. [19]

Capítulo 3

Convertidores de potencia parcial

En el siguiente capítulo se presenta un resumen de tipos de convertidores DC-DC de potencia parcial.

3.1 Aspectos generales

A diferencia de los convertidores tradicionales de potencia total (FPC), que trabajan procesando toda la potencia entregada por la fuente, los convertidores de potencia parcial (PPC) se diseñan como una interconexión de convertidores, de tal manera que trabajan solo con una fracción de la potencia de entrada del sistema, mientras que la potencia restante es enviada directamente a la carga (Figura 3.1).

En el caso de un FPC, la eficiencia del convertidor η_c es directamente igual a la eficiencia total de la etapa de conversión η_s , y equivale a:

$$\eta_s = \eta_c = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (3.1)$$

Por otro lado, en un PPC, la potencia de salida P_o se forma por la potencia de paso directo P_{bp} y la potencia que opera el convertidor P_{pc} , esto equivale a:

$$\eta_s = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{(P_{in} - P_{pc}) + P_{pc} \cdot \eta_c}{P_{in}} \quad (3.2)$$

La cual se puede reducir a:

$$\eta_s = 1 - \frac{P_{pc}}{P_{in}}(1 - \eta_c) \quad (3.3)$$

En la ecuación 3.3 se puede observar como la eficiencia de un PPC depende de la relación entre la potencia procesada por este y la potencia de entrada. Este concepto se conoce como ratio de

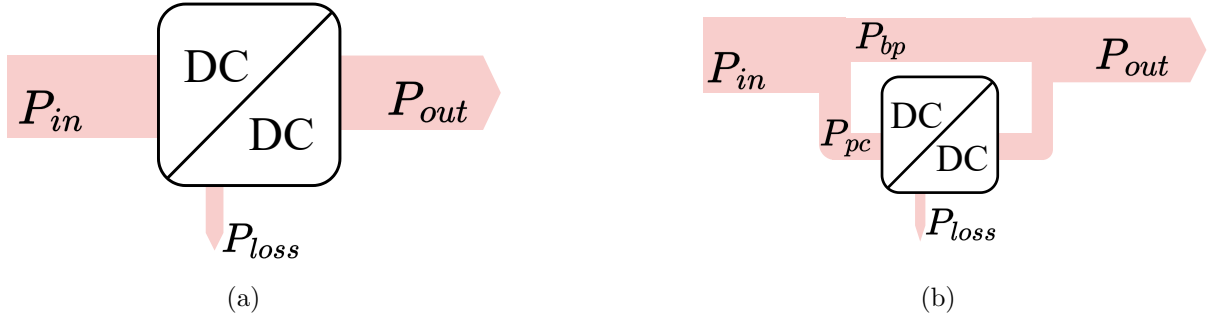


Figura 3.1: Concepto de convertidor parcial. (a) Convertidor de potencia total. (b) Convertidor de potencia parcial.

parcialidad, y se define como:

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{in}} \quad (3.4)$$

Respecto a K_{pr} se pueden precisar los siguientes puntos:

- Un convertidor se dice que es parcial cuando este parámetro K_{pr} es menor a 1.
- La eficiencia de este convertidor aumenta cuando K_{pr} disminuye, dado que el convertidor procesa menos potencia.

3.2 Clasificación de convertidores de potencia parcial

Dependiendo del esquema de interconexión, es posible distinguir dos tipos de PPC, referenciados típicamente como:

- Tipo I: Entrada en paralelo y salida en serie (IPOS).
- Tipo II: Entrada en serie y salida en paralelo (ISOP).

Además, definiendo la ganancia en voltaje DC-DC G_v según:

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.5)$$

Donde V_{in} y V_o son los voltajes de entrada y salida respectivamente. Con $G_v < 1$, el convertidor está operando como reductor o step down (SD), y con $G_v > 1$, el convertidor está operando como elevador o step up (SU).

En la figura 3.2 se pueden observar los diferentes tipos de PPC mencionados anteriormente. Es importante mencionar que estos convertidores, a pesar de incluir un transformador (obligatorio para evitar corto circuito), resultan en convertidores sin aislamiento galvánico.

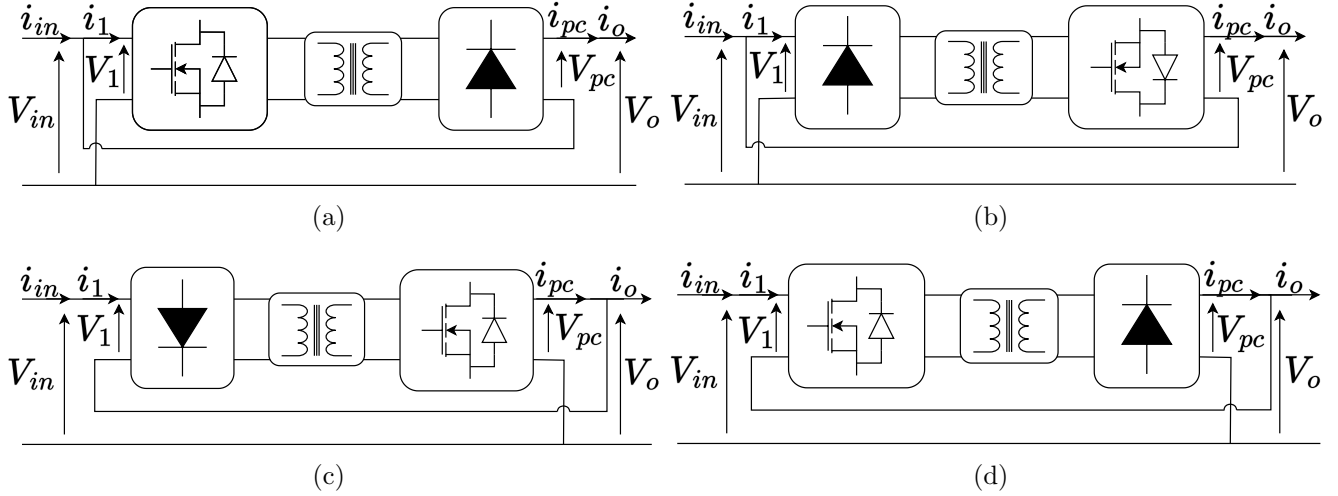


Figura 3.2: Tipos de convertidores de potencia parcial. (a) Tipo I elevador (SU-I). (b) Tipo I reductor (SD-I). (c) Tipo II elevador (SU-II). (d) Tipo II reductor (SD-II)

3.2.1 Convertidor parcial tipo I elevador (SU-I)

La estructura general de este tipo de convertidor es la presente en la Figura 3.2(a), donde se observa que el tipo de conexión facilita el flujo unidireccional de corriente hacia la carga. Sin embargo, la conexión en serie en los terminales de salida posibilita la distribución de la tensión de salida, de manera que el convertidor solo percibe la diferencia entre estas tensiones. Al desglosar las ecuaciones de voltaje y corriente, y considerando V_2 como el voltaje del convertidor parcial V_{pc} , se obtiene lo siguiente:

$$V_{in} + V_{pc} = V_o \quad (3.6)$$

$$I_{in} = I_{pc} + I_o \quad (3.7)$$

Por otra parte, considerando la idealidad en los componentes, las potencias tanto de entrada como de salida pueden describirse mediante las siguientes ecuaciones:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad ; \quad P_o = V_o \cdot I_o \quad (3.8)$$

De esta forma se obtiene la potencia procesada por el convertidor P_{pc} como:

$$P_{pc} = V_{in} \cdot I_{pc} = V_{pc} \cdot I_o \quad (3.9)$$

Siendo el resto de la potencia suministrada de forma directa a la carga.

$$P_{bp} = V_{in} \cdot I_o \quad (3.10)$$

Por lo que siguiendo la definición dada en 3.4, el ratio de potencia parcial para este tipo de convertidor es:

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{in}} = \frac{V_{in} \cdot I_{pc}}{V_{in} \cdot I_{in}} = \frac{I_{in} - I_o}{I_{in}} = 1 - \frac{I_o}{I_{in}} = 1 - \frac{1}{G_v} \quad (3.11)$$

Esto indica que la potencia procesada por el convertidor está determinada únicamente por la ganancia de voltaje G_v que se pretende regular. Esto se debe a la conexión en serie de los terminales de salida, donde la tensión en la entrada del convertidor se define como la diferencia entre el voltaje de entrada y salida del sistema. Además, la corriente que fluye hacia los terminales de entrada del convertidor es equivalente a la corriente que se dirige hacia la carga, resultando en un convertidor de potencia parcial. Todo esto se analiza bajo la premisa de la idealidad en los componentes.

3.2.2 Convertidor parcial tipo I reductor (SD-I)

La estructura de este convertidor es la presentada en la Figura 3.2(b), y como se puede observar, la única diferencia con el tipo SU-I es el cambio de signo en el voltaje V_{pc} , por lo que las ecuaciones de voltaje y corriente para este caso quedan como:

$$V_{in} = V_o + V_{pc} \quad (3.12)$$

$$I_{in} + I_{pc} = I_o \quad (3.13)$$

De modo que el ratio de potencia parcial pasa a ser:

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{in}} = \frac{V_{in} \cdot I_{pc}}{V_{in} \cdot I_{in}} = \frac{I_o - I_{in}}{I_{in}} = \frac{I_o}{I_{in}} - 1 = \frac{1}{G_v} - 1 \quad (3.14)$$

3.2.3 Convertidor parcial tipo II elevador (SU-II)

Para el caso del convertidor SU-II, cuya estructura general se puede observar en la Figura 3.2(c), su interconexión de entrada en serie y salida en paralelo cambia las ecuaciones respecto al elevador tipo I, dado que de hecho el flujo de potencia es en sentido opuesto.

Considerando para este caso $V_{pc} = V_o - V_{in}$ y $I_{pc} = I_{in} - I_o$, las ecuaciones de voltaje y corriente quedan como:

$$V_{in} + V_{pc} = V_o \quad (3.15)$$

$$I_{in} = I_o + I_{pc} \quad (3.16)$$

$$P_{pc} = V_{pc} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_{pc} \quad (3.17)$$

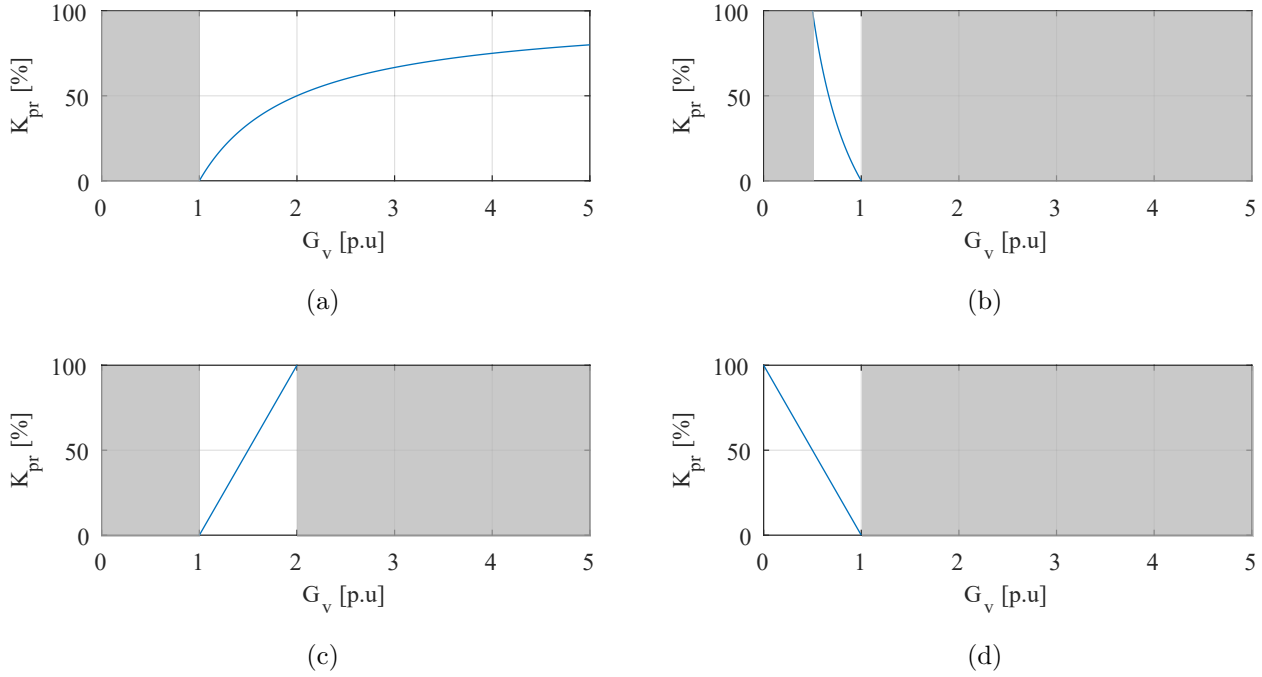


Figura 3.3: Ratio de potencia parcial v/s ganancia de voltaje por tipo de convertidor. (a) Tipo I elevador (SU-I). (b) Tipo I reductor (SD-I). (c) Tipo II elevador (SU-II). (d) Tipo II reductor (SD-II)

De modo que el ratio de potencia parcial pasa a ser:

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{in}} = \frac{V_{pc} \cdot I_{in}}{V_{in} \cdot I_{in}} = \frac{V_o - V_{in}}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_{in}} - 1 = G_v - 1 \quad (3.18)$$

3.2.4 Convertidor parcial tipo II elevador (SD-II)

Finalmente, para el caso del convertidor SD-II mostrado en la Figura 3.2(d), las ecuaciones de voltaje y corriente quedan la siguiente forma:

$$V_{in} = V_o + V_{pc} \quad (3.19)$$

$$I_{in} = I_o + I_{pc} \quad (3.20)$$

De modo que el ratio de potencia parcial pasa a ser:

$$K_{pr} = \frac{P_{pc}}{P_{in}} = \frac{V_{pc} \cdot I_{in}}{V_{in} \cdot I_{in}} = \frac{V_{in} - V_o}{V_{in}} = 1 - \frac{V_o}{V_{in}} = 1 - G_v \quad (3.21)$$

A modo de resumen, en la figura 3.3 se muestra los gráficos de parcialidad versus ganancia (K_{pr} v/s G_v) de todos los tipos de convertidores analizados. Las áreas en gris representan los tramos en donde el convertidor no opera como PPC. De esto se puede extraer que:

- Para el caso de los convertidores elevadores, el tipo II tiene un rango de operación bastante limitado en comparación con el convertidor tipo I, lo que lo hace menos atractivo comparado con este.
- Con respecto a los convertidores reductores pasa algo similar, en donde el convertidor tipo I tiene la mitad del rango de operación que el convertidor tipo II.

Capítulo 4

Topologías estudiadas

Como se mencionó en la sección 1, el objetivo principal de este trabajo es el de comparar dos propuestas de convertidores DC-DC para carga de VE. En este capítulo se busca profundizar en estos dos circuitos, para entender su funcionamiento, así como también presentar estrategias de control.

4.1 Especificaciones generales del sistema

Las dos propuestas de convertidores serán diseñados buscando la mejor optimización para cada circuito, pero al mismo tiempo compartirán las especificaciones generales del sistema. La Tabla 4.1 muestra dichas especificaciones.

Para este trabajo se considerará un módulo de carga DC de una potencia de salida igual a 20 kW. El voltaje de entrada se basará en el valor de una red trifásica rectificadora, mientras que el voltaje de salida se ajustará a un estándar para una batería de VE. En la primera propuesta, se seleccionará una frecuencia de resonancia óptima, la cual se determinará mediante un análisis de las características del sistema y las condiciones de operación. Por otro lado, para el PPC, la frecuencia de conmutación se establecerá en función de los requisitos de eficiencia y control del sistema. Este parámetro será ajustado considerando el equilibrio entre las pérdidas de conmutación y la respuesta dinámica del sistema.

Tabla 4.1: Especificaciones generales del sistema

Descripción	Parámetro	Valor
Potencia nominal de salida	P_{out}	20 kW
Voltaje nominal de salida	V_{out}	400 V
Voltaje nominal de entrada	V_{in}	750 V
Corriente nominal de salida	I_{out}	50 A

4.2 Convertidor de una etapa

La primera propuesta es un convertidor resonante LLC, el cual destaca por operar a frecuencias de conmutación relativamente altas (del orden de las centenas de kHz), y que al aplicar técnica de conmutación suave, obtiene un buen desempeño en términos de eficiencia. Su aplicación en el mundo de cargadores de EV ha sido bastante estudiada en la última década [20]-[26].

En la literatura, se pueden encontrar distintas topologías para el convertidor resonante LLC. En caso de la etapa inversora (DC-AC), en [27] y [28] se detalla sobre de uso de un puente completo (FB) y un semi puente (HB), respectivamente. Por el lado de la etapa rectificadora, en [29] y [30] se considera la implementación de un rectificador puente completo (HB) y uno de onda completa (CT).

Teniendo en cuenta estas alternativas, existen un total de 4 combinaciones para diseñar un convertidor resonante (Figura 4.1), estas son:

- Convertidor resonante LLC de inversor puente completo y rectificador puente completo (FB-FB)
- Convertidor resonante LLC de inversor puente completo y rectificador de onda completa (FB-CT)
- Convertidor resonante LLC de inversor medio puente y rectificador puente completo (HB-FB)
- Convertidor resonante LLC de inversor medio puente y rectificador de onda completa (HB-CT)

Para encontrar la mejor opción dado los requerimientos de la aplicación, se debe discutir las ventajas y desventajas de cada topología. Este tema ya se discutió en la sección 2 de este trabajo, por lo que a modo de resumen se comenta:

- En el caso del inversor, la topología de medio puente destaca por utilizar un menor número de semiconductores, pero por contraparte, la corriente rms es el doble que en la opción de puente completo. Esta mayor corriente ocasiona que las pérdidas por conducción en los semiconductores, y las pérdidas del cobre en el primario del transformador sean el doble en comparación con la topología puente completo.

