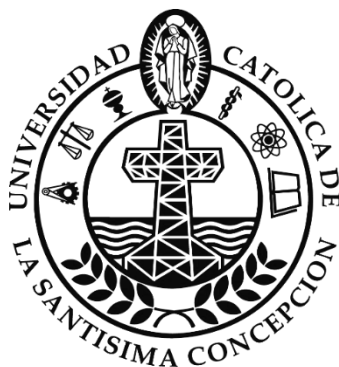


UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA



UCSC

Modelación y diseño de cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos en base a Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C)

Pablo Enrique Burgos Luengo

Informe de Habilitación Profesional para optar al título de:
Ingeniero Civil Eléctrico

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo A. Lizana F.

Comisión:
Eduardo Espinosa
Sebastián Rivera

Concepción, Septiembre 2025.

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo A. Lizana F.

Modelación y diseño de cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos en base a Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C)

Pablo Enrique Burgos Luengo

Informe de Habilitación Profesional
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Septiembre 2025

Resumen

La Transmisión Inalámbrica de Potencia (WPT) basada en Transmisión de Potencia Inductiva (IPT) se plantea como una alternativa para cargadores de Vehículos Eléctricos (EVs), ofreciendo mayor robustez, compacidad, seguridad y capacidad de transmisión frente a los cargadores cableados. Estos sistemas requieren señales de alta frecuencia, comúnmente generadas por convertidores AC/AC tipo back-to-back con Frente Activo (AFE), los cuales son voluminosos, poco robustos y de baja calidad de señal. Como solución, se propone el uso del Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C) el cual utiliza 9 ramas de Convertidores Modulares Multinivel (MMC) en serie, ofreciendo un diseño más robusto y compacto que el esquema back-to-back tipo AFE. Además, su señal de salida puede ser escalada en calidad y/o nivel de tensión añadiendo más módulos en serie.

Debido a las ventajas del M3C y su escalabilidad a medias-altas tensiones, se propone utilizarlo para la creación de un cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos. Primeramente, se tomó el diseño de un sistema IPT monofásico para 20 [kW] de alta eficiencia. Posteriormente se escaló este diseño a 500 [kW] mediante el uso del sistema p.u en las bobinas, para así cumplir la potencia requerida para la carga inalámbrica de vehículos pesados. Luego se adaptó este diseño a un sistema trifásico, normalmente esto añade complejidades al diseño. Sin embargo, mediante la utilización de algunas técnicas físicas de diseños de bobina como el “overlapping”, se simplifica la adaptación, considerando cada una de las fases del sistema trifásico como un sistema monofásico. Cabe mencionar que en este documento no se ahondó en diseños físicos de la bobina, sino que se enfocó en el diseño de parámetros eléctricos. Finalmente se presentó y adaptó el M3C para acoplarle el sistema IPT trifásico de 500 [kW] desarrollado anteriormente.

Para comprobar los procedimientos durante el desarrollo del presente documento, se realizaron simulaciones en Matlab Simulink. Los resultados muestran que el cargador inalámbrico de alta eficiencia funciona correctamente, al igual que su escalamiento a 500 [kW], el cual conserva los comportamientos establecidos por el diseño original de 20 [kW]. La adaptación al sistema trifásico conserva una alta eficiencia y divide el estrés de la carga entre las 3 fases. Finalmente, se demuestra que la adaptación del cargador inalámbrico al nuevo convertidor funciona adecuadamente, por lo que es posible crear un cargador inalámbrico para camiones eléctricos utilizando el permitiendo un diseño de cargador inalámbrico trifásico más compacto y robusto que los convertidores back-to-back tipo AFE.

A los alumnos del pasado, presente y futuro de la carrera de Ingeniería Civil Eléctrica de la U.C.S.C.

Agradecimientos

Primero que nada, quiero agradecer a mi padre, Enrique del Carmen Burgos Burgos, cuyo esfuerzo me ha permitido y motivado avanzar durante toda mi etapa estudiantil, quiero agradecer a mi madre, María Angelica Luengo Muñoz, quien me ha apoyado y ayudado en mis mejores y peores momentos durante todo mi transcurso como estudiante incondicionalmente. El hecho de que esté aquí es producto del esfuerzo de ambos por sacar adelante a su familia, por lo que estoy muy agradecido.

Quiero agradecer a mis hermanas, Mariela Camila Burgos Luengo, Isidora Paz Burgos Luengo y Valentina Amanda Burgos Luengo, quienes también me han apoyado y aconsejado durante todo mi transcurso en la universidad. Gracias por apoyarme, aconsejarme y tenerme mucha paciencia cuando lo requerí.

Quiero agradecer a los amigos que siempre tuve, a Cristobal Torres quien lleva siendo mi mejor amigo desde que tengo memoria, Kevin Guarda quien siempre fue uno de los amigos más cercanos y de confianza que tuve desde la enseñanza media hasta el día de hoy. Se les agradece a los maquinas por siempre estar ahí.

Quiero agradecer a los amigos que hice en el camino durante la universidad, a Bastian Vicencio por ser el primer amigo que tuve en esta universidad, Jaime Vejar, Camila Vallejos, Nicolas Jara, Roberto Vives y también a otras leyendas han estado presente, gracias por su amistad y el apoyo mutuo durante todo el transcurso de la universidad que me permitió siempre poder pertenecer a un grupo con el que nunca me sentía solo y siempre me motivaba a mejorar.

Quiero agradecer a los profesores que he tenido, quienes me permitieron desarrollarme profesionalmente hasta lo que soy el día de hoy, especial agradecimiento a Rodrigo Pinto por hacerme reflexionar y pensar en el tipo de persona que quiero ser, también a Ricardo Cifuentes, quien me permitió tener mi primera experiencia como ayudante lo que ayudó a desenvolverme en uno de mis puntos más débiles. También quiero agradecer a ambos por apoyarme en mi nueva etapa de Magister, recomendándome para poder seguir desarrollando mis habilidades y convertirme en el profesional que quiero ser. Por su puesto, también quiero agradecer a Ricardo Lizana, cuya exigencia y oportunidades que me ha otorgado me han ayudado a formarme en el profesional que quiero ser, se agradece por el apoyo, las enseñanzas y la paciencia durante todo este tiempo.

Finalmente quiero dedicar este documento a mi abuela, Hortencia Burgos Villalobos, cuyo esfuerzo por sacar a su familia adelante fue la raíz de todo, te hice la promesa de que sacaría mi carrera y ayudaría a mis hermanas, mantengo la promesa y seguiré hasta cumplirla, descansa en paz, abu.

Tabla de Contenidos

NOMENCLATURA.....	VIII
ABREVIACIONES.....	IX
1. INTRODUCCIÓN.....	1
2. REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....	3
2.1. INTRODUCCIÓN.....	3
2.2. TRABAJOS PREVIOS.....	3
2.2.1 Cargadores inalámbricos en General.....	3
2.2.2 Convertidores eléctricos.....	8
2.3. DISCUSIÓN.....	9
2.4. HIPÓTESIS DE TRABAJO.....	11
2.5. OBJETIVOS.....	11
2.5.1 Objetivo General.....	11
2.5.2 Objetivos Específicos.....	11
2.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	11
2.7. METODOLOGÍA.....	11
2.8. TEMARIO.....	12
3. CARGADORES INALÁMBRICOS MONOFÁSICOS.....	13
3.1. INTRODUCCIÓN.....	13
3.2. TECNOLOGÍA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA INALÁMBRICA (WPT) BASADA EN TRANSMISIÓN DE POTENCIA INDUCTIVA (IPT).....	13
3.3. PARTES DE UN CARGADOR INALÁMBRICO DE EVs.....	14
3.3.1 Convertidor AC/AC.....	14
3.3.2 Pads cargadores.....	16
3.3.3 Tanque resonante.....	17
3.3.4 Rectificador.....	18
3.4. MODELO GENERAL DE UN CARGADOR INALÁMBRICO MONOFÁSICO.....	19
3.5. AUMENTO DE EFICIENCIA DE UN CARGADOR INALÁMBRICO MONOFÁSICO.....	21
3.6. ADAPTACIÓN DE CARGADOR INALÁMBRICO MONOFÁSICO DE ALTA EFICIENCIA A CARGA DE CAMIONES ELÉCTRICOS.....	24
3.7. DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	26
4. CARGADORES INALÁMBRICOS TRIFÁSICOS.....	28
4.1. INTRODUCCIÓN.....	28
4.2. CONCEPTO DE CARGADOR INALÁMBRICO TRIFÁSICO.....	28
4.3. COMPOSICIÓN DE UN CARGADOR INALÁMBRICO TRIFÁSICO.....	29
4.4. ESQUEMA GENERAL Y MODELO DE CARGADOR TRIFÁSICO.....	33
4.5. ADAPTACIÓN DE CARGADOR INALÁMBRICO DE ALTA EFICIENCIA MONOFÁSICO A TRIFÁSICO.....	35
4.6. DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	38
5. ACOPLAMIENTO DEL CARGADOR INALÁMBRICO AL CONVERTIDOR MULTINIVEL MODULAR MATRICIAL.....	39
5.1. INTRODUCCIÓN.....	39
5.2. CONVERTIDOR MULTINIVEL MODULAR MATRICIAL (M3C).....	39
5.2.1 Modelo del M3C.....	42
5.2.2 Control del M3C.....	45
5.2.3 Modulación del M3C.....	48
5.3. CARGADOR INALÁMBRICO TRIFÁSICO BASADO EN IPT UTILIZANDO M3C.....	49
5.3.1 Adaptaciones del modelo del M3C para acoplar sistema IPT.....	50
5.4. DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	52
6. SIMULACIONES EN MATLAB SIMULINK Y RESULTADOS.....	53

6.1.	INTRODUCCIÓN	53
6.2.	SIMULACIÓN DE SISTEMA CARGADOR INALÁMBRICO MONOFÁSICO DE ALTA EFICIENCIA A 20 [kW]	53
6.2.1	Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico a 20 [kW]	53
6.2.2	Resultados cargador inalámbrico monofásico a 20[kW]	55
6.2.3	Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico a 500 [kW].....	57
6.2.4	Resultados cargador inalámbrico monofásico a 500 [kW]	61
6.3.	SIMULACIÓN DE SISTEMA CARGADOR INALÁMBRICO TRIFÁSICO DE ALTA EFICIENCIA	64
6.3.1	Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia	64
6.3.2	Resultados de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia	66
6.4.	SIMULACIÓN DE CARGADOR INALÁMBRICO TRIFÁSICO DE ALTA EFICIENCIA UTILIZANDO M3C	69
6.4.1	Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia utilizando M3C ...	69
6.4.2	Resultados.....	74
6.5.	DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	85
7.	CONCLUSIONES	88
7.1.	SUMARIO	88
7.2.	CONCLUSIONES	89
7.3.	TRABAJO FUTURO.....	91
7.4.	BIBLIOGRAFÍA.....	92

Lista de Tablas

Tabla 6.1	Datos simulación de cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia a 20 [kW]	53
Tabla 6.2	Escalamiento de bobinas de 20 [kW] a 500 [kW] utilizando sistema p.u.....	58
Tabla 6.3	Datos simulación de cargador inalámbrico monofásico para 500 [kW].....	59
Tabla 6.4	Datos de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia.	64
Tabla 6.5.	Datos de simulación para M3C	70
Tabla 6.6.	Datos de controladores PI utilizados en M3C.	73
Tabla 6.7	Tabla resumen de simulaciones	85

Tabla de Figuras

Fig. 3.1	Bobinas cargador inalámbrico, lados Tx y Rx.	13
Fig. 3.2	Convertidor AC/AC utilizado en cargador inalámbrico monofásico.	15
Fig. 3.3	Estructura de modulación de cruce por 0, inversor monofásico.	15
Fig. 3.4	Pads cargadores monofásicos.	16
Fig. 3.5	Topologías para tanques resonantes.....	17
Fig. 3.6	Rectificador monofásico y carga DC.	18
Fig. 3.7	Circuito de cargador inalámbrico monofásico basado en IPT.	19
Fig. 3.8	Circuito equivalente de cargador inalámbrico monofásico basado en IPT.	19
Fig. 3.9	Representación de circuito AC de un cargador inalámbrico monofásico.	20
Fig. 3.10	Cargador monofásico de alta eficiencia.	22
Fig. 4.1	Cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos.	28
Fig. 4.2	Convertidor AC/AC back-to-back trifásico tipo AFE para cargador inalámbrico trifásico.	29
Fig. 4.3	Estructura de modulación de cruce por 0, inversor trifásico.	30
Fig. 4.4	Bobinas transmisoras y receptoras de IPT trifásico e inductancias mutuas.	30
Fig. 4.5	Bobina con overlapping.	31
Fig. 4.6	Filtros S-S trifásico.	32
Fig. 4.7	Rectificador trifásico con carga DC y representación como carga AC.....	33
Fig. 4.8	Circuito equivalente de cargador inalámbrico trifásico basado en IPT.....	33
Fig. 4.9	Cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia y simplificación.	36
Fig. 5.1	Topología de convertidor matricial y Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C).	40
Fig. 5.2	Esquema de control general para el M3C	47
Fig. 5.3	Estructura para modulación unipolar PS-PWM.	48