Es por esto que en aplicaciones con altas corrientes en el lado primario, es sugerido utilizar un inversor de puente completo.

- En el caso del rectificador, una topología de onda completa utiliza la mitad de semiconductores, y la mitad de pérdidas en los diodos en comparación con el rectificador puente completo. En contraparte, la opción de onda completa necesita un segundo devanado en el

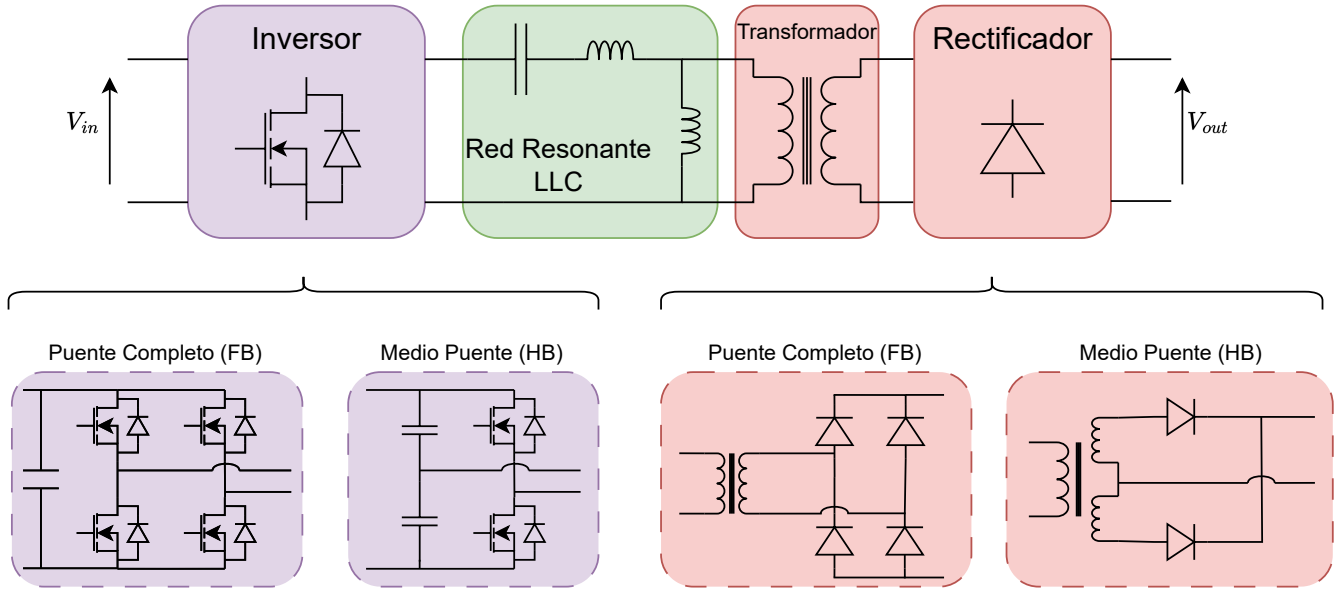


Figura 4.1: Topologías posibles para convertidor resonante LLC.

secundario, por lo que las pérdidas de cobre en este serían del doble. Además, los diodos deben ser capaces de bloquear el doble de voltaje, en comparación con los diodos en puente completo.

En aplicaciones con voltajes de salida muy altos, es ventajoso un rectificador de puente completo, dado que los diodos necesitan bloquear un menor voltaje comparado al rectificador de onda completa.

Considerando las especificaciones que se mencionan en la Tabla 4.1, dada la aplicación de carga rápida para la que se utilizará este convertidor. La mejor opción es una topología FB-FB, puesto que las altas corrientes que se esperan en el primario por el alto nivel de potencia que se trabajará, además de los altos voltajes que se necesitan en la salida.

4.2.1 Diseño convertidor resonante LLC FB-FB

La topología del convertidor LLC FB-FB se muestra en la figura 4.2, a continuación se diseña el convertidor siguiendo el algoritmo presentado en la sección 2 y mostrado en la figura 2.11. Importante recordar que el convertidor se diseña para su punto de operación DCX, cuando $f_r = f_{sw}$.

Se comienza por identificar los parámetros asociados, estos son:

- Potencia de salida $P_o = 20$ kW
- Voltaje de entrada $V_{in} = 750$ V
- Voltaje de salida $V_{out} = 400$ V

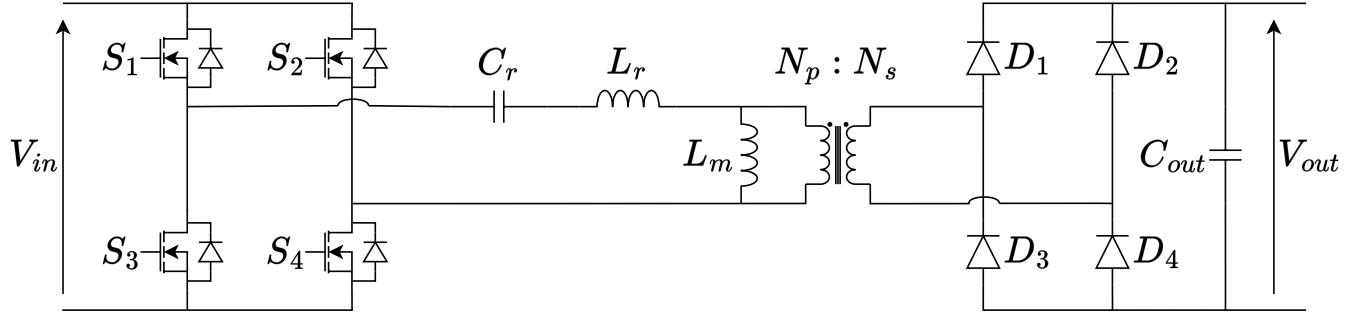


Figura 4.2: Topología de un convertidor resonante LLC FB-FB.

- Frecuencia de resonancia $f_r = 200$ kHz
- Ganancia topología del inversor $G_B = 1$

Puesto que el inversor escogido es de puente completo, el parámetro G_B es igual a 1 y no afecta la ganancia del convertidor. De esta forma el voltaje de salida se relaciona con el de entrada a través de la ecuación 4.1

$$V_{out} = \frac{1}{N} \cdot V_{in} \quad (4.1)$$

En donde N corresponde a la relación de vueltas del primario y el secundario $N = N_p : N_s$. Reemplazando los valores de voltaje, se obtiene una relación de $N = 1.875 : 1$ o escrito de otra manera $N = 15 : 8$. Luego, se calcula la resistencia equivalente como:

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \left(\frac{15}{8}\right)^2 \cdot \frac{400^2}{20000} = 22.7973 \Omega \quad (4.2)$$

Con el valor de la resistencia calculado, asumiendo un factor de calidad $Q = 1$ y seleccionando un ratio de inductancia $m = 6$, el valor de los componentes es calculado como:

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_{sw} \cdot R_{ac} \cdot Q} = 35 \text{ nF} \quad (4.3)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_{sw})^2 \cdot C_r} = 18 \mu\text{F} \quad (4.4)$$

$$L_m = L_r(m - 1) = 90 \mu\text{F} \quad (4.5)$$

Tabla 4.2: Parámetros para convertidor resonante LLC FB-FB

Descripción	Parámetro	Valor
Ratio de vueltas transformador	N	15:8
Condensador resonante	C_r	35 nF
Inductancia resonante	L_r	18 μ H
Inductancia magnetizante	L_m	90 μ H
Condensador filtro de salida	C_o	2000 μ F
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	200 kHz

La Tabla 4.2 resume los componentes utilizados para este convertidor.

4.2.2 Estrategia de control

El esquema de control propuesto para este convertidor se muestra en la Figura 4.3, y consiste en dos lazos de control paralelos para corriente y voltaje [31]. El interruptor que selecciona a cuál de estos controladores le corresponde operar es comandado por el sistema de monitoreo de la batería (BMS), cuya principal función es el de informar el estado de la batería, ya sea monitoreando el estado de carga (SoC) o controlando la temperatura de esta. Además, es la unidad que se encarga de entregar las referencias de voltajes y corrientes para el control del convertidor.

La modulación del convertidor es a través de frecuencia [32], por lo que es necesario la implementación de un oscilador controlador por voltaje (VCO), el cual genera una señal cuadrada con el ciclo de trabajo del 50%, cuya frecuencia está relacionada con el voltaje que se requiere del convertidor.

Respecto a la técnica empleada para la carga de la batería, la más utilizada corresponde al control mediante corriente constante - voltaje constante (CCCV) ([33],[34]). Esta consiste en suministrar una corriente constante a la batería hasta alcanzar un voltaje determinado, para luego mantener constante este voltaje mientras la corriente disminuye hasta completar la carga de la batería.

Dado que la operación del circuito depende del estado de carga, ya sea en modo de corriente constante o voltaje constante, se experimenta una dinámica transitoria durante la conmutación entre estos modos de control. Por lo tanto, es crucial garantizar que, durante el período de conmutación, las referencias proporcionadas tanto por el controlador de voltaje como por la referencia en lazo abierto de corriente constante sean idénticas, con el fin de lograr una transición sin problemas. Esto se puede lograr simplemente sintonizando el controlador de voltaje a dicho valor antes de que entre en funcionamiento.

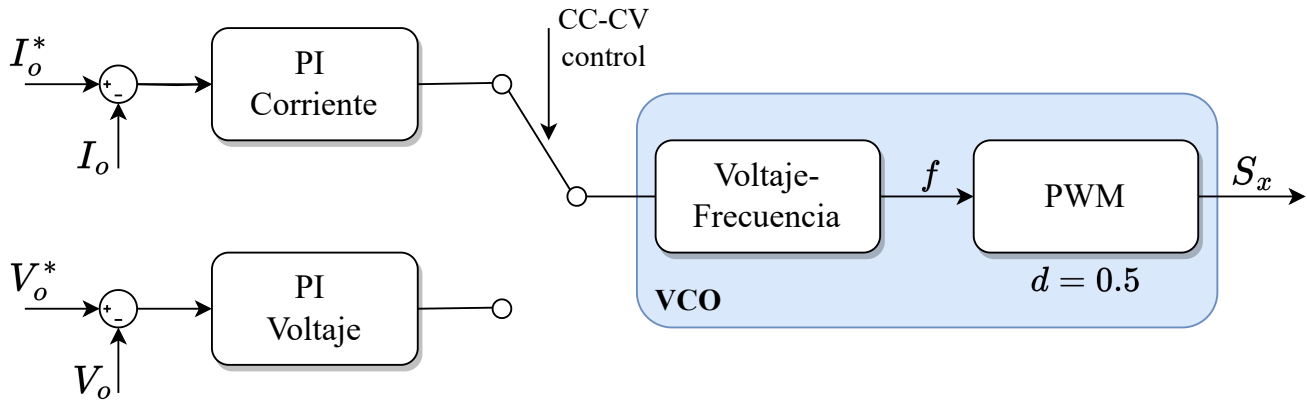


Figura 4.3: Esquema control empleado para convertidor LLC.

4.3 Convertidor de dos etapas

Como ya se ha mencionado, el convertidor resonante LLC es utilizado ampliamente en aplicaciones de alta frecuencia y alta eficiencia, ya que todos los semiconductores pueden lograr conmutación suave. Sin embargo, la eficiencia de conversión disminuye debido al aumento de la potencia reactiva que hay que procesar. Además, el control de frecuencia variable dificulta la optimización de componentes magnéticos y es relativamente difícil de implementar. Sin embargo, cuando funciona a la frecuencia de resonancia, el convertidor LLC tiene la ventaja de rendir a una mayor eficiencia, sin la necesidad de un control por frecuencia [35].

Es en este contexto que las arquitecturas de dos etapas se están volviendo una solución popular, que permite fácilmente optimizar cada etapa [36] - [39], obteniendo así una mayor eficiencia que la tradicional arquitectura de una etapa en aplicaciones con un amplio rango de voltajes.

4.3.1 Transformador DC

Como se mencionó anteriormente en la sección 2, un transformador DC no es más que el convertidor resonante LLC operando en lazo abierto con $f_{sw} = f_r$, por lo que la topología es la misma que la mostrada en la figura 4.2. Además, dado que los requerimientos del sistema son prácticamente los mismos, lo único que cambia es la relación de vueltas N para ajustar la nueva relación de voltaje de entrada con voltaje de salida.

De este modo, los componentes utilizados para el transformador DC son los indicados en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Parámetros para transformador DC

Descripción	Parámetro	Valor
Ratio de vueltas transformador	N	1:1
Condensador resonante	C_r	35 nF
Inductancia resonante	L_r	18 μ H
Inductancia magnetizante	L_m	90 μ H
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	200 kHz

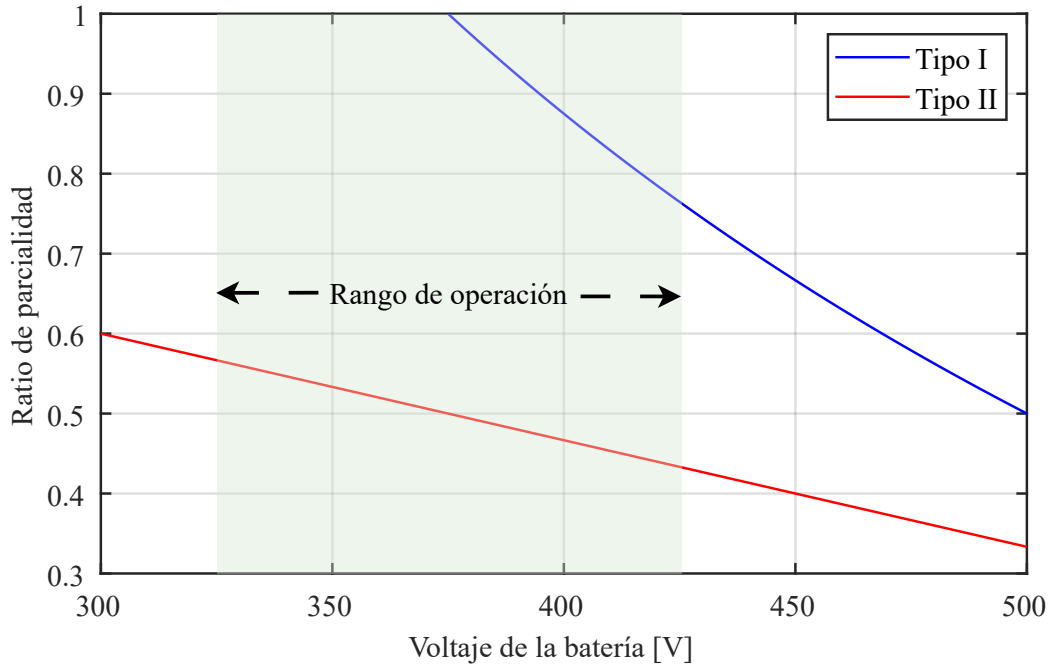


Figura 4.4: Ratio de conversión de PPC tipo I y II, considerando $V_{in} = 750V$.

4.3.2 Convertidor de potencia parcial

Dada las especificaciones del convertidor, como el voltaje de salida es menor al voltaje de entrada, el convertidor parcial debe ser del tipo step down (SD). Sobre el tipo de conexión, si tipo I (IPOS) o tipo II (ISOP), en [40] se comenta sobre como varía el ratio de parcialidad entre estas dos conexiones, y por consiguiente, afectando en la eficiencia del sistema.

De este modo, la Figura 4.4 muestra los ratios de parcialidad en función del voltaje de salida del sistema (la batería en este caso). Como se puede observar, dentro de todo el rango típico de una batería de 400 V, la conexión de tipo II siempre ofrece un menor ratio de parcialidad, lo que quiere decir que más potencia es suministrada directamente a la carga, lo que lo hace más eficiente. Además, el PPC tipo I está limitado hasta la mitad del voltaje de entrada.

La topología empleada para este convertidor es mostrada en la Figura 4.5, se propone un convertidor de puente completo, dada su eficiencia, capacidad de manejo de potencia y versatilidad

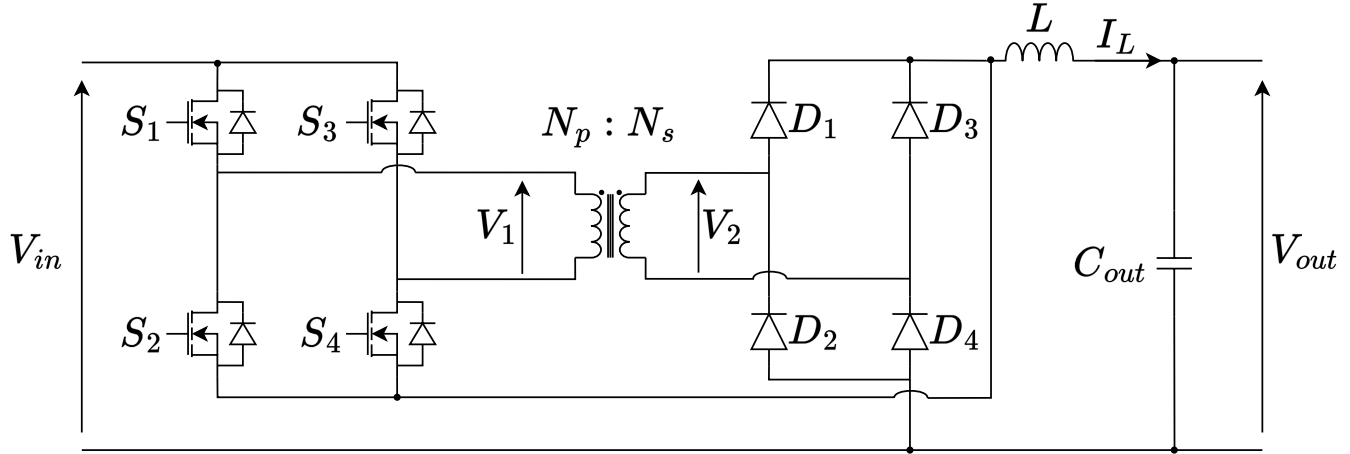


Figura 4.5: PPC step-down Tipo II FB-FB.

[40]. La presencia del transformador permite acomodar diferentes tipos de conexiones entre entrada y salida, sin posibilidad de cortocircuitos entre sus voltajes [41]. El inconveniente de esta configuración es la falta de aislamiento galvánico, por lo que es necesaria la primera etapa DCX. Además, el PPC propuesto puede implementarse utilizando celdas de potencia intercaladas que permiten mejorar la calidad de la potencia, reducir el tamaño de los inductores y permitir la escalabilidad para conseguir cargadores de mayor potencia nominal. El resultado es una mayor eficiencia global del sistema y una mayor densidad de potencia.

4.3.3 Principio de operación

El convertidor es modulado a través de la técnica PS-PWM (*phase – shifted*), en donde los pulsos de los semiconductores se encuentran desfasados por un factor de $0 < \varphi < 1$ como se muestra en la Figura 4.6. Además, utilizando T_{sw} como el período de conmutación, es posible definir la duración de estos intervalos:

$$t_I = t_{III} = \varphi \frac{T_{sw}}{2} \quad (4.6)$$

$$t_{II} = t_{IV} = (1 - \varphi) \frac{T_{sw}}{2} \quad (4.7)$$

Esto da un total de 4 estados posibles para el convertidor, los cuales se describen a continuación:

- **Intervalo I** [Figura 4.7.a]: Los interruptores S_1 y S_4 se encuentran encendidos, mientras que los diodos D_1 y D_4 conducen. De este modo, el voltaje en el primario V_1 está dado por:

$$V_1 = V_{in} - V_L - V_{out} \quad (4.8)$$

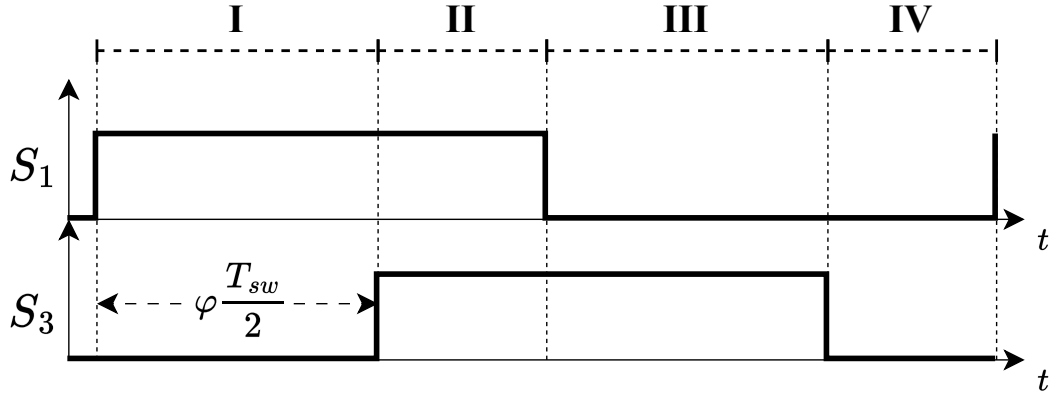


Figura 4.6: Señales de interruptores en PS-PWM.

Además, del lado secundario se tiene que V_2 está dado por:

$$V_2 = V_L + V_o \quad (4.9)$$

- **Intervalo II** [Figura 4.7.b]: Los interruptores S_1 y S_3 se encuentran encendidos, mientras que los diodos D_1 y D_4 conducen. De este modo, el voltaje en el primario V_1 y voltaje en el secundario V_2 son 0, por lo que el voltaje de salida V_{out} queda como:

$$V_{out} + V_L = 0 \quad (4.10)$$

- **Intervalo III** [Figura 4.7.c]: Los interruptores S_2 y S_3 se encuentran encendidos, mientras que los diodos D_2 y D_3 conducen. Este caso es análogo al intervalo I, pero con la diferencia en el sentido de la corriente, por lo que la ecuación de voltaje queda como:

$$V_1 = -V_{in} + V_L + V_{out} \quad (4.11)$$

Del mismo modo, V_2 está dado por:

$$V_2 = -V_L - V_o \quad (4.12)$$

- **Intervalo IV** [Figura 4.7.d]: Los interruptores S_1 y S_4 se encuentran encendidos, mientras que los diodos D_2 y D_3 conducen. Este caso es equivalente al intervalo II, con:

$$V_{out} + V_L = 0 \quad (4.13)$$

Para los intervalos I y III, es posible igualar ambas ecuaciones al considerar el ratio de vueltas

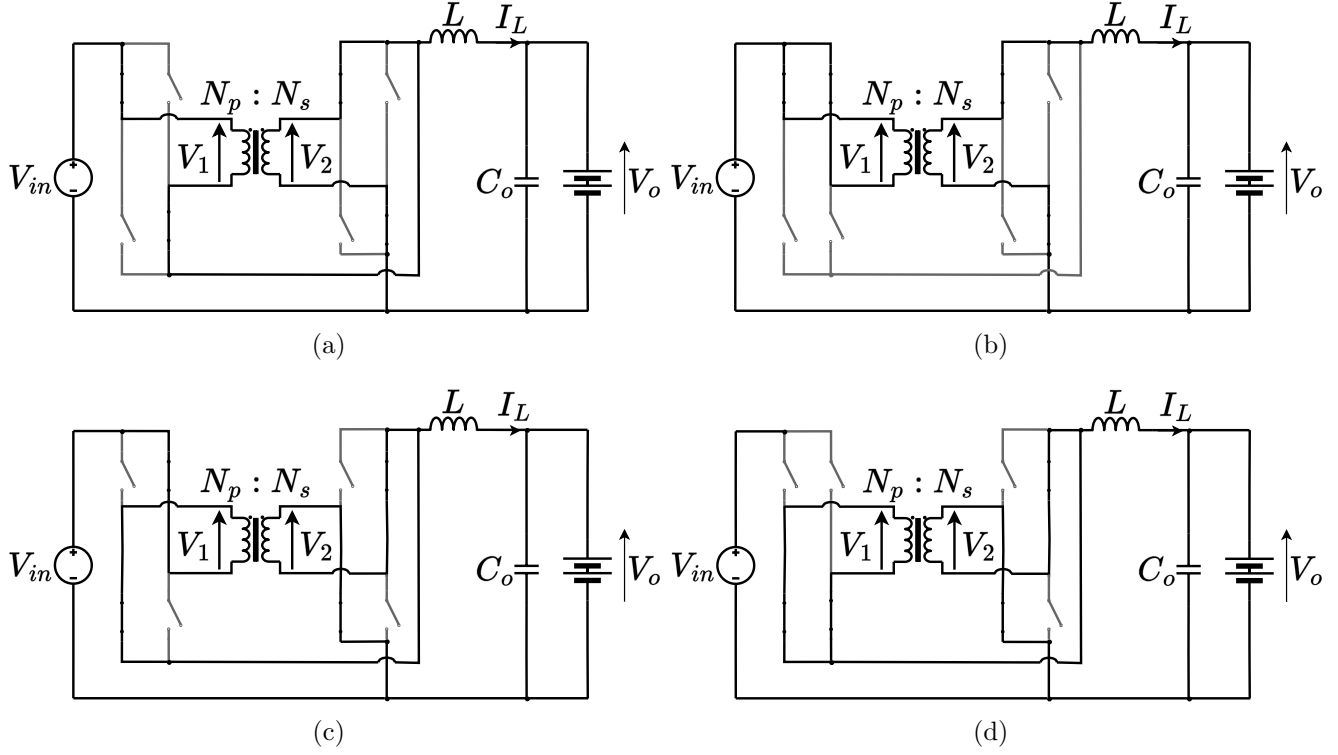


Figura 4.7: Circuitos equivalentes para cada intervalo. (a) Intervalo I. (b) Intervalo II. (c) Intervalo III. (d) Intervalo IV.

del transformador, dado que $V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1$, y de esta forma despejar V_{out} en función de los demás voltajes. Es así como las ecuaciones que rigen cada intervalo son:

$$\frac{V_{in}N}{(1+N)} - L \frac{di_L}{dt} = V_{out} \quad t_I \wedge t_{III} \quad (4.14)$$

$$-L \frac{di_L}{dt} = V_{out} \quad t_{II} \wedge t_{IV} \quad (4.15)$$

Donde $N = \frac{N_s}{N_p}$. Asumiendo un modo de conducción continuo y estado estacionario, se obtiene que:

$$\frac{V_{in}N}{(1+N)} - V_{out} = L \frac{\Delta i_L}{t_I} \quad (4.16)$$

$$V_{out} = -L \frac{-\Delta i_L}{t_{II}} \quad (4.17)$$

De la ecuación 4.17 es posible despejar la variación de corriente en el inductor en estado estacionario como:

Descripción	Parámetro	Valor
Ratio de vueltas transformador	N	1:4
Inductancia filtro de salida	L	2 mH
Condensador filtro de salida	C_o	1000 μ F
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	20 kHz

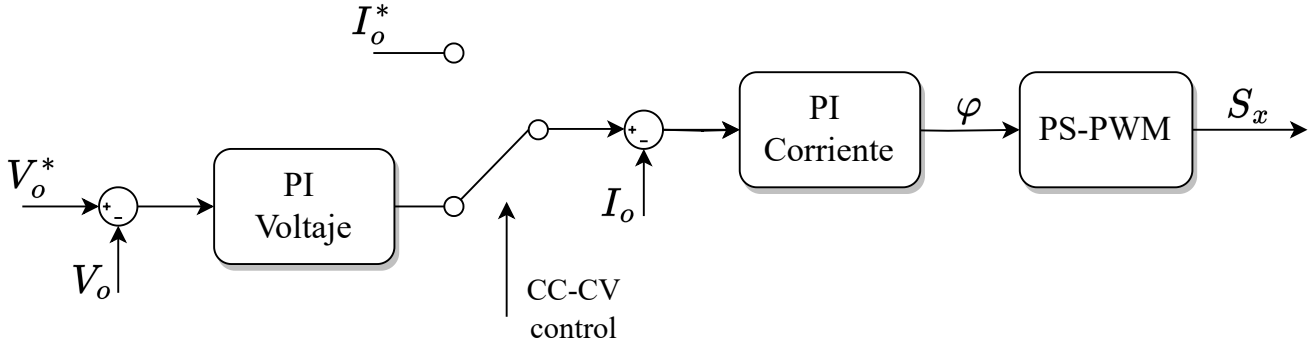


Figura 4.8: Esquema de control empleado para PPC.

$$\Delta i_L = \frac{V_o(1 - \varphi)T_{sw}}{2L} \quad (4.18)$$

Finalmente, reemplazando 4.18 en 4.16, se obtiene como depende el voltaje de salida V_{out} , del voltaje de entrada V_{in} , ratio de vuelta del transformador N y factor de desplazamiento φ .

$$V_{out} = \frac{V_{in}N}{(1 + N)} \cdot \varphi \quad (4.19)$$

La Tabla 4.4 muestra los componentes utilizados para este convertidor.

4.3.4 Estrategia de control

El esquema de control utilizado para este convertidor se muestra en la Figura 4.8. A diferencia que con el convertidor resonante LLC, en este caso se utiliza un controlador convencional en cascada [40]. Con un lazo interno para controlar corriente, y un lazo externo para controlar el voltaje. Ambas dinámicas deben ser bien acopladas, por lo que usualmente se define un ancho de banda de al menos una década menor para el lazo externo, con respecto al interno.

Respecto a la técnica de carga, esta es idéntica que para el primer convertidor, se implementa un control de CCCV.

Es importante recordar que el DCX no necesita control, ya que estará operando en lazo abierto.

Capítulo 5

Simulaciones

5.1 Análisis de pérdidas

Un punto clave a tener en cuenta a la hora de simular los convertidores son las pérdidas asociadas a sus elementos; MOSFETs, diodos y transformadores. Estas pérdidas se asocian a tres mecanismos de pérdidas:

- Pérdidas de conmutación.
- Pérdidas de conducción.
- Pérdidas en el núcleo magnético.

Estos mecanismos consideran las pérdidas de conmutación y conducción en los MOSFETs, pérdidas de conducción y magnéticas en el transformador y las pérdidas de conducción en los diodos [42]. La Figura 5.1 muestra un esquema de las pérdidas en las diferentes propuestas.

5.1.1 Pérdidas de conmutación

Las pérdidas de conmutación se ocasionan debido a los pequeños transientes que existen al momento de encender y apagar un MOSFET. La ecuación 5.1 describe como se calcula la energía de encendido, sin tomar en cuenta el proceso de recuperación inversa tanto en el MOSFET como en el diodo. El término E_{onM} corresponde al peor caso de pérdidas por encendido en el MOSFET [43].

$$E_{onM} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} v_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt = V_{dd} \cdot I_{don} \cdot \left(\frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} \right) + Q_{rr} \cdot V_{dd} \quad (5.1)$$

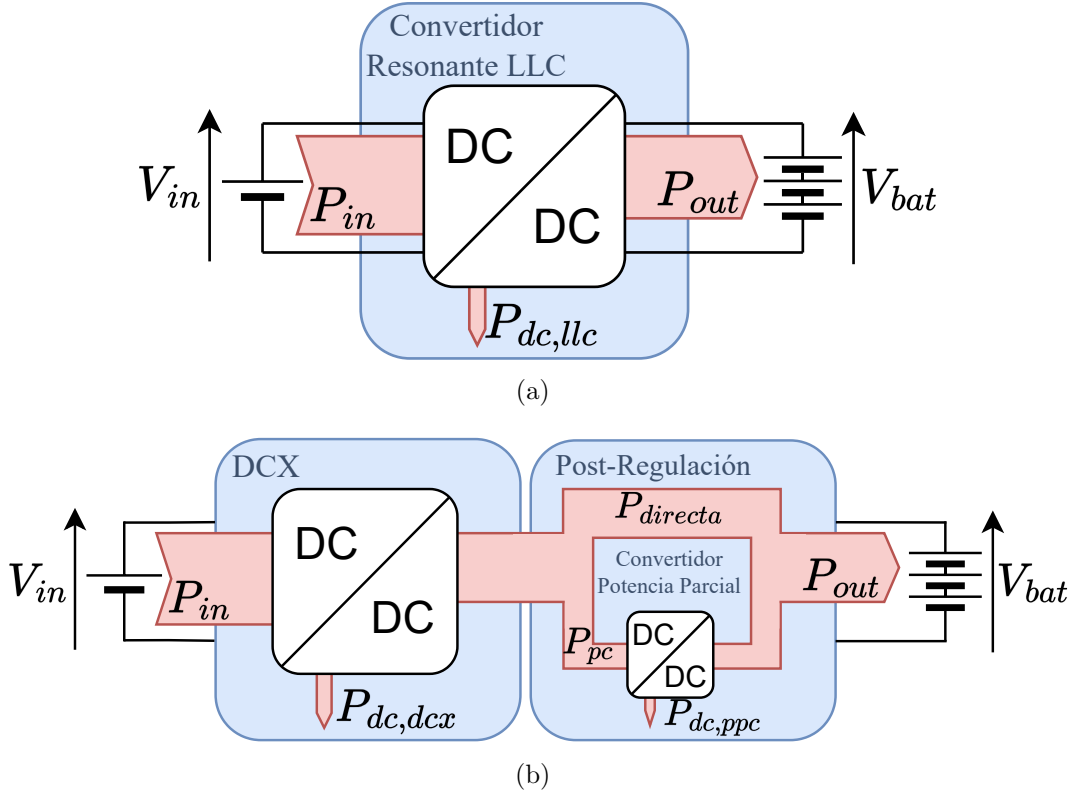


Figura 5.1: Pérdidas. (a) Convertidor resonante LLC. (b) Convertidor de dos etapas.

En donde t_{ri} y t_{fu} corresponden al tiempo de subida de la corriente y al tiempo de caída del voltaje, respectivamente, V_{dd} es el voltaje de la fuente, I_{don} es la corriente de drenaje durante el transiente de encendido, y Q_{rr} corresponde a la carga de recuperación inversa en el diodo.

Por otro lado, la energía relacionada con el apagado del MOSFET, son calculadas por la ecuación 5.2.

$$E_{offM} = \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} v_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt = V_{dd} \cdot I_{d_{off}} \cdot \left(\frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \right) \quad (5.2)$$

En donde t_{ru} y t_{fi} corresponde al tiempo de subida del voltaje y al tiempo de caída de la corriente, $I_{d_{off}}$ es la corriente de drenaje durante el transiente de apagado.