Fig. 5.4 Topología de sistema IPT trifásico acoplado a M3C.	50
Fig. 5.5 Obtención de corriente de referencia mediante potencia DC de referencia.	52
Fig. 6.1 Valores de sistema cargador inalámbrico monofásico en 20 [kW].	55
Fig. 6.2 Potencias activas y reactivas en ambos lados del cargador y eficiencia a 20 [kW].	56
Fig. 6.3 Voltajes DC y Potencia DC en la carga.	57
Fig. 6.4 Resultados de cargador inalámbrico monofásico a 500 [kW].	61
Fig. 6.5 Potencias activas y reactivas en ambos lados del cargador y eficiencia a 500 [kW].	62
Fig. 6.6 Voltajes DC en fuente y carga y potencia DC en la carga.	63
Fig. 6.7 Voltajes, corrientes y factor de potencia de lados Rx y Tx en sistema IPT trifásico de alta eficiencia.	66
Fig. 6.8 Potencias activas y reactivas trifásicas en ambos lados del cargador y eficiencia trifásico a 500 [kW].	67
Fig. 6.9 Voltajes DC en fuente y carga y potencia DC en la carga.	68
Fig. 6.10 PI sintonizados con Rltool de Matlab.	72
Fig. 6.11 Corrientes y voltajes de fase en entrada de M3C, salida de M3C/lado Tx de cargador, Rx de cargador.	74
Fig. 6.12 Factor de potencia del cargador	76
Fig. 6.13 Corrientes dq de entrada y salida.	77
Fig. 6.14 Voltajes DC de cargador inalámbrico trifásico utilizando M3C.	78
Fig. 6.15 Corrientes circulantes	79
Fig. 6.16 Potencias de entrada M3C, salida de M3C/entrada de cargador, salida de cargador y potencia en carga DC.	80
Fig. 6.17 Eficiencia de cargador inalámbrico trifásico con M3C.	81
Fig. 6.18 Respuestas de PI en M3C y lazo de balance de voltaje en capacitores.	83
Fig. 6.19 Índice de modulación general para modulo 1 en rama Aa del M3C.	84

Nomenclatura

Matrices

M	: Matriz de dimensión $m \cdot n$
T _{abc-dq0}	: Matriz de transformación de ejes <i>abc</i> a <i>dq0</i> , dimensión 3·3.
T _{dq0-abc}	: Matriz de transformación de ejes <i>dq0</i> a <i>abc</i> , dimensión 3·3.

Vectores

x	: Vector de n variables $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n]$
----------	---

Abreviaciones

Mayúsculas

TL	: Transformada de Laplace.
WPT	: Transferencia de potencia inalámbrica (Wireless Power Transfer en inglés)
IPT	: Transferencia de potencia inductiva (Inductive Power Transfer en inglés)
DC	: Corriente continua (Direct Current en inglés)
AC	: Corriente alterna (Alternate Current en inglés)
LVK	: Ley de voltajes de Kirchoff
THD	: Índice de distorsión armónica (Total Harmonic Distortion en inglés)
IGBT	: Transistor Bipolar de Puerta Aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor en inglés)
MOSFET	: Transistores de Efecto de Campo Metal-Oxido-Semiconductor (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor en inglés).
HVDC	: Corriente continua a alto voltaje (High Voltage Direct Current en inglés)
MMC	: Convertidor modular multinivel (Modular Multilevel Converter en inglés)
M3C	: Convertidor modular matricial (Modular Multilevel Matrix Converter en inglés)
PLL	: Lazo de fase cerrado (Phase Locked Loop en inglés)
PI	: Controlador Proporcional-Integral
EV	: Vehículo eléctrico (Electric Vehicle en inglés)
AFE	: Frente Activo (Active Frontal End en inglés)
VSC	: Convertidor de fuente de voltaje (Voltage source converter en inglés)
MMSPC	: Convertidor Multinivel Serie-Paralelo (Modular Multilevel Series Parallel Converter en inglés)

1. Introducción

La Transmisión Inalámbrica de Potencia (WPT) basada en la Transmisión Inductiva de Potencia (IPT) ha sido propuesta para la creación de cargadores inalámbricos para Vehículos Eléctricos (EVs) que permiten elevar la potencia transmitida en la carga, sin tener que preocuparse del tamaño de la pistola de carga y de los cables [5], permitiendo que estos vehículos puedan aumentar su capacidad de batería y, por ende, su autonomía, sin comprometer los tiempos de carga [3]. Además, la tecnología IPT brinda de una mayor seguridad a la infraestructura y al usuario, al no tener contactos eléctricos expuestos [5],[6],[11], así como una mayor comodidad para el usuario, a la hora de cargar el vehículo.

Si bien se ha explorado el uso de la tecnología IPT en forma monofásica para la carga de EVs, recientes estudios han apuntado a su uso en forma trifásica, ya que, al producir campos magnéticos rotatorios, tiene una mayor capacidad de transmisión de alta potencia, lo que permite disminuir el tiempo de carga, además estos tienen una distribución de campo electromagnético más uniforme [1].

Para alimentar el cargador trifásico, se requiere de una señal AC de alta frecuencia para mejorar la eficiencia de transmisión de potencia, esta es obtenida mediante un convertidor AC/AC. Este convertidor suele ser de esquema back-to-back (AC/DC/AC) de tipo AFE, sin embargo, puede ser voluminoso debido a su enlace DC intermedio [9], además, la señal generada es de pocos niveles (generalmente 3). Posteriormente esta señal pasa por un filtro que la hace entrar en resonancia con las bobinas, lo que permite alcanzar la máxima transferencia de potencia posible [12], además de convertir la señal de pocos niveles generada anteriormente en una más cercana a una sinusoidal.

El Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C) permite la conversión directa AC/AC, este consiste en un convertidor de modelo matricial clásico, de 9 ramas, que reemplaza los switches bidireccionales por Convertidores Multinivel Modulares (MMC), que crean una etapa DC distribuida entre cada uno de ellos, otorgando a la topología una mayor robustez, capacidad de uso en media-alta tensión y la compacidad del esquema matricial clásico. El M3C es de naturaleza modular, por lo que su potencia y la calidad de la señal en su salida puede ser escalable aumentando o disminuyendo la cantidad de MMC dispuestos en sus ramas y/o el voltaje almacenado en estos, lo que permite una mayor versatilidad en su uso manteniendo la misma tecnología.

El presente documento tratará sobre el acople de un cargador inalámbrico trifásico diseñado para carga de camiones a un M3C, observando su comportamiento. Para ello se deberá primero entender cómo funciona un cargador inalámbrico trifásico utilizando un inversor convencional tipo

AFE, posteriormente se deberá diseñar y modelar en simulación un cargador inalámbrico trifásico diseñado para carga de camiones considerando su posterior acople al M3C y finalmente se deberá adaptar el esquema de control de este convertidor para este uso.

El trabajo será hecho mediante simulaciones en Matlab Simulink e investigaciones en la literatura de los cargadores inalámbricos.

2. Revisión Bibliográfica

2.1. Introducción

El siguiente apartado se enfoca en dar a conocer la motivación, diseños y modelos de cargadores inalámbricos presentes en la literatura, además de un repaso a los convertidores AC/AC utilizados para hacer luego un énfasis en la innovación del presente documento.

El proyecto consiste en la modelación y diseño de un cargador inalámbrico para su uso en camiones eléctricos, para ello se basará en un convertidor multinivel modular matricial desarrollado en un proyecto anterior, al cual se le deberá adaptar su control y sus parámetros para funcionar adecuadamente.

2.2. Trabajos Previos

2.2.1 Cargadores inalámbricos en General

- ♣ R. Zeng, O. C. Onar, M. Mohammad, G. Su, E. Asa and V. P. Galigekere, "Modeling and Analysis of a Polyphase Wireless Power Transfer System for EV Charging Applications," *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, 2022, pp. 1885-1890, doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773533. [1]

En este trabajo se modela y analiza un cargador inalámbrico “polifásico” para su uso en la carga de EVs, ya que se requiere que la carga de los vehículos eléctricos sea rápida para que su experiencia sea similar a la de un vehículo a combustión convencional. Particularmente, la topología IPT trifásica (o polifásica de forma más general) utilizada ayuda a conseguir esto a la par que reduce el tamaño de las bobinas transmisoras y receptoras, además proveen de un campo magnético más uniforme.

En los IPT trifásicos se tienen acoples mutuos entre fases no correspondientes que perjudican la transferencia de potencia, sin embargo, en este estudio las bobinas son físicamente dispuestas con una rotación $>90^\circ$, lo que permite que estos acoples mutuos en vez de perjudicar, mejoren la transferencia de potencia.

La estructura utilizada consiste en una fuente DC, con un inversor trifásico basado en MOSFET, con una salida de señal cuadrada a alta frecuencia que representa un convertidor AC/AC

tipo AFE. Para compensar los armónicos de la señal cuadrada y hacer entrar en resonancia el circuito, se utiliza un filtro de capacitor en serie y, posteriormente, la señal es transmitida por un transformador trifásico configurado en Y-Y que representa el cargador inalámbrico, en el lado receptor se encuentra nuevamente un filtro capacitivo en serie, un rectificador trifásico de diodos y una carga resistiva que representa la batería del EV.

En general, se presentan modelos para calcular los filtros, así como también la relación entre los voltajes del primario y secundario, donde se presenta el efecto que provocan las inductancias mutuas entre las bobinas que se deben considerar, sin embargo, estas inductancias mutuas, así como también, las inductancias propias no son obtenidas mediante modelos, sino que son obtenidas mediante mediciones experimentales.

- ♣ S. Chowdhury, M. T. B. Tarek and Y. Sozer, "Design of a 7.7 kW Three-Phase Wireless Charging System for Light Duty Vehicles based on Overlapping Windings," *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2020, pp. 5169-5176, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9235697. [2]

Este trabajo presenta un sistema IPT trifásico para la carga rápida de EVs, apuntando nuevamente a esta necesidad, para ello utiliza un embobinado tipo “overlapping” bipolar, que consiste en la superposición de las bobinas de fase por un ángulo α . El esquema del sistema utilizado es similar al presentado en [1] al igual que los modelos, disponiendo nuevamente un inversor trifásico de señal cuadrada, seguido de filtros capacitivos en serie para compensar los armónicos de la señal. Este estudio se enfoca en mostrar una comparación entre un sistema, utilizando bobinas con overlapping propuestas, un sistema utilizando bobinas sin overlapping y un sistema IPT monofásico, donde se demostró que el modelo con overlapping presenta una menor pérdida de potencia y una mayor densidad de potencia volumétrica. Se utilizó una optimización de “fuerza bruta” (ensayo y error) para obtener los parámetros físicos de las bobinas más óptimos tales como el número de vueltas, el diámetro exterior y la altura de las bobinas, posteriormente basado en los resultados obtenidos se obtienen las inductancias propias y mutuas mediante una simulación en ANSYS MAXWELL, donde los resultados luego pasaron a una simulación en MATLAB/Simulink para encontrar las corrientes en ambos lados del cargador. En este trabajo se utiliza la recomendación práctica (RP) J2954 de la sociedad de ingenieros automotriz (SAE por sus siglas en inglés) que establece como recomendación utilizar una frecuencia de operación de 85 [kHz] para los sistemas IPT para carga de EVs.

- ♣ Almulla, O.A., Thrimawithana, D.J., Covic, G.A., Kim, S.: Design and analysis of a decoupled three-phase coil array for inductive power transfer systems. *IET Power Electron.* 17, 2013–2025 (2024). <https://doi.org/10.1049/pel2.12762> [3]

En este trabajo se presenta el diseño de bobinas para su uso en un cargador inalámbrico trifásico basado en IPT. De manera similar a las investigaciones anteriores, se dice que se requiere de aumentar la potencia de carga para aumentar la velocidad de carga de los vehículos eléctricos, por lo que se apuesta a un diseño inalámbrico trifásico para así también aumentar la densidad de potencia y también, disminuir el estrés percibido entre las 3 fases debido a las altas potencias. Debido a las complejidades provocadas por las inductancias mutuas en las bobinas trifásicas, se utiliza la técnica de overlapping para disminuir las inductancias mutuas de interfase que no son deseadas, también se utilizan técnicas de “air-gap” en el diseño de la bobina para crear caminos con alta reluctancia y así, reducir el acoplamiento de las inductancias mutuas de interfase.