Para la estimación de eficiencia, las pérdidas de conmutación en elementos como los diodos en MOSFET y diodos rectificadores no son consideradas. De este modo, las pérdidas de conmutación pueden ser calculadas a partir de la suma de las energías de encendido y apagado, multiplicadas por la frecuencia de conmutación, como describe la ecuación 5.3.

$$P_{sw} = (E_{onM} - E_{offM}) \cdot f_{sw} \quad (5.3)$$

5.1.2 Pérdidas por conducción

MOSFETs

El valor instantáneo de pérdidas por conducción en un MOSFET puede ser calculado sabiendo la resistencia drenaje-fuente en encendido $R_{ds,on}$ y la corriente de drenaje en ese instante $i_d(t)$ a través del MOSFET, como describe la ecuación 5.4.

$$P_{\text{cond } M}(t) = R_{ds,on} \cdot i_d(t)^2 \quad (5.4)$$

Para obtener el valor promedio de estas pérdidas, es necesario integrar este valor instantáneo sobre el periodo de conmutación. La ecuación 5.5 muestra como las pérdidas terminan dependiendo del valor de la resistencia $R_{ds,on}$ y del valor RMS de la corriente a través del MOSFET $I_{d,rms}$.

$$P_{\text{cond } M} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{T_{sw}} R_{ds,on} \cdot i_d(t)^2 dt = R_{ds,on} \cdot I_{d,rms}^2 \quad (5.5)$$

Diodos

Para calcular las pérdidas por conducción en un diodo, primero es necesario definir su voltaje v_d , el cual está dado por la suma entre su voltaje a corriente cero v_{d_o} y el producto entre la resistencia en encendido $R_{d,on}$ y la corriente que circula por este i_d .

$$v_d = v_{d_o} + R_{d,on} \cdot i_d \quad (5.6)$$

Luego, el valor instantáneo de pérdidas por conducción en el diodo se define por:

$$P_{\text{cond } d}(t) = v_d(t) \cdot i_d(t) = v_{d_o} \cdot i_d(t) + R_{d,on} \cdot i_d(t)^2 \quad (5.7)$$

Finalmente, considerando tanto la corriente promedio en el diodo $I_{d,av}$ y la corriente RMS $I_{d,rms}$, se pueden calcular las pérdidas sobre un periodo de conmutación como se muestra a continuación:

$$P_{\text{cond } d} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} P_{\text{cond } d}(t) dt \quad (5.8)$$

$$= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (v_{d_o} \cdot i_d(t) + R_{d,on} \cdot i_d(t)^2) dt \quad (5.9)$$

$$P_{\text{cond } d} = v_{d_o} \cdot I_{d,av} + R_{d,on} \cdot I_{d,rms}^2 \quad (5.10)$$

Transformador

Las pérdidas por conducción en el transformador consisten en la suma de la potencia disipada por la resistencia del cobre tanto en el primario como secundario. Estas pérdidas se pueden calcular de la siguiente forma:

$$P_{\text{cond } C_u} = R_{C_u} \cdot i_w^2(t) \quad (5.11)$$

En donde R_{C_u} corresponde a la resistencia del cobre y i_w a la corriente que circula por el devanado.

Por otro lado, la resistencia del cobre R_{C_u} puede ser estimada según muestra la ecuación ??.

En donde:

- ρ_{C_u} es la resistencia específica del cobre [$\Omega \text{ m}$]
- A_{C_u} es el área transversal del alambre [m^2]
- N es el ratio de vueltas del transformador
- d_{C_u} es el diámetro del paquete de cables [m]

$$R_{C_u} = \frac{\rho_{C_u}}{A_{C_u}} \cdot N \cdot \pi \cdot d_{C_u} \quad (5.12)$$

De la ecuación se desprende que gran parte de la resistencia va a depender del número de vueltas que tenga el transformador, y por ende, va a afectar en gran medida a las pérdidas ocasionadas.

5.1.3 Pérdidas del núcleo magnético

El último tipo de pérdidas presente en los convertidores son las pérdidas por núcleo magnético, y aunque estas no serán consideradas para el desarrollo de este trabajo, es importante explicar brevemente en que consisten.

Las pérdidas en el núcleo magnético provienen principalmente de dos fenómenos: corriente de Foucault y bucle de histéresis. Las corrientes de Foucault son corrientes parásitas que se originan cuando un conductor está en un campo magnético variable, estas son perpendiculares al campo magnético y proporcionales a la frecuencia de este.

La histéresis es una de las principales características de los materiales ferromagnéticos; describe la magnetización interna de los componentes magnéticos en función de la fuerza magnetizante externa. La pérdida por histéresis se define como la pérdida de potencia en cada ciclo de magnetización y desmagnetización en un material ferromagnético. Si una muestra magnética es excitada desde cero hasta el valor máximo de campo y más tarde vuelve al valor del campo inicial,

se observará que la potencia devuelta es menor que la suministrada. La pérdida es proporcional al área rodeada por las trazas superior e inferior de la curva de histéresis, esta representa la pérdida por ciclo y es proporcional a $f \cdot B^2$. Sin embargo, si la forma de la curva permanece igual para cada excitación sucesiva, la potencia de pérdida será el producto del área del núcleo y de la frecuencia aplicada [44].

5.2 Modelo de batería ion-litio

Para poder analizar de buena manera el rendimiento de los convertidores propuestos, es importante contar con un modelo de batería ion-litio con el que simular los perfiles de cargas usualmente vistos en vehículos eléctricos.

La tensión de la batería varía a medida que se carga y descarga, mostrando una relación no lineal con el SOC de la batería. Por lo tanto, es importante que el modelo refleje el cambio de tensión a medida que el SOC de la batería también cambia. Los modelos de baterías de iones de litio pueden dividirse en tres categorías principales: electroquímicos, matemáticos y eléctricos. Los modelos electroquímicos consisten en resolver grandes sistemas de ecuaciones diferenciales parciales. Estos modelos son muy precisos y se utilizan principalmente a la hora de diseñar el embalaje de la batería. Sin embargo, la simulación de estos modelos puede llevar bastante tiempo, ya que requiere resolver un complejo conjunto de ecuaciones.

Un tipo de modelado alternativo se basa en fórmulas empíricas o enfoques estocásticos. Estos modelos matemáticos pueden utilizarse para predecir el tiempo de funcionamiento, la eficiencia o la capacidad de las baterías. Sin embargo, no pueden proporcionar las características I-V que son críticas para el diseño y la optimización de los sistemas electrónicos de potencia.

Los modelos eléctricos o basados en circuitos, son capaces de mostrar con precisión las características I-V de las baterías ion-litio manteniendo la eficiencia de la simulación. Estos modelos se basan en resistencias y condensadores conectados a fuentes de tensión controladas [45].

La curva característica que presenta el voltaje en una batería en función del estado de carga de esta se observa en la Figura 5.2, las ecuaciones que rigen este comportamiento en carga y descarga están definidas en 5.13 y 5.14 respectivamente [46].

$$V_{OC, \text{ carga}} = E_0 - K \cdot \left(\frac{Q}{Q - it} \right) \cdot it - K \cdot \left(\frac{Q}{it - 0.1 \cdot Q} \right) \cdot i^* + A \cdot e^{-B \cdot it} \quad (5.13)$$

$$V_{OC, \text{ descarga}} = E_0 - K \cdot \left(\frac{Q}{Q - it} \right) \cdot it - K \cdot \left(\frac{Q}{Q - it} \right) \cdot i^* + A \cdot e^{-B \cdot it} \quad (5.14)$$

En donde:

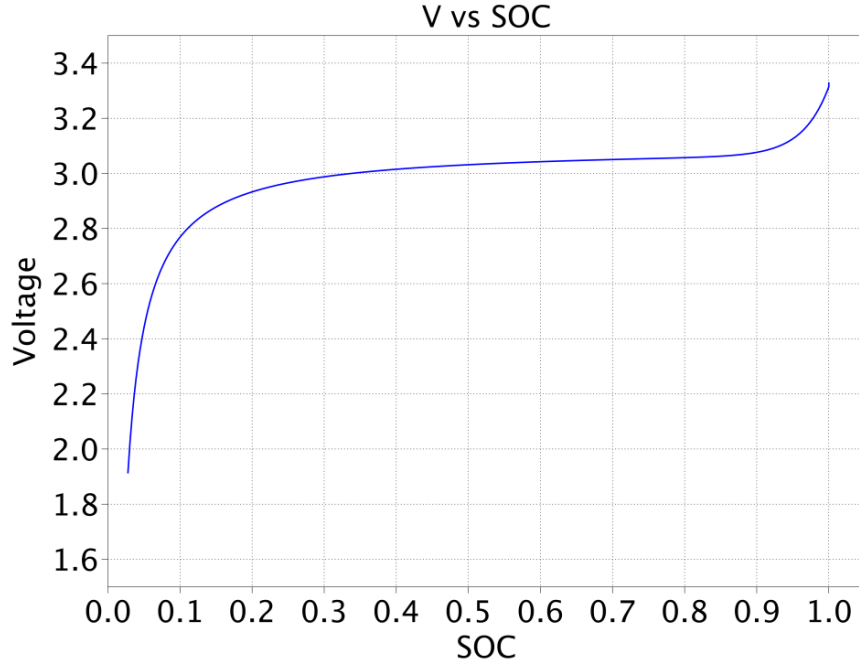


Figura 5.2: Voltaje de la batería en función del SoC [45].

- E_0 , voltaje nominal de la celda [V].
- K , factor de polarización voltaje/resistencia [V]
- Q , capacidad de la celda [Ah]
- it , estado de carga actual en la celda [Ah]
- i^* , corriente filtrada [A]
- A , amplitud de la zona exponencial de voltaje [V]
- B , zona exponencial constante temporal inversa [Ah]⁻¹

Algunos de los valores mencionados anteriormente deben ser calculados a partir de otros parámetros obtenidos del gráfico de voltaje en función de la carga, o a través de mediciones experimentales. Estos parámetros son:

- V_{full} , voltaje de la celda completamente cargada [V].
- V_{exp} , voltaje en el final de la zona exponencial [V].
- Q_{exp} , carga agotada al final de la zona exponencial [Ah].
- V_{norm} , voltaje en el final de la zona nominal [V].

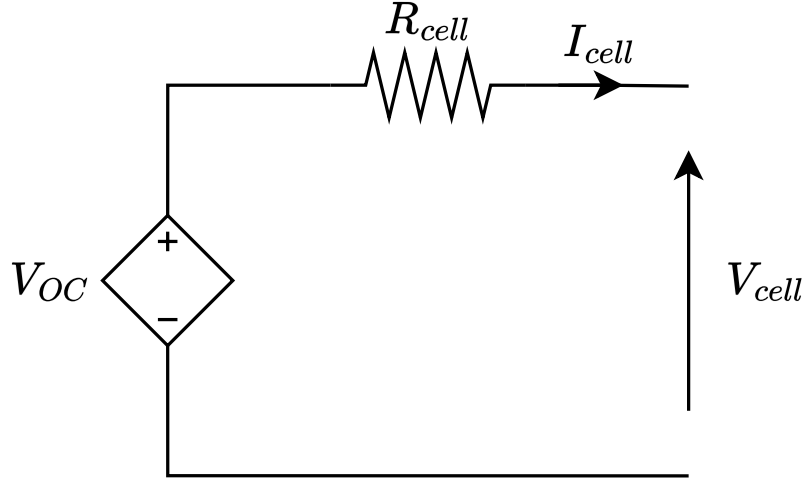


Figura 5.3: Modelo de una celda ion-litio.

- Q_{norm} , carga agotada al final de la zona nominal [Ah].

De esta forma se pueden calcular los parámetros A y B que determinan la amplitud de las zonas exponenciales como:

$$A = V_{full} - V_{exp} \quad (5.15)$$

$$B = \frac{3}{Q_{exp}} \quad (5.16)$$

$$K = \frac{V_{full} - V_{norm} + A \cdot (e^{-B \cdot Q_{norm}} - 1) \cdot (Q - Q_{norm})}{Q_{norm}} \quad (5.17)$$

$$E_0 = V_{full} + K + R \cdot i_{1C-rate} - A \quad (5.18)$$

5.2.1 Modelo pack de baterías

Todo el análisis anterior hace referencia al modelo de una sola celda ion-litio, y cuya implementación se muestra en la Figura 5.3. Este modelo puede utilizarse como bloque de construcción básico para un paquete de baterías más grande. Una forma de implementar un módulo de batería es conectar varias celdas en serie y en paralelo en la configuración deseada. Sin embargo, los packs constan de cientos de celdas y esta configuración puede resultar en una simulación extremadamente lenta sin añadir mucho valor en general. Una alternativa, y la empleada para este trabajo, es utilizar la implementación de la Figura 5.4. En ella se asume que las celdas del pack están conectadas en paralelo. La corriente terminal de la batería se mide y se reduce por el número de ramas paralelas del pack para determinar la corriente a través de cada célula (Ecuación 5.19). El voltaje en los extremos de la celda se escala por el número de celdas en serie del pack para determinar el voltaje

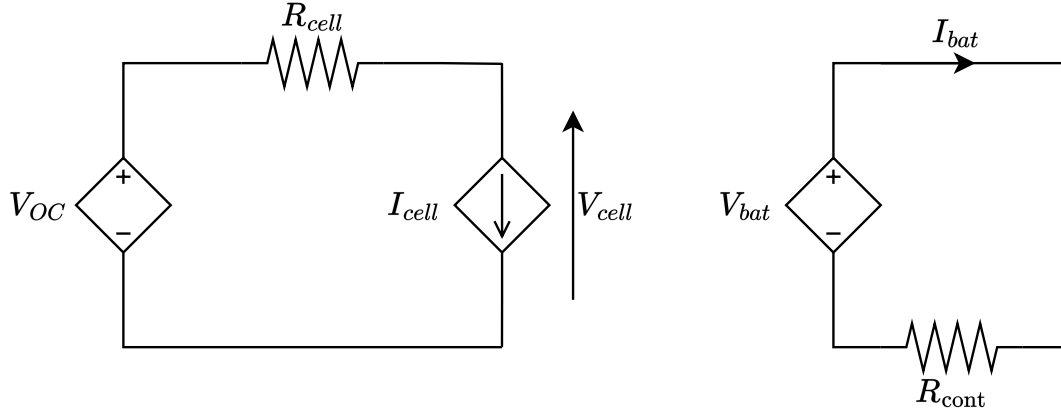


Figura 5.4: Modelo de un pack de celdas ion-litio.

terminal del pack (Ecuación 5.20). La resistencia del contacto metálico se representa mediante una resistencia simple y se supone constante.

$$I_{cell} = \frac{I_{bat}}{N_{paralelo}} \quad (5.19)$$

$$V_{bat} = N_{serie} \cdot V_{cell} \quad (5.20)$$

5.3 Resultados de simulación

A continuación se presentan los resultados obtenidos al simular ambas topologías, con el objetivo de poder realizar una comparación entre estas. Los parámetros de la batería utilizada en esta simulación se muestran en la Tabla 5.1, y es común para ambos circuitos. Estos parámetros están basados en una batería ion-litio *Panasonic* modelo NCR-18650B.

Tabla 5.1: Parámetros de la celda ion-litio NCR18650B

Descripción	Parámetro	Valor
Número de celdas en serie	C_{serie}	97
Número de celdas en paralelo	$C_{paralelo}$	10
Voltaje nominal	V_n	3.6 V
Voltaje con carga completa	V_{full}	4.2 V
Capacidad nominal	Q_n	3.25 Ah
Resistencia interna por celda	R_c	6 mΩ
Zona de voltaje exponencial	A	0.7 V
Zona exponencial constante temporal inversa	B	0.9 Ah ⁻¹
Estado de carga inicial de la batería	SOC_{init}	50%

5.3.1 Propuesta 1: Convertidor resonante

Se busca en primera instancia comprobar el correcto funcionamiento del convertidor, para esto se realiza una simulación en lazo abierto con una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de resonancia $f_{sw} = f_r$, con el fin de comprobar si el convertidor opera a conmutación suave para este punto de operación.

La Figura 5.5 muestra las principales formas de onda para comprobar el funcionamiento de este convertidor, estas son las señales de conmutación a S_1 y S_2 , las corrientes resonante y magnetizante i_r y i_m , y las corrientes por los diodos D_1 y D_2 . Por otra parte, la Figura 5.6 muestra como se comporta la corriente por los MOSFET cuando estos son encendidos. En estas figuras se puede observar que:

- Las señales S_1 y S_2 están retrasadas por el tiempo muerto, el cual está calculado para permitir la conmutación suave.
- La corriente resonante i_r tiene una forma sinusoidal con una frecuencia igual a 200 kHz, alcanzando un *peak* de 43.5 A. La forma sinusoidal de esta corriente es debido a que la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia de la red resonante.
- La corriente magnetizante i_m tiene una forma triangular con un valor máximo de 0.65 A. Esta corriente aumenta cuando S_2 está encendido y disminuye cuando se enciende S_1 .
- Respecto a las corrientes por los MOSFETs, puede verse como al momento en que S_1 se apaga, la corriente a través del MOSFET inferior S_2 empieza a fluir tras el tiempo muerto, lo que permite la conmutación suave (conmutación a tensión cero) durante el ciclo de apagado de S_1 , gracias a la resonancia dada por el ciclo de apagado de S_1 y el tiempo muerto seleccionado t_{dt} . Del mismo modo, cuando se apaga S_2 , el MOSFET superior S_1 empieza a encenderse, justo después de que transcurra el tiempo muerto t_{dt} .
- La corriente fluye por el diodo D_1 cuando el MOSFET S_2 está encendido, del mismo modo que D_2 conduce cuando S_1 está encendido.

Por último, la Figura 5.7 muestra las formas de onda de las señales de salida en operación nominal.