- ♣ Zhang, X., Gao, J., Wei, X., Gao, P., & Wang, L. (2024). “Research on Three-Phase Wireless Power Transfer System”. *Applied Sciences*, 14(7), 2787. <https://doi.org/10.3390/app14072787>. [4]

Este trabajo presenta un diseño y modelo para un IPT trifásico basado nuevamente en overlapping para usos en alta potencia. Al igual que en las investigaciones anteriormente mostradas, se utiliza un convertidor AC/AC tipo AFE, aunque modelando únicamente el parte inversor del cargador para simplificar, se crea una señal cuadrada a alta frecuencia que, en conjunto con una compensación capacitiva en serie para compensar el contenido armónico, la potencia reactiva generada y hacer entrar en frecuencia el sistema mejorar la potencia transferida. Para reducir la complejidad en el cálculo y análisis del cargador, se asume que las inductancias mutuas entre todas las bobinas son simétricas. Los parámetros del sistema son ajustados mediante simulaciones en COMSOL Multiphysics. El documento muestra modelos similares a los de [1] y [2], sin embargo, presenta algunas variaciones, principalmente debido a simplificaciones que lo llevan a suponer que el acoplamiento con las otras bobinas de las otras fases es despreciable para algunos cálculos. Se prueban algunos diseños físicos de la disposición de bobinas en simulaciones en COMSOL Multiphysics, concluyendo que el overlapping ofrece un mejor resultado.

- ♣ Wu, C.-H., Lai, C.-M., Mishima, T., & Liang, Z.-B. (2021). Simulation-Assisted Design Process of a 22 kW Wireless Power Transfer System Using Three-Phase Coil Coupling for EVs. *Sustainability*, 13(21), 12257. <https://doi.org/10.3390/su132112257> [5].

Este trabajo presenta un sistema IPT basado en overlapping pero utilizando bobinas rectangulares en vez de bobinas circulares en forma de “sándwich” para minimizar el flujo de las fugas magnéticas y aumentar la eficiencia de potencia transferida. En cuanto a topología, es similar a los trabajos anteriormente revisados, utilizando nuevamente un inversor trifásico de MOSFET para representar el convertidor AC/AC tipo AFE. En este trabajo se respeta la SAE J2954 y se utiliza PSIM y CST STUDIO SUITE para simular el diseño y los ajustes de parámetros del sistema IPT. En el trabajo se dan ecuaciones detalladas de las relaciones entre las bobinas transmisoras y receptoras para entender el comportamiento del sistema IPT, sin embargo, el ajuste de todos los parámetros se hace mediante simulación. Este trabajo menciona que, entre las razones para requerir de sistemas IPT para carga de EVs, se encuentra que se debe aumentar la capacidad de la batería de los EVs lo que conlleva en aumentar el tamaño de las pistolas cargadoras.

- ♣ Colussi, J., La Ganga, A., Re, R., Guglielmi, P., & Armando, E. (2021). 100 kW Three-Phase Wireless Charger for EV: Experimental Validation Adopting Opposition Method. *Energies*, 14(8), 2113. <https://doi.org/10.3390/en14082113> [6]

En este trabajo se presenta un sistema IPT trifásico para la carga de EVs, motivado principalmente en la necesidad de mejorar la capacidad de kilometraje de estos vehículos por lo que se requiere de una infraestructura con mayor capacidad de transferencia de potencia. Este sistema IPT está basado en overlapping de tal forma que el acople mutuo entre fases no correspondientes es despreciado totalmente, lo que simplifica los cálculos y el análisis del cargador. Los modelos utilizados se encuentran adaptados del uso monofásico al trifásico, ya que, en esencia, este cargador se comporta como 3 cargadores monofásicos aislados. En cuanto a la topología, es similar a las utilizadas anteriormente, utilizando el convertidor AC/AC tipo AFE convencional representado por un inversor, sin embargo, en las bobinas se varía un poco, pasando de una conexión Y-Y a una conexión Δ - Δ con el objetivo de reducir el estrés de percibido por los filtros capacitivos resonantes utilizados en cerca de un 70%. Los parámetros de las bobinas son validados mediante un análisis de elementos finitos (FEA por sus siglas en inglés) mientras que los voltajes y las corrientes son

simuladas en PLECS. Se utilizan algunos estándares y recomendaciones como la SAE J2954 y la IEC61980, sin embargo, la frecuencia de resonancia varió de acuerdo a las simulaciones realizadas.

- ♣ Y. Liu, W. Wang, R. Huang, S. Liu, H. Wen and C. Liu, "Three-phase EV Charging System Based on Matrix Converters with Improved Current Commutation," *2023 IEEE 32nd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Helsinki, Finland, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISIE51358.2023.10228167. [7]

En este trabajo se presenta un sistema IPT trifásico que utiliza el convertidor matricial en vez de un convertidor AFE, apuntando a la ventaja de producir un voltaje directamente sinusoidal y de ser más compacto al no requerir un capacitor grande en una etapa DC intermedia que es propenso a fallar. Según el autor, el convertidor matricial se ha propuesto varias veces para los sistemas IPT, aunque la mayoría son de salida monofásica y requieren de estrategias adicionales de conmutación para evitar problemas de cortocircuito entre los semiconductores, en este caso, se solucionan los problemas mediante la implementación de una conmutación tal que el tiempo muerto de los semiconductores previenen que se forme un cortocircuito. La topología del sistema IPT propuesta varia no solamente en cuanto al convertidor AC/AC utilizado, sino que también varia en cuanto a los filtros resonantes utilizados, apostando por una estructura LCC-S, que quiere decir que en el primario se utiliza un inductor por fase en serie, 3 capacitores dispuestos en conexión estrella y un capacitor en serie, mientras que el secundario solo se utiliza un capacitor en serie.

- ♣ C. S. Wong, J. Liu, L. Cao and K. H. Loo, "A SWISS-Rectifier-Based Single-Stage Three-Phase Bidirectional AC–DC Inductive-Power-Transfer Converter for Vehicle-to-Grid Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 3, pp. 4152-4166, March 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3220327. [8]

En este trabajo se presenta un sistema IPT trifásico basado en un rectificador SWISS tipo Buck acoplado con un Puente Multi Activo y una compensación LCC en cada lado. Este diseño de IPT se enfoca principalmente en el convertidor, el cual permite hacer Zero Voltage Switching (ZVS) lo que logra reducir las pérdidas y el estrés en los semiconductores a altas frecuencias y aumenta la confiabilidad del sistema. De manera similar al matricial, se evitan los capacitores DC link del convertidor AFE y alcanzan directamente una señal sinusoidal. También permite el flujo bidireccional de potencia, permitiendo que los EVs puedan inyectar potencia al sistema para proyectos vehicle-to-

grid (V2G) y permite el control del factor de potencia sin necesidad de un convertidor extra.

2.2.2 Convertidores eléctricos.

- ♣ Gili, L. C., Dias, J. C., & Lazzarin, T. B. (2022). Review, Challenges and Potential of AC/AC Matrix Converters CMC, MMC, and M3C. *Energies*, 15(24), 9421. <https://doi.org/10.3390/en15249421> [9].

Este trabajo describe las ventajas y desventajas de los convertidores matriciales convencionales, los convertidores matriciales multimodular y los M3C, así como sus retos a futuro. Se dice que el convertidor matricial esta principalmente diseñado para usos en bajo voltaje, se tiene un voltaje de salida límite del 86.6% de la entrada y requiere de estructuras de protecciones como filtros de capacitores e inductores. Por otro lado, se describe que el M3C es más apto para usos de medio-alto voltaje, no se encuentra limitado en su voltaje de salida (solo requiere ser menor al de entrada) y requiere únicamente filtros de inductores. También se muestra las características principales del convertidor matricial y el convertidor convencional AC-AC utilizado el cual es de estructura AFE, se dice que este último es un sistema muy voluminoso, de alta distorsión armónica, factor de potencia bajo, mientras que el matricial es compacto y con factor de desplazamiento unitario en la entrada con cualquier tipo de carga en la salida.

- ♣ L. F. J. Schrittwieser, *Ultra-Efficient Three-Phase Buck-Type PFC Rectifier Systems*, Ph.D. dissertation, ETH Zürich, 2018 <https://doi.org/10.3929/ethz-b-000311863> [10].

En este trabajo se muestra las ventajas de los rectificadores trifásicos tipo Buck como el SWISS, estos se destacan por reducir el número de componentes, tener un control simplificado y una buena eficiencia gracias a una baja distorsión de corriente y a que la selección de voltaje conmutada a frecuencia de red prácticamente no introduce pérdidas adicionales. Sin embargo, se demuestra que los convertidores tipo Buck solo pueden operar con tensión de salida debajo del mínimo de la tensión rectificada de 6 pulsos, ya que la arquitectura del Buck solo permite disminuir el voltaje, no aumentarlo, dificultando operar cuando se requiere aumentar la tensión en el bus DC.

2.3. Discusión

La revisión realizada muestra que los cargadores inalámbricos trifásicos basados en sistemas IPT han evolucionado principalmente en el lado de las bobinas, aplicando estrategias para poder minimizar el acople de las bobinas con las fases no correspondientes como es el caso del overlapping presentado en los trabajos [2]-[6], con técnicas adicionales como el uso de air gaps en el diseño de bobinas de [3] para crear caminos con alta reluctancia, aunque también se tienen trabajos como [1], donde en vez de usar overlapping, logra hacer que estos acoples aporten a la transferencia de potencia en vez de disminuirlas. Sin embargo, las demás partes del cargador inalámbrico no han evolucionado a la par, específicamente, el convertidor AC/AC tipo AFE se ha mantenido en la mayoría de las investigaciones revisadas. Según [1]-[6], entre los objetivos de la carga IPT trifásica en los EVs se encuentra disminuir los tiempos de carga y aumentar el almacenamiento en la batería, aumentando la capacidad de carga sin tener que preocuparse por aumentar el tamaño de las estructuras de carga, pero según [7] el convertidor AC/AC tipo AFE requiere de una etapa DC intermedia la cual debe contener un capacitor grande, haciéndolo voluminoso [9]. Por otro lado, el rendimiento del convertidor AC/AC tipo AFE dentro de los sistemas IPT tampoco es idónea, produce una señal de voltaje cuadrada de pocos niveles que depende en gran medida del filtro resonante que se utiliza en la entrada del cargador para reducir los armónicos de esta y que sea más cercana a una sinusoidal [1],[2],[4],[5], por lo que se tiene un amplio espectro de mejora en el convertidor AC/AC utilizado.

Se tienen pocas propuestas de mejora al convertidor AC/AC en la topología IPT con salida trifásica como tal. Entre las vistas, en [7] se ha ofrecido variar este convertidor utilizando el convertidor matricial clásico el cual logra reducir el tamaño del convertidor y entrega una señal de voltaje con forma sinusoidal directamente, sin embargo, este convertidor puede presentar problemas de fiabilidad, requiere de varios filtros en su entrada y salida para poder funcionar, el valor de su tensión de salida está limitada y está mayormente diseñado para usos de bajo voltaje [9].

En [8] se presenta un convertidor SWISS-DAB, que al igual que el matricial, se deshace de las vulnerabilidades de la capacitancia del DC-link por lo que es más robusto que el AFE y entrega una señal sinusoidal directamente, sin embargo, según [10] al tener el SWISS una estructura tipo Buck, no puede elevar la tensión del primario por encima del mínimo instantáneo de la tensión rectificadora trifásica, lo que le trae dificultades para mantener una potencia de carga constante en los EVs, ya que no podrá compensar el voltaje en caso requerir más tensión debido a un desacoplamiento o ruido.

En el presente trabajo se propone utilizar un convertidor AC/AC M3C para cargar camiones eléctricos de forma inalámbrica utilizando tecnología WPT basada en IPT, para así demostrar la adaptabilidad de este convertidor a altas potencia. Este diseño permite disminuir el tamaño del convertidor y entregar una señal sinusoidal al utilizar el esquema matricial, pero mejora su fiabilidad y robustez utilizando módulos multinivel [9], los que además lo hacen escalable a cualquier tipo de potencia y sin depender de limitantes como convertidores buck o limitaciones de nivel de tensión alcanzados en la salida, lo que podría mejorar la topología de los cargadores inalámbricos trifásicos que se tienen hoy en día.