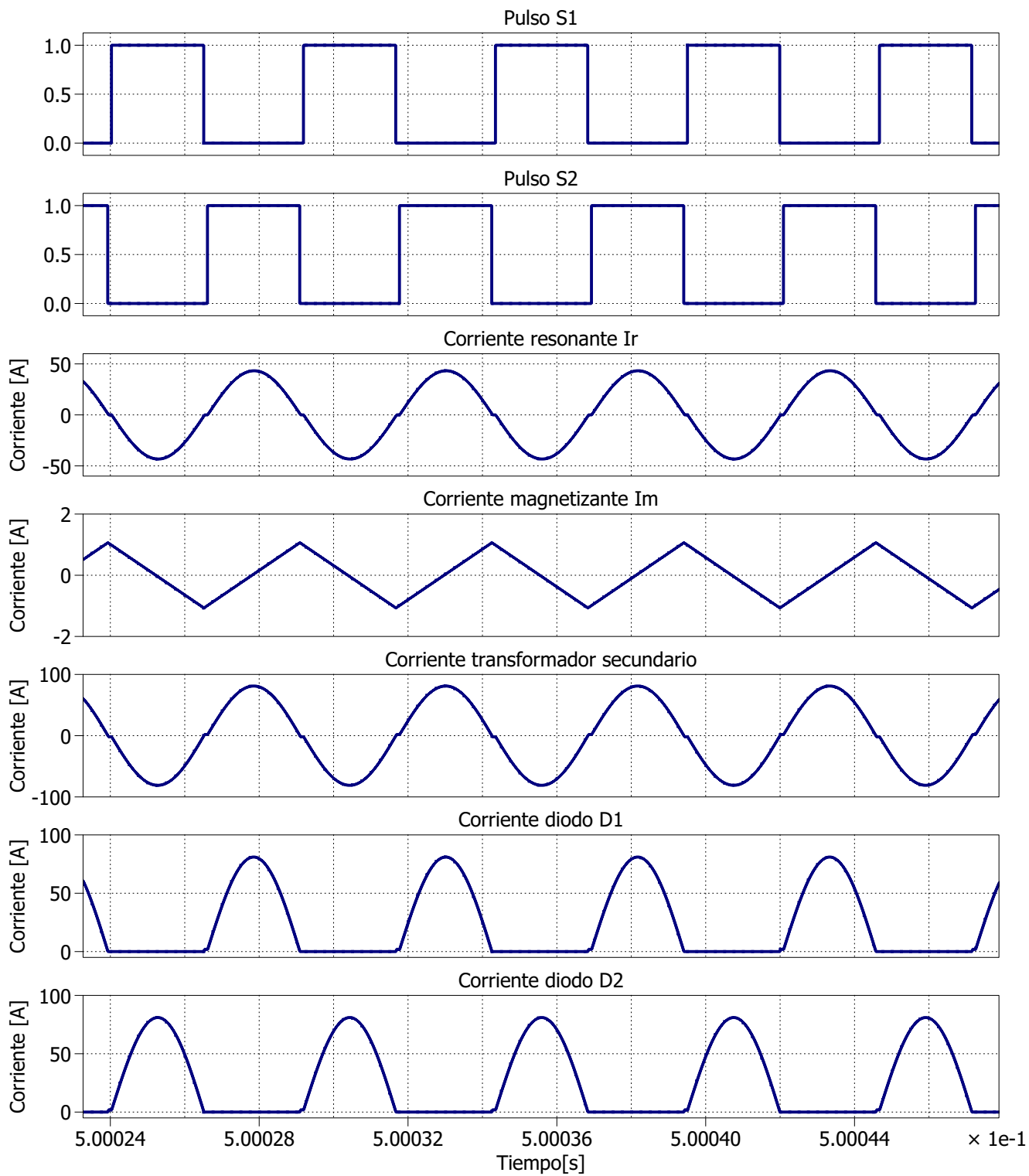


Figura 5.5: Formas de onda convertidor resonante LLC.

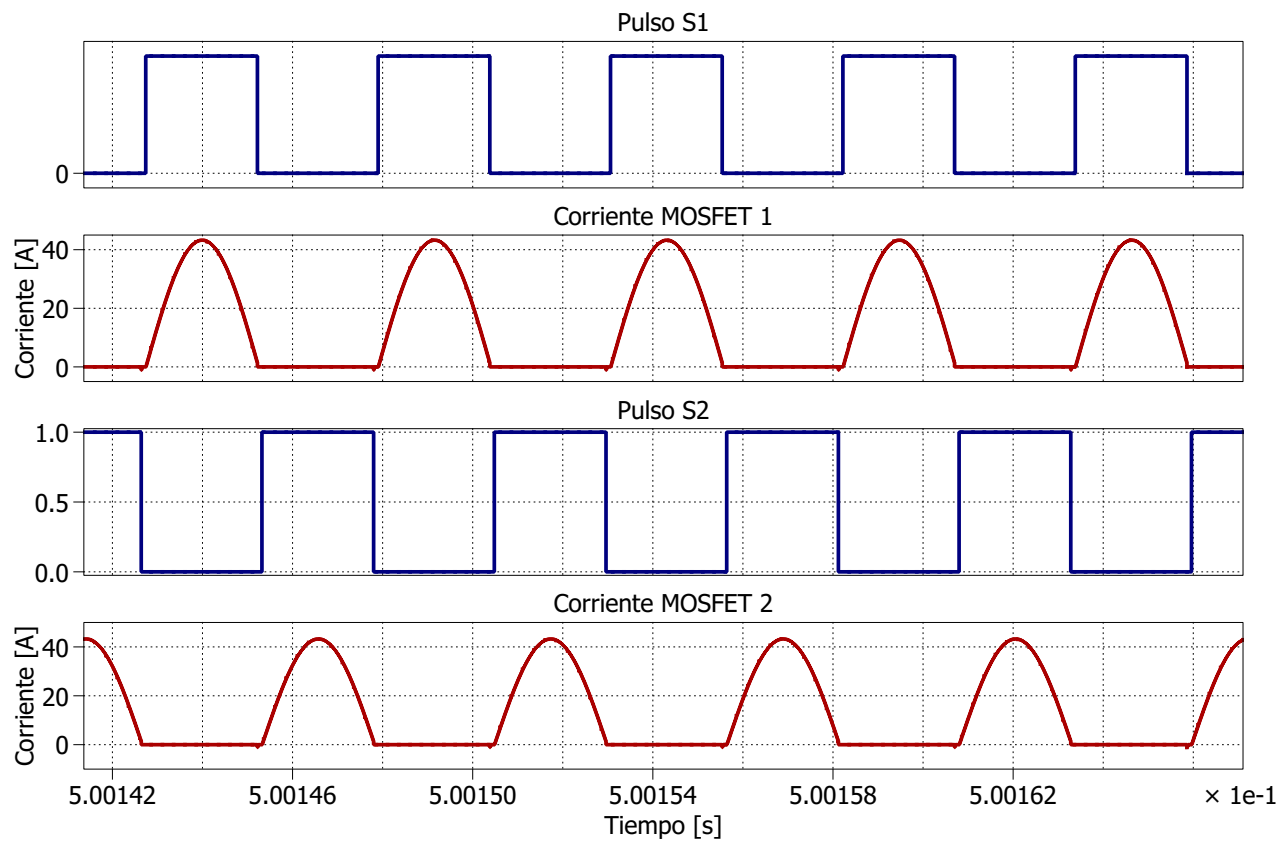


Figura 5.6: Conmutación suave en los MOSFET.

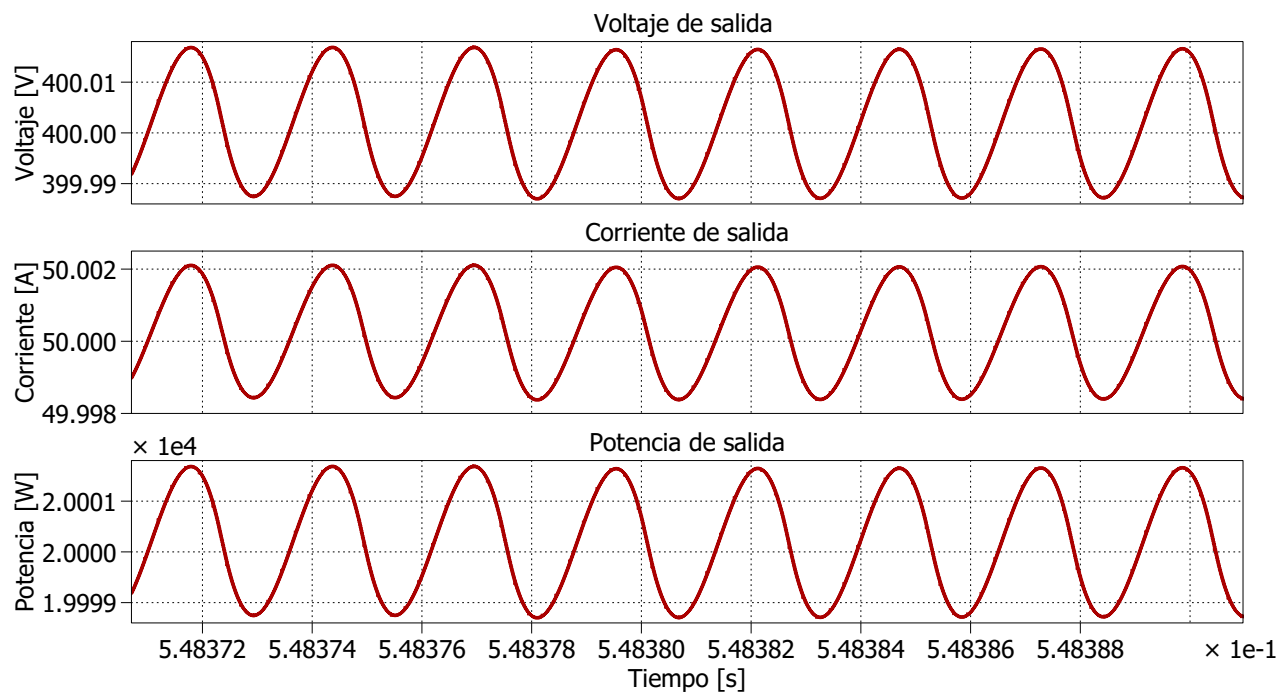


Figura 5.7: Señales de salida convertidor resonante LLC.

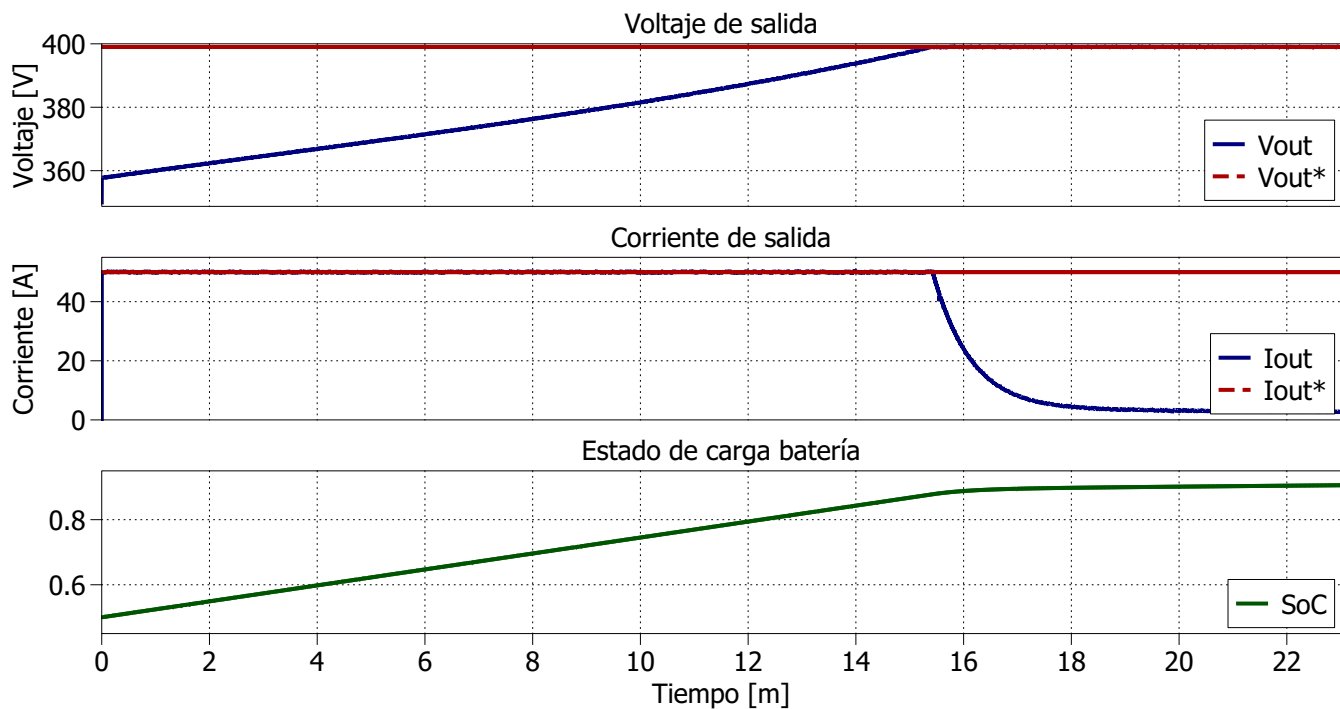


Figura 5.8: Perfil de carga para convertidor resonante LLC.

Perfil de carga

El siguiente paso es simular el perfil de carga de la batería, para esto se considera los parámetros de batería mostrados en la Tabla 5.1. El resultado de esta simulación se muestra en la Figura 5.8.

Para la técnica de carga CC-CV se emplean los valores nominales del cargador, esto es, comenzar con una carga a corriente constante igual a 50 A, para luego cambiar a una carga por voltaje constante con una referencia de 400 V, llegando así a la potencia nominal de 20 kW.

Como se observa en la Figura 5.8, el voltaje del pack de batería va aumentando mientras se mantiene el control por corriente, periodo durante el cual él SoC aumenta en forma lineal. Luego, cuando el voltaje alcanza el valor de referencia, el control cambia a modo voltaje, manteniendo este constante mientras disminuye la corriente. La batería comienza con un SoC inicial del 50%, y alcanza un valor del 90% para el final de la carga, demorando un aproximado de 22 minutos en todo el proceso. Además, se obtiene una buena dinámica tanto en CC como CV, así como también una transición suave entre ambos estados.

Eficiencia

Lo primero para poder estimar la eficiencia del convertidor es definir los componentes a utilizar, con base en los niveles de corriente y voltaje en que trabajaran los semiconductores, observados en las simulaciones anteriores. La Tabla 5.2 muestra los componentes seleccionados para MOSFETs

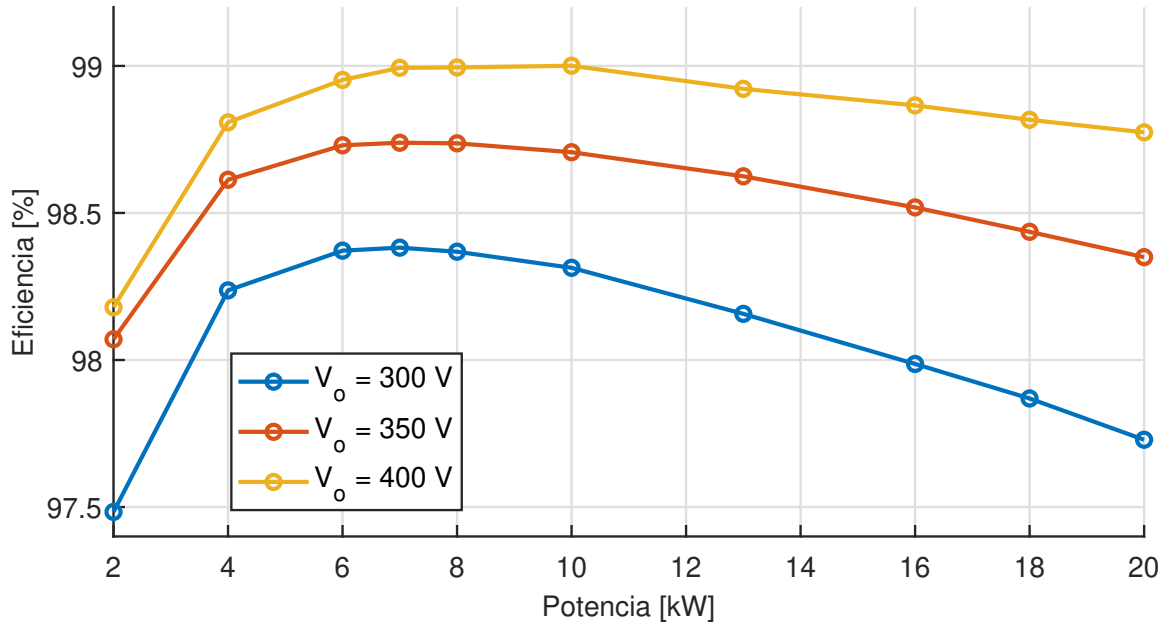


Figura 5.9: Eficiencia v/s Potencia en convertidor resonante LLC con voltaje de salida constante.

y diodos, ambos del fabricante Wolfspeed.

Descripción	Componente
MOSFETs S_1, S_2, S_3, S_4	C3M0030090K
Diodos D_1, D_2, D_3, D_4	C5D50065D

Tabla 5.2: Componentes en convertidor resonante LLC

Una vez cargados los datos de los componentes en PLECS, utilizando la librería Thermal del software, se calcula la eficiencia para diferentes niveles de potencia.