2.4. Hipótesis de Trabajo

El M3C se puede adaptar para usos de carga inalámbrica trifásica de alta potencia para camiones eléctricos conservando o mejorando la eficiencia que presentaría un convertidor AC/AC tipo AFE convencional en estos usos.

2.5. Objetivos

2.5.1 Objetivo General

Diseñar un cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos destinados a cargas pesadas como camiones mineros o de transporte de container, adaptando el control del convertidor multinivel modular matricial para este uso.

2.5.2 Objetivos Específicos

- Comprender el funcionamiento de un cargador inalámbrico trifásico, considerando sus diseños de topología y algunos comportamientos de este.
- Diseñar y modelar en simulación un cargador inalámbrico considerando su uso para camiones eléctricos y su posterior acople al convertidor multinivel modular matricial.
- Adaptar el esquema de control del convertidor multinivel modular matricial para el acople del cargador inalámbrico diseñado.

2.6. Alcances y Limitaciones

- Solo se realizarán simulaciones en software “Matlab Simulink”, no se realizarán pruebas experimentales.
- El diseño físico de las bobinas podría no estar considerado debido a que se considerarán mayormente parámetros eléctricos.

2.7. Metodología

El desarrollo se hará mediante simulaciones hechas por el software “Matlab Simulink” y mediante investigaciones del arte.

2.8. Temario

En capítulo 3 se abordarán los conceptos del cargador inalámbrico basado en IPT, considerando su estructura y su diseño para un uso monofásico a alta eficiencia, que posteriormente será escalado para ser utilizado para la carga de camiones eléctricos.

El capítulo 4 se enfocará en adaptar los conceptos de alta eficiencia desarrollados en el capítulo 4 a un uso trifásico y así cumplir el primer y el segundo objetivo.

El capítulo 5 presentará al M3C considerando su topología, modelo y control para luego adaptarlo para su uso en un cargador inalámbrico trifásico y así cumplir el 3er objetivo.

El capítulo 6 presentaran las simulaciones relacionadas con los capítulos 3, 4 y 5, comprobando que lo dicho en estos capítulos funciona correctamente y mostrando la simulación del cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos utilizando el M3C, lo que finalmente completara el objetivo general de este trabajo y probará si la tesis propuesta se cumple.

3. Cargadores inalámbricos monofásicos

3.1. Introducción

En este capítulo se explicará el concepto de un cargador inalámbrico y las partes que componen a uno monofásico para usos de carga de vehículos eléctricos para luego explicar cómo aumentar su eficiencia y como adaptarlo para su uso en la carga de camiones eléctricos. Posteriormente se adaptará este diseño a trifásico en el capítulo 4.

3.2. Tecnología de Transmisión de Potencia Inalámbrica (WPT) basada en Transmisión de Potencia Inductiva (IPT)

La tecnología WPT ha sido propuesta ya sea para cargar de forma más cómoda los aparatos eléctricos o para mejorar la seguridad al cargarlos. Particularmente, la tecnología basada en IPT consiste en la utilización de la ley de inducción de Lenz y Faraday para transmitir potencia, donde se tiene la interacción de 2 campos eléctricos de 2 o más bobinas, pertenecientes a un lado transmisor o “Tx” y a otro lado llamado receptor o “Rx”. Entre los proyectos más significativos de sistemas WPT basados en IPT están el “PATH” en USA en 1982, el cual logró alimentar un EV con una distancia Tx/Rx de 50-100 [mm] a 400 [Hz] con una eficiencia del 60% [12]. Cabe mencionar que la tecnología IPT esta generalmente pensada para la transmisión de potencia a distancias cortas, para distancias largas se tienen otros métodos WPT menos eficientes o más costosos, pero con mayor capacidad de transmisión a distancia como el método de carga inalámbrica por radio frecuencia, microondas o el método de carga inalámbrica por láser [12].

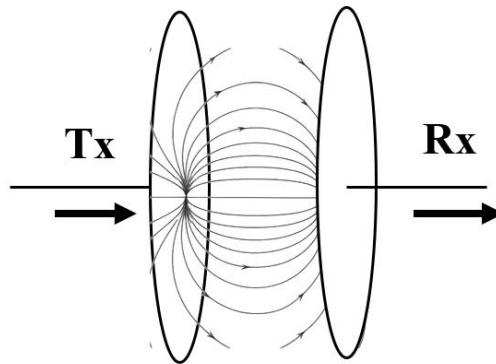


Fig. 3.1 Bobinas cargador inalámbrico, lados Tx y Rx.

En 2007, investigadores del Instituto Nacional de Massachussets (MIT) [16] propusieron añadir a la topología un filtro que haga entrar en resonancia las bobinas. Si bien lograron alcanzar un 40% de eficiencia con este filtro, se debe considerar que entre Tx y Rx habían 2 [m], lo que es una distancia considerable para los sistemas IPT, por lo que se trataría de una hazaña. Esta mejora significativa volvió a esta tecnología más atractiva para la industria eléctrica y electrónica. Estos filtros resonantes son comúnmente referidos en la literatura como “tanques resonantes”.