La figura 5.9 muestra como se comporta la eficiencia del convertidor al variar la potencia manteniendo el voltaje de salida constante. Como se puede observar, se obtuvieron datos para diferentes valores de voltajes de salida (400, 350 y 300 V). Con esto se puede ver que la máxima eficiencia del convertidor ocurre para la ganancia que fue diseño (400 V), en donde opera a la frecuencia de resonancia (punto DCX), alcanzando un *peak* de 99% de eficiencia, y esta disminuye a medida que disminuye también la ganancia.

También se puede apreciar que la diferencia entre el valor *peak* y la eficiencia en potencia nominal es cada vez mayor a medida que disminuye el voltaje de salida. En el caso de la curva de 400 V, esta diferencia es de alrededor de un 0.2%, en la curva de 350 V aumenta a un 0.4%, y ya para la curva de 300 V esta diferencia es de un 0.7%.

La figura 5.10 muestra como es la eficiencia al variar la potencia manteniendo la corriente constante. Del gráfico se puede observar como la eficiencia decae mucho para las potencias más

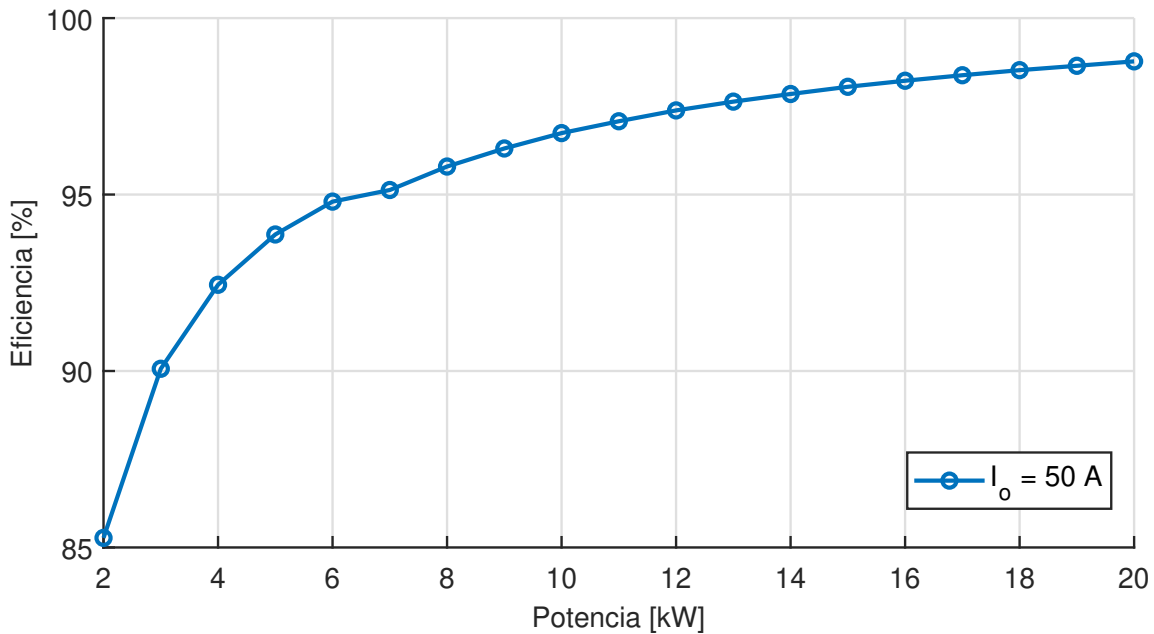


Figura 5.10: Eficiencia v/s Potencia en convertidor resonante LLC con corriente de salida constante.

pequeñas, aumentando luego de manera casi logarítmica hasta la potencia nominal, en donde alcanza su valor más alto.

5.3.2 Propuesta 2: DCX + PPC

Al igual que con la propuesta anterior, primero se busca comprobar el correcto funcionamiento del convertidor, por lo que se realiza una simulación en lazo abierto, para luego verificar las diferentes formas de ondas.

La Figura 5.11 muestra las principales formas de onda para comprobar el funcionamiento de este convertidor, estas son las señales de conmutación a S_1 y S_3 , y los voltajes en el secundario V_2 , inductor V_L y en la salida V_{out} . Por otra parte, la Figura 5.12 muestra como se comporta la corriente por los semiconductores cuando estos son encendidos. En estas figuras se puede observar que:

- Las señales S_1 y S_3 están desfasadas por un factor φ , tal como se describe en la sección 4 con respecto a la modulación por fase desplazada (PS-PWM).
- El voltaje en el secundario V_2 coincide con lo esperado, dado que alcanza un valor máximo de 600 V, el cual corresponde a la suma del voltaje en el inductor (200 V) y el voltaje de salida (400 V).

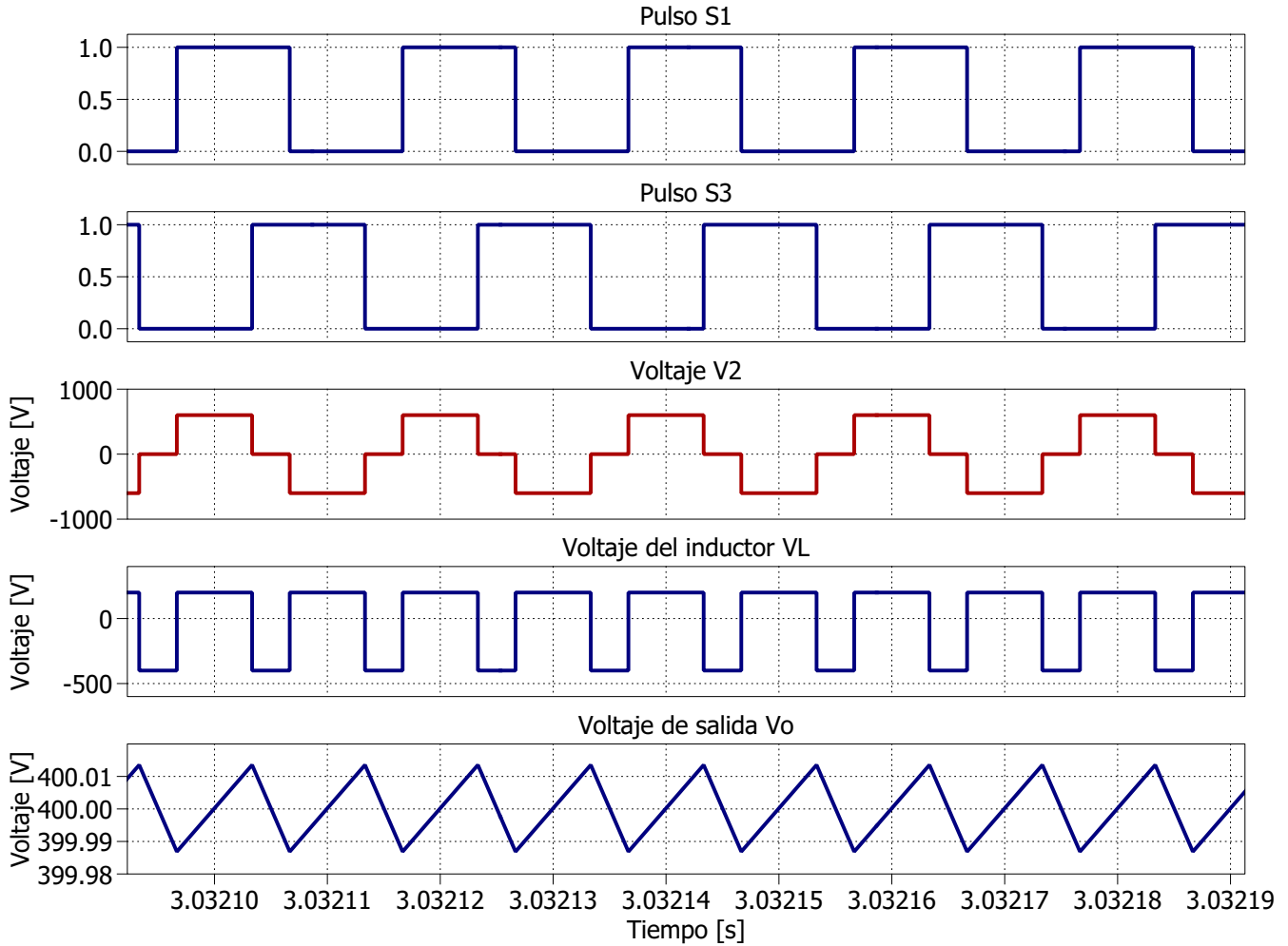


Figura 5.11: Formas de onda PPC.

- El voltaje en el inductor V_L alcanza un valor de 200 V en los intervalos I y III, y un valor de -400 V para los intervalos II y IV. Este último debido a que $V_L = V_{out}$ en los intervalos donde $V_2 = 0$ V.
- Respecto a las corrientes por los MOSFETs, puede verse como estas alcanzan un *peak* de 200 A en el intervalo II, esto es cuando ambos MOSFETs 1 y 3 están encendidos, produciéndose un corto circuito en el primario y este aumento en la corriente.
- La corriente por los diodos alcanza un *peak* de 50 A, y esta fluye por el diodo D_1 cuando el MOSFET S_1 está encendido, y por D_3 cuando S_1 está apagado.

Por último, la Figura 5.13 muestra las formas de onda de las señales de salida en operación nominal.

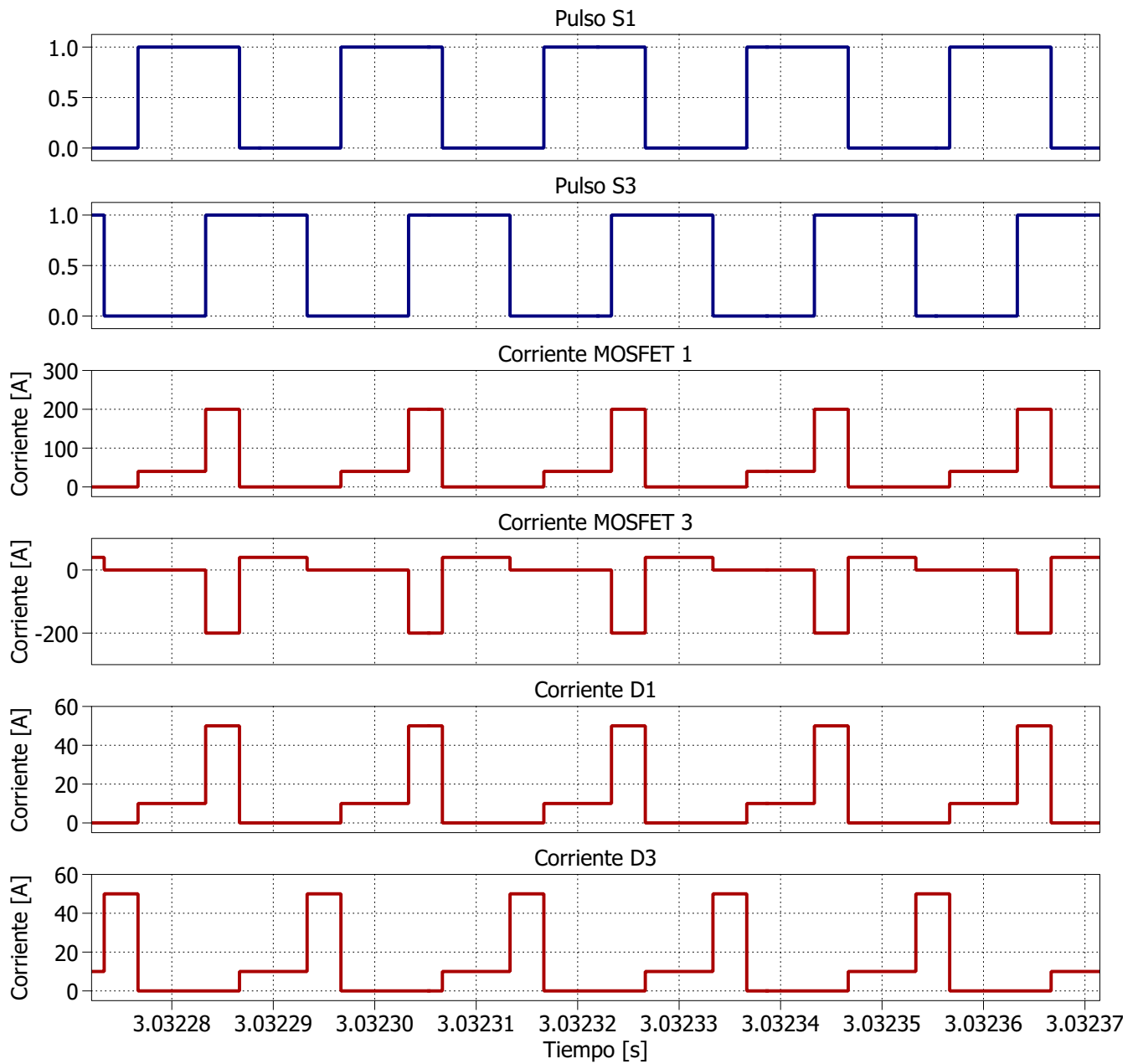


Figura 5.12: Corriente en semiconductores.

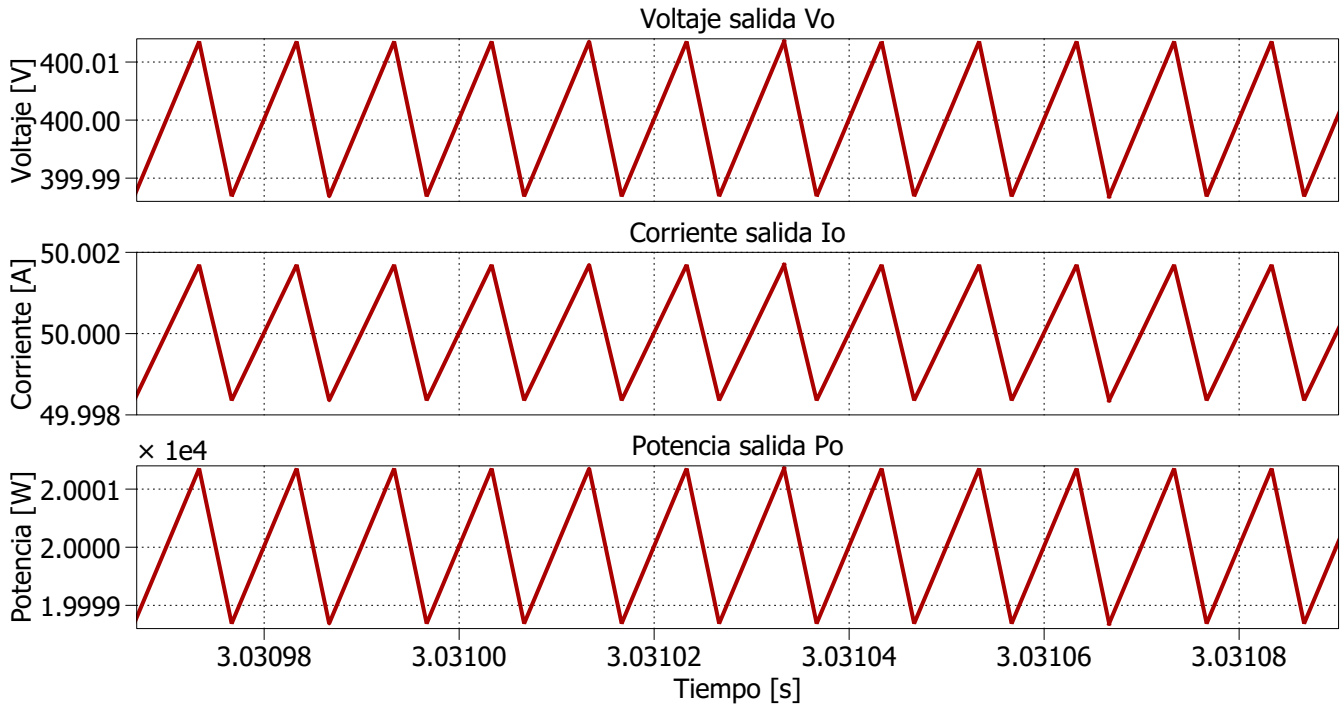


Figura 5.13: Señales de salida PPC.

Perfil de carga

Del mismo modo que para el convertidor resonante LLC, se realiza una simulación del perfil de carga para una batería con los parámetros de la Tabla 5.1. Las referencias dadas para el control CC-CV son las mismas que en el caso anterior, una carga a corriente constante igual a 50 A, y una carga a voltaje constante de 400 V.

Las curvas obtenidas son casi idénticas a las del caso anterior, teniendo un buen control tanto de corriente como voltaje, así como también una transición suave entre estos dos controles. Además, el tiempo de carga es prácticamente el mismo, tardando unos 22 minutos en pasar desde un 50% hasta un 90% del SoC.

Eficiencia

Del mismo modo que para el convertidor anterior, se comienza por definir los componentes a utilizar, con base a los niveles de corriente y voltaje obtenidos de las simulaciones anteriores. La Tabla 5.3 muestra los componentes seleccionados para MOSFETs y diodos en el convertidor PPC, ambos del fabricante Wolfspeed. Para el DCX se utilizarán los componentes de la Tabla 5.2.

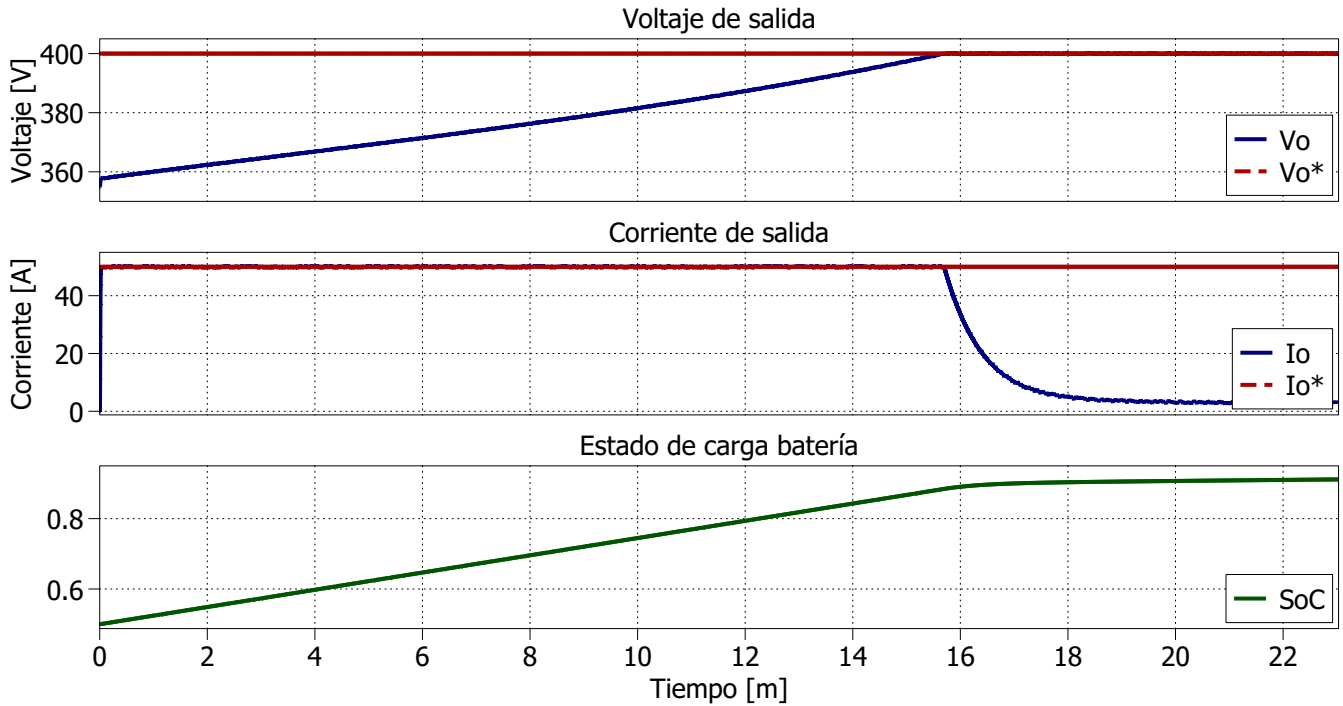


Figura 5.14: Perfil de carga para convertidor DCX + PPC.

Descripción	Componente
MOSFETs S_1, S_2, S_3, S_4	C3M0015065D
Diodos D_1, D_2, D_3, D_4	C5D25170H

Tabla 5.3: Componentes en convertidor resonante LLC

A continuación se comenta sobre las diferentes figuras obtenidas:

- La Figura 5.15 muestra como se comporta la eficiencia en función de la potencia para diferentes voltajes de salida, manteniendo esta constante. Este gráfico es considerando un voltaje de entrada al PPC igual a 750 V. Del gráfico se puede observar que, a diferencia del convertidor resonante, la eficiencia a baja potencia no decae de manera tan pronunciada, en cambio, es a valores más altos de potencia donde la eficiencia decae de manera más abrupta.
- Mientras menor es la ganancia de voltaje, es decir, a voltajes de salida más pequeños, menor es la eficiencia del convertidor. Esto debido a que mientras menor es la ganancia, mayor es el ratio de parcialidad K_{pr} , por lo que el convertidor trabaja una mayor potencia.
- La Figura 5.16 muestra como se comporta la eficiencia en función de la potencia manteniendo la corriente constante. El gráfico obtenido es muy parecido al del convertidor resonante, con la diferencia que la eficiencia varía de manera más brusca. Esto dado que se está variando el voltaje y por ende el ratio de parcialidad.

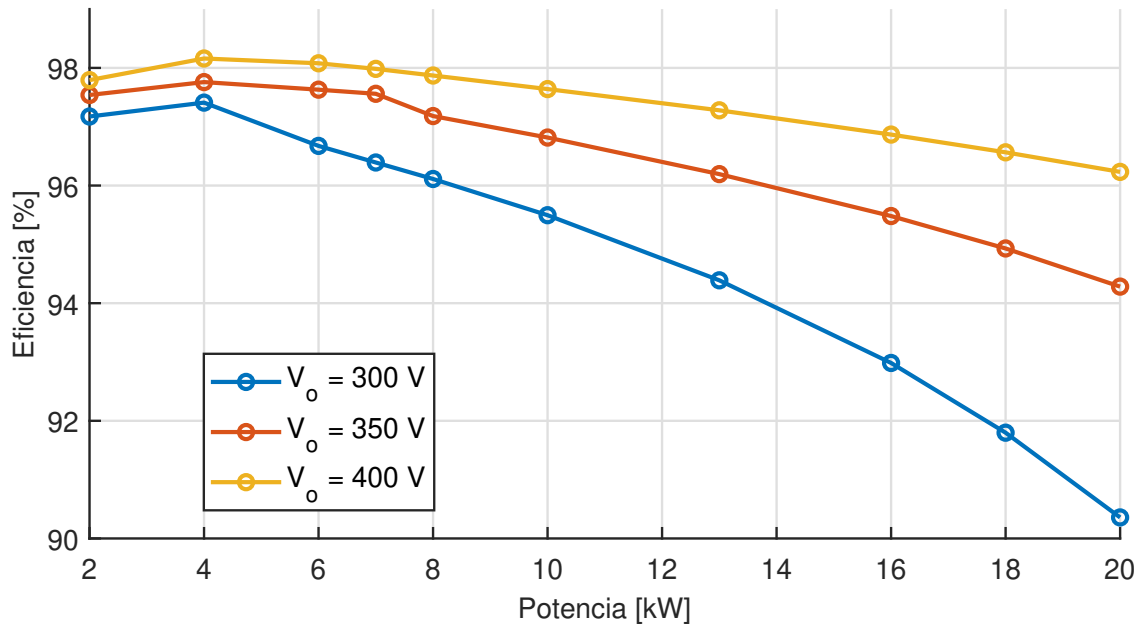


Figura 5.15: Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con voltaje de salida constante.

- La Figura 5.17 muestra como es la eficiencia en función de la potencia para diferentes valores de frecuencia de conmutación f_{sw} en el PPC. Esto es manteniendo un voltaje de salida de 400 V y un voltaje de entrada de 750 V, es decir, un $K_{pr} = 47\%$. En este gráfico se puede observar como la frecuencia de conmutación afecta en la eficiencia del sistema, de modo que mientras menor sea esta, mayor es la eficiencia del convertidor.
- La Figura 5.18 muestra como es la eficiencia en función de la potencia para diferentes ratios de parcialidad en el PPC. Estos ratios se obtuvieron cambiando la relación de vueltas en el DCX, para así cambiar el voltaje de entrada al PPC. El gráfico obtenido muestra claramente como a menor ratio de parcialidad, mayor es la eficiencia del sistema, esto dado que el PPC opera con una menor potencia.

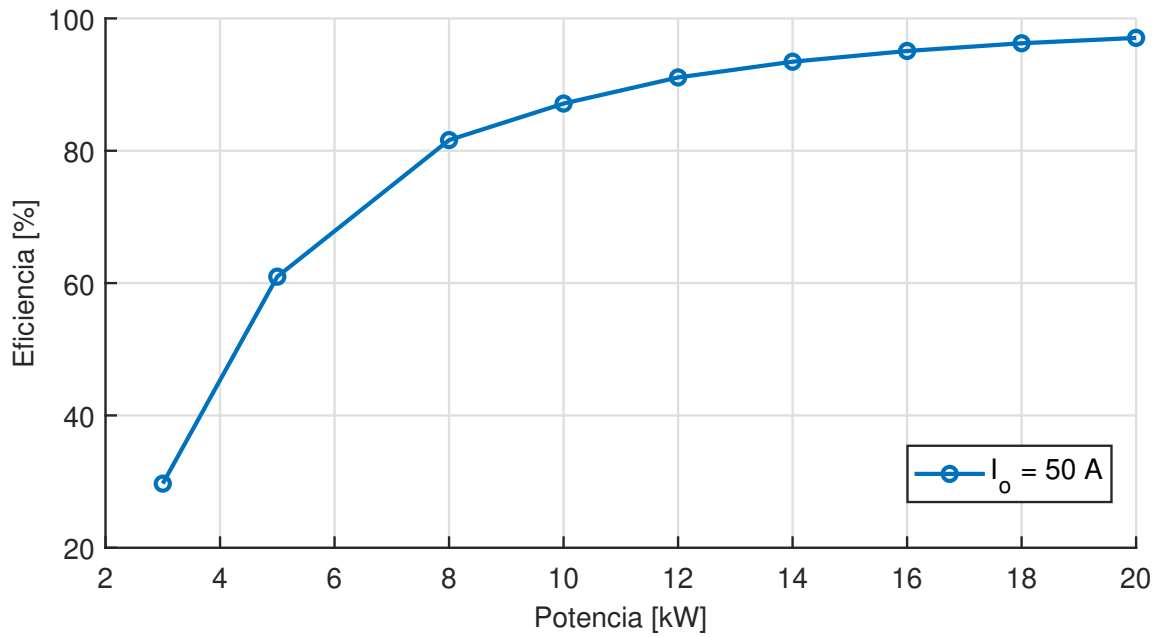


Figura 5.16: Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con corriente de salida constante.

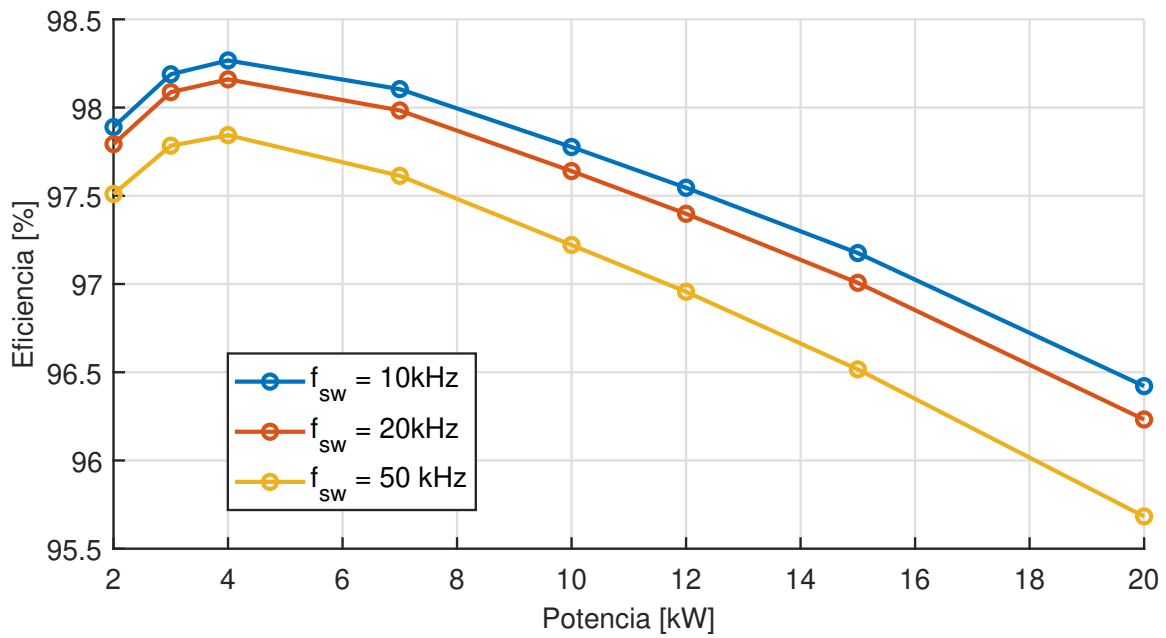


Figura 5.17: Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con voltaje de salida constante, para distintas frecuencias de conmutación.

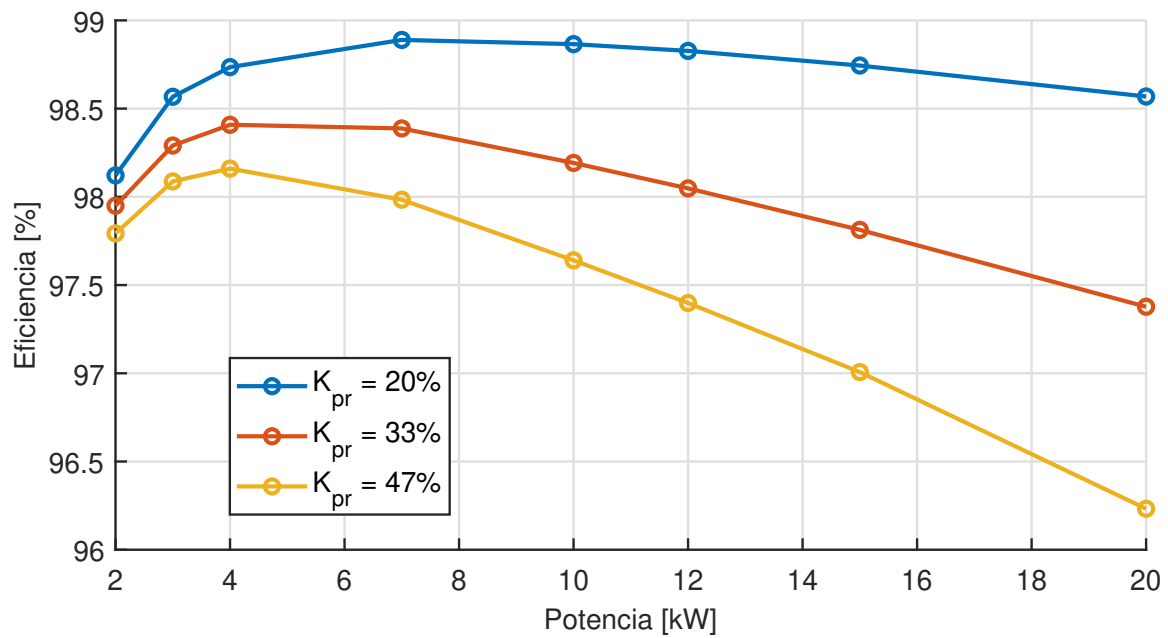


Figura 5.18: Eficiencia v/s Potencia en convertidor DCX + PPC con voltaje de salida constante, para distintos ratios de parcialidad.

Capítulo 6

Conclusiones

En este trabajo se presenta una comparación entre dos convertidores DC-DC para aplicaciones de carga rápida de EVs. La primera propuesta corresponde a un convertidor resonante LLC, mientras que la segunda es un convertidor de dos etapas formado por un DCX y un PPC. Estas fueron diseñadas y evaluadas para operar en el rango de los 400 V.

Respecto a las topologías de estos convertidores, la primera propuesta se encuentra basada en un inversor FB seguido de una red resonante LLC y un transformador de alta frecuencia con un rectificado FB, la segunda propuesta cuenta con el mismo convertidor anterior pero operando en lazo abierto como DCX seguido de un convertidor de potencia parcial reductor tipo II.

En cuanto a la eficiencia de los convertidores, el mejor valor se obtuvo en la primera propuesta, alcanzando un valor máximo del 99%, lo cual era de esperar dado que está trabajando en el punto de operación DCX, y por ende con conmutación suave. La segunda propuesta tampoco se aleja mucho alcanzando un valor máximo cercano al 98.9% al momento de reducir el ratio de parcialidad con el cual estaba operando.

En el caso de la primera propuesta (Figura 5.9), se ve que la diferencia en eficiencia no es mucha al momento de ir disminuyendo el voltaje de salida, a diferencia que en la segunda propuesta (Figura 5.15), en donde es muy grande, por lo menos a potencia nominal. De estas figuras se puede concluir también que el segundo convertidor tiene un mejor desempeño a bajas potencias.

La eficiencia de la segunda propuesta depende también de otros factores, la frecuencia de conmutación tiene un impacto considerable en la eficiencia del sistema (Figura 5.17), y su efecto parece desplazar la curva por el eje Y. Por otro lado, el parámetro que más parece afectar la eficiencia del convertidor es el ratio de parcialidad de este (Figura 5.18), observando que para un $K_{pr} = 20\%$ se obtiene una curva bastante parecida a la mejor curva obtenida para la primera propuesta.

Finalmente, para apreciar mejor estas diferencias, se presentan las Figuras 6.1, 6.2 y 6.3, en donde se comparan las eficiencias de ambos convertidores para el mismo voltaje de carga. En

donde se observa que:

- La Figura 6.1 muestra las eficiencias para un voltaje de salida constante de 425 V (sobre voltaje nominal), se puede ver que la curva de eficiencia es prácticamente idéntica en ambos casos, siendo el convertidor LLC resonante ligeramente más eficiente.
- La Figura 6.2 muestra las eficiencias para el voltaje nominal 400 V. En este caso se puede observar que la eficiencia del convertidor resonante LLC no varía mucho en comparación con el caso anterior, mientras que la disminución en la eficiencia del convertidor DCX + PPC es más notoria. Además, a diferencia del convertidor resonante, la curva para la propuesta de dos etapas cambia ligeramente de forma también.
- La Figura 6.3 muestra las eficiencias para un voltaje de salida constante de 375 V (bajo voltaje nominal), se observa una notoria disminución en la eficiencia del convertidor DCX + PPC, sobre todo para potencias más cercanas a la nominal. En cambio, la reducción en la eficiencia del convertidor resonante no es tan evidente, lo que ocasiona que la desigualdad entre ambos aumente, superando el punto de diferencia en la potencia nominal.

En conclusión, cada propuesta es capaz de llegar un nivel muy alto de eficiencia, pero solo en un punto de operación. A la hora de evaluar la eficiencia en un rango más amplio de funcionamiento es donde se aprecian una mejor diferencia. La primera propuesta presenta una curva marcada cuya eficiencia disminuye a medida que el voltaje se aleja de su punto de operación, aunque esta diferencia no es muy pronunciada, habiendo 2 puntos de diferencia entre el valor máximo y el mínimo. Esta diferencia es mucho mayor en la segunda propuesta, alcanzando una diferencia de 10 puntos. De este modo, y apoyado en los demás gráficos obtenidos, se puede concluir que el ratio de parcialidad tiene un efecto mucho mayor en la eficiencia de la segunda propuesta, que el efecto que tiene la frecuencia de conmutación en la primera propuesta.

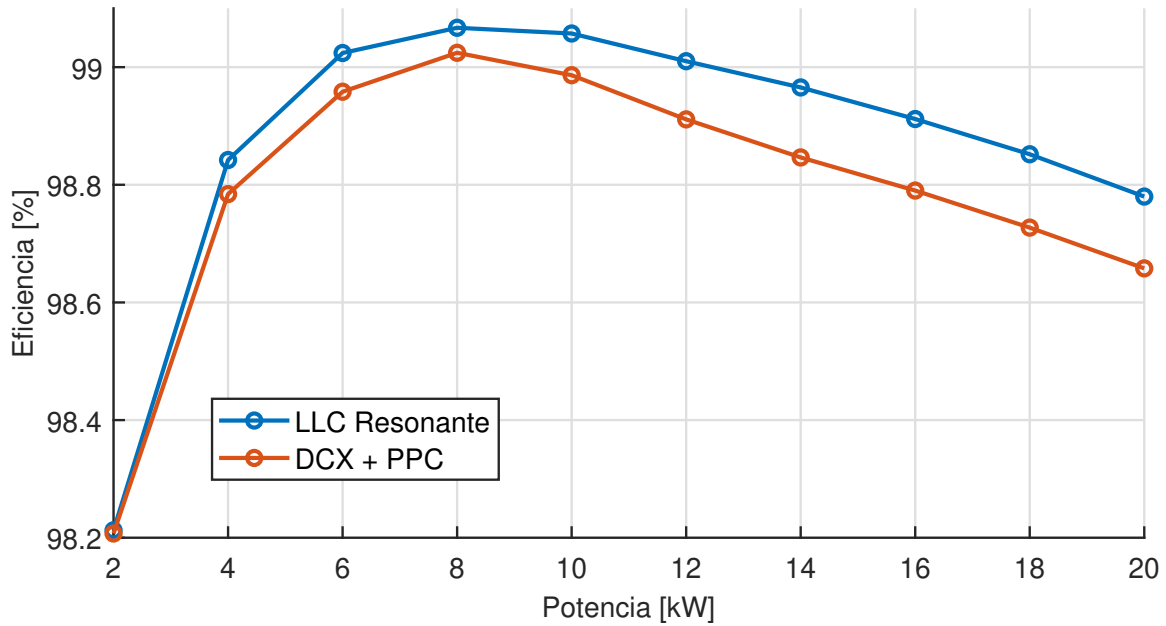


Figura 6.1: Eficiencia v/s Potencia con voltaje de salida constante de 425 V, para las distintas propuestas.

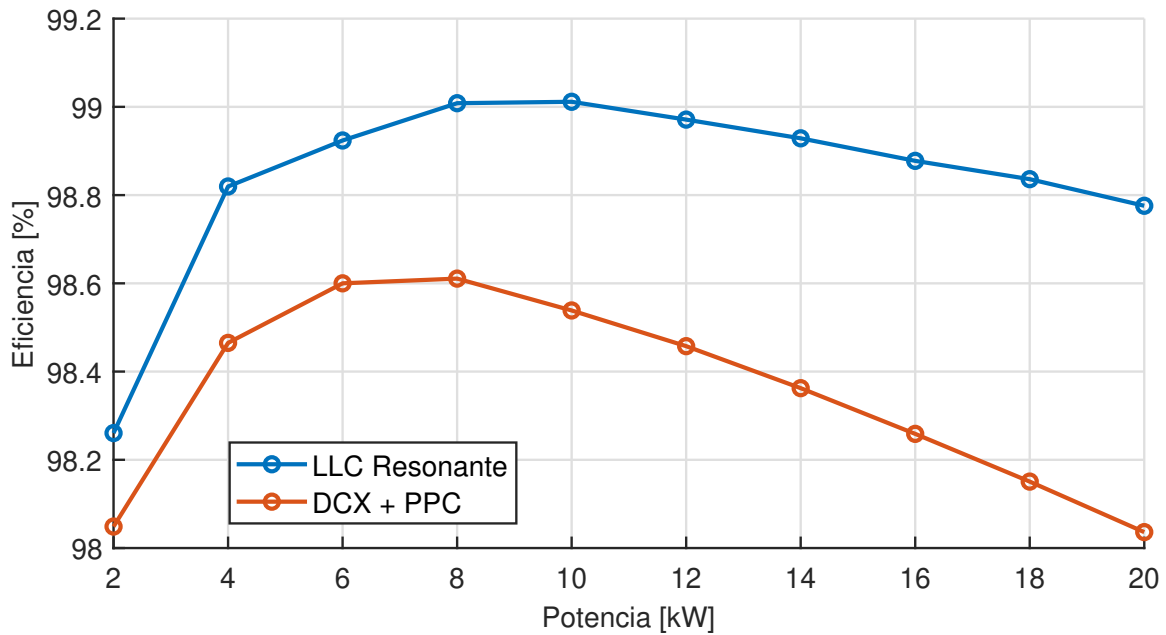


Figura 6.2: Eficiencia v/s Potencia con voltaje de salida constante de 400 V, para las distintas propuestas.

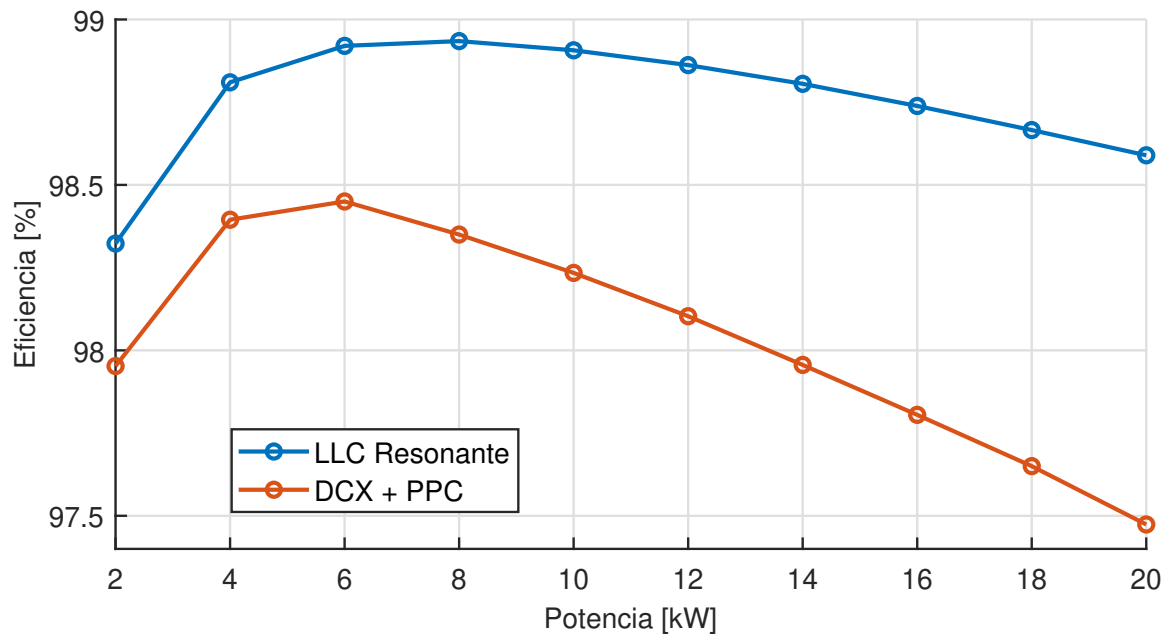


Figura 6.3: Eficiencia v/s Potencia con voltaje de salida constante de 375 V, para las distintas propuestas.

Referencias

- [1] Ministerio de Energía; Subsecretaría de Energía; División de Energías Sostenibles. Estrategia nacional de electromovilidad. 2022.
- [2] International Energy Agency. Global ev outlook 2023. 2023.
- [3] S. Kouro, S. Rivera, S. Vazquez, S.M. Goetz, R. Lizana, and E Romero. Electric vehicle charging infrastructure. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2021.
- [4] S.and Goetz S.M.and Lehn P.W.and Pathmanathan M. Rivera, S.and Kouro, P. Bauer, and R.A. Mastromauro. Charging infrastructure and grid integration for electromobility. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2022.
- [5] J. Kardolus, M.and Schijffelen, M. Gröninger, and Casteren. Battery charger for electric vehicles. *U.S. Patent 10,166,873 B2*, 2019.
- [6] ASEA Brown Boveri Ltd. Electric vehicle infrastructure terra hp high power charging ul. *Datasheet*, URL: <https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=4EVC700601&LFUSLanguageCode=en&DocumentPartId=Action=Launch>.
- [7] J.P. Krauer. Charging efficiency using variable isolation. *U.S. Patent 9,225,197B2*, 2015.
- [8] S. Srdic and S. Lukic. Toward extreme fast charging: Challenges and opportunities in directly connecting to medium-voltage line. *IEEE Electrific. Mag.*, vol. 7, no. 1, pp. 22–31, 2019.
- [9] S. Götz and V. Reber. Modular power electronics system for charging an electrically operated vehicle. *U.S. Patent Appl. US2018/0162229A1*, 2018.
- [10] K. Hähre, R. Heyne, M. Jankovic, and C. Metzger. Power electronic module for a charging station and corresponding charging station and electricity charging station. *U.S. Patent Appl. US2019/0190390A1*, 2018.
- [11] J. Brombach, J. Winkler, F. Mayer, A. Beekmann, and C. Strafiel. Grid-integration of high power charging infrastructure. *Proc. 1st E-Mobility Power Syst. Integr. Symp*, 2017.

- [12] Freddy Flores-Bahamonde, Hugues Renaudineau, Ana M. Llor, Andrii Chub, and Samir Kouro. The dc transformer power electronic building block: Powering next-generation converter design. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 17(1):21–35, 2023.
- [13] Sam Abdel-Rahman. Resonant llc converter: Operation and design. *Infineon Technologies North America (IFNA) Corp.*, 2012.
- [14] H. Huang. Designing an llc resonant half-bridge power converter. *Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1900.*, 2010.
- [15] S. D. Simone. Application note: Llc resonant half-bridge converter design guideline. 2014.
- [16] Reza Beiranvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza Zolghadri, and Seyed Mohammad Hossein Alavi. Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range llc resonant converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(2):462–472, 2011.
- [17] Öztürk Şahin Alemdar and Ozan Keysan. Design and implementation of an unregulated dc-dc transformer (dcx) module using llc resonant converter. In *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pages 1–6, 2016.
- [18] Le Zhang, Xinke Wu, and Hui Chen. 1mhz llc resonant dc-dc converter with pwm output regulation capability. In *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pages 445–450, 2016.
- [19] D. Concha, A. Llor, and H. Renaudineau. Design and implementation of a dcx converter for off-grid photovoltaic based electrolysis process. *Master’s thesis, UTFSM*, 2022.
- [20] Sanjav Rajur, Sahana Bhat, Vikas Kulkarni, Aishwarya Laddigatti, and Vandana Muratti. Design and operation of resonant llc converter for ev applications using plects simulation. In *2023 International Conference on Ambient Intelligence, Knowledge Informatics and Industrial Electronics (AIKIIE)*, pages 1–4, 2023.
- [21] Monish Ansari, Gaurav Yadav, and Mukhtiar Singh. A 3.3kw modified llc resonant converter for grid-tied ev system under wide voltage range. In *2023 3rd International Conference on Intelligent Technologies (CONIT)*, pages 1–6, 2023.
- [22] G Jagadan, U.K Sourav, Vaishnav Chathayil, Rishabh S. Kumar, and Manjunath V. Design of llc resonant converter for high efficiency ev charging. In *2022 IEEE Global Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GlobConPT)*, pages 1–7, 2022.

- [23] Daniel Urbaneck, Philipp Rehlaender, Joachim Böcker, and Frank Schafmeister. Llc converter in capacitive operation utilizing zcs for igbts – theory, concept and verification of a 2 kw dc-dc converter for evs. In *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 2753–2760, 2021.
- [24] Xerxex Dan Gumera, Aileen Caberos, and Shu-Chuan Huang. Design and implementation of a high efficiency cost effective ev charger using llc resonant converter. In *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, pages 1–6, 2017.
- [25] Zhenwei Li, Xu Yang, Yang Li, Jianhua Li, Boshun Zhang, and Tong Lei. Design and implementation of a high-efficiency dc/dc converter for evs charging basing on llc resonant topology and silicon-carbide devices. In *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, pages 1–6, 2018.
- [26] Yuqi Wei, Dereje Woldegiorgis, and Alan Mantooh. Control strategies overview for llc resonant converter with fixed frequency operation. In *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 63–68, 2020.
- [27] X. Wu and H. Shi. High efficiency high density 1 mhz 380–12 v dcx with low fom devices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(2):1648–1656, 2020.
- [28] Y. Hu, J. Shao, and T. Ong. 6.6 kw high-frequency full-bridge llc dc/dc converter with sic mosfets. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pages 6848–6853, 2019.
- [29] G. Deng, Y. Sun, G. Xu, S. Chen, S. Xie, S. Yan, M. Su, and Y. Liao. Zvs analysis of half bridge llc-dcx converter considering the influence of resonant parameters and loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pages 1186–1190, 2020.
- [30] L. Zhang, X. Wu, and H. Chen. 1mhz llc resonant dc-dc converter with pwm output regulation capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pages 445–450, 2016.
- [31] K.-H. Park, Y.-J. Choi, S.-Y. Choi, and R.-Y. Kim. Design consideration of cc-cv controller of llc resonant converter for li-ion battery charger. *IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 2015.
- [32] Alpa Gopiyani and Vinod Patel. A closed-loop control of high power llc resonant converter for dc-dc applications. In *2011 Nirma University International Conference on Engineering*, pages 1–6, 2011.
- [33] Y. Lee, D. Han, C. Ban, G. Choe, J. Eun, and Bayasgalan D. Study on li-battery charge control based on dc-grid. *IEEE 8th International Conference*, page 2241–2247, 2011.

- [34] L. Dung, C. Chen, and H. Yuan. A robust, intelligent cc-cv fast charger for aging lithium batteries. *IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*., page 268–273., 2016.
- [35] Dong-Jie Gu, Zhiliang Zhang, Yaqi Wu, Dong Wang, Handong Gui, and Li Wang. High efficiency llc dcx battery chargers with sinusoidal power decoupling control. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–7, 2016.
- [36] Jinpei Duan, Donglai Zhang, and Runan Gu. Partial-power post-regulated llc resonant dc transformer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(8):7909–7919, 2022.
- [37] Mingxiao Li, Ziwei Ouyang, Michael A. E. Andersen, and Gang Wang. An efficiency-oriented two-stage structure employing partial power regulation. In *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pages 2104–2109, 2020.
- [38] Anderson José Balbino, Moises Carlos Tanca-Villanueva, and Telles Brunelli Lazzarin. A full-bridge partial-power processing converter applied to small wind turbines systems. In *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 985–990, 2020.
- [39] Jaime W. Zapata, Samir Kouro, and Marcelo A. Perez. Partial power converter for a two-stage photovoltaic cascaded string inverter. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 7831–7836, 2017.
- [40] Sebastian Rivera, Julian Rojas, Samir Kouro, Peter W. Lehn, Ricardo Lizana, Hugues Renaudineau, and Tomislav Dragičević. Partial-power converter topology of type ii for efficient electric vehicle fast charging. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(6):7839–7848, 2022.
- [41] Jonatan Rafael Rakoski Zientarski, Mário Lúcio da Silva Martins, José Renes Pinheiro, and Hélio Leães Hey. Series-connected partial-power converters applied to pv systems: A design approach based on step-up/down voltage regulation range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(9):7622–7633, 2018.
- [42] Hirofumi Akagi, Tatsuya Yamagishi, Nadia M. L. Tan, Shin-ichi Kinouchi, Yuji Miyazaki, and Masato Koyama. Power-loss breakdown of a 750-v, 100-kw, 20-khz bidirectional isolated dc-dc converter using sic-mosfet/sbd dual modules. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pages 750–757, 2014.
- [43] A. K. Dusan Graovac and M. Purschel. Application note: Mosfet power losses calculation using the datasheet parameters. 2006.

- [44] D. Rodriguez-Sotelo, M. A. Rodriguez-Licea, I. Araujo-Vargas, J. Prado-Olivarez, A. I. Barranco-Gutiérrez, and F. J. Perez-Pinal. Power losses models for magnetic cores: A review. 13, 2022.
- [45] Ahmed. Munadir. Modeling lithium-ion battery chargers in plects. 13, 2022.
- [46] Olivier Tremblay, Louis-A. Dessaint, and Abdel-Allah Dekkiche. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 284–289, 2007.