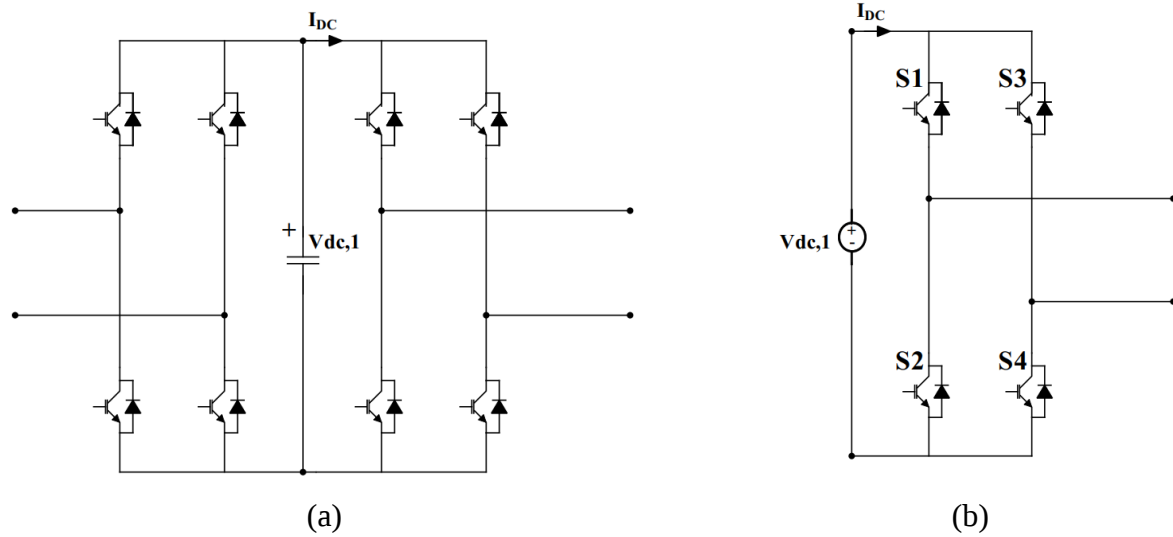
Los sistemas IPT utilizan frecuencias altas para aumentar la eficiencia de la transmisión de potencias, por lo que se utiliza convertidores AC/AC que para aumentar la frecuencia de la señal que alimenta al cargador. En la práctica, esto aumenta el efecto “skin” de los cables, además de causar un mayor estrés de corriente en las bobinas y un mayor estrés de voltaje en los capacitores, ocasionando una pérdida de energía considerable en forma de calor. Por ello, se utiliza cable “litz” con un gran número de hebras, que permite reducir el estrés percibido al aumentar la frecuencia [17] y también el efecto skin ya que los cables son trenzados a modo de cancelar la interacción entre los conductores, los que también, al ser más delgados, reducen dicho efecto.

3.3. Partes de un cargador inalámbrico de EVs

La tecnología IPT ha sido ampliamente propuesta para la carga de EVs en la literatura, destacándose por su facilidad de carga, su mayor seguridad al usuario y su alta eficiencia. Las partes de un cargador inalámbrico basado en IPT se describirán a continuación:

3.3.1 Convertidor AC/AC

Se trata de un convertidor generalmente basado en Convertidor de Fuente de Voltaje (VSC) que se encarga de alimentar el sistema IPT con una señal de voltaje a cierta amplitud y a una alta frecuencia, por lo que deben estar compuestos de semiconductores que puedan conmutar rápidamente. Por lo general, se utilizan convertidores de esquema back-to-back (AC/DC/AC) tipo AFE como el mostrado en Fig. 3.2 (a), que requieren de un capacitor grande en su enlace DC para funcionar, lo que sacrifica espacio y disminuye su robustez ya que, si este capacitor falla, el sistema completo deja de funcionar. En la literatura, este convertidor se suele simplificar como una fuente de voltaje DC y un inversor tipo AFE, tal como se muestra en Fig. 3.2 (b).



(a) Convertidor AC/AC back-to-back tipo AFE monofásico, (b) Simplificación de convertidor AC/AC a inversor monofásico.

Fig. 3.2 Convertidor AC/AC utilizado en cargador inalámbrico monofásico.

La modulación de este tipo de convertidores suele ser de “cruce por 0”, donde se compara una sinusoidal a la frecuencia de resonancia (ω_0) deseada y amplitud “1” con una constante de 0. En el caso del inversor mostrado en Fig. 4.2 (b), si la sinusoidal es mayor a 0 entonces se encienden los semiconductores S2 y S3 mientras que S1 y S4 se encuentran apagados, si es menor entonces se encienden S1 y S4 mientras que S2 y S3 se encuentran apagados, quedando así la estructura presentada en Fig. 4.3. Esto genera una señal cuadrada en su salida, teniendo así un Índice de Distorsión Armónica (THD) considerable, sin embargo, gracias al tanque resonante esta señal es filtrada, convirtiéndose así en una señal más cercana a una sinusoidal antes de entrar en las bobinas.

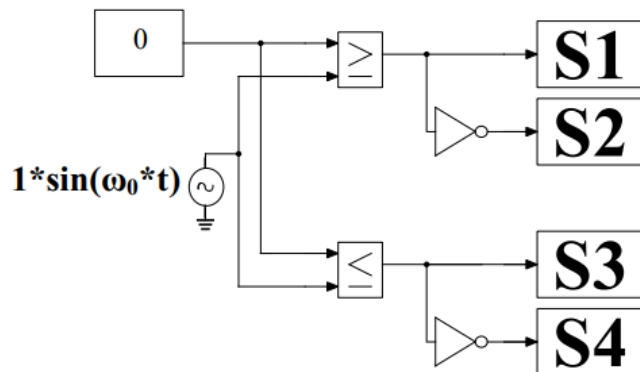


Fig. 3.3 Estructura de modulación de cruce por 0, inversor monofásico.

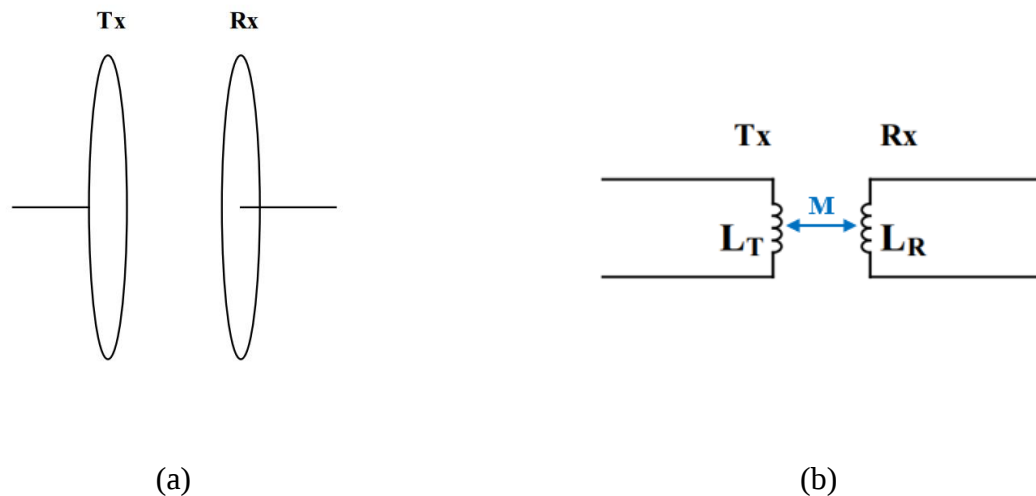
La frecuencia ω_0 tiene un rol fundamental en el diseño de un cargador inalámbrico basado en IPT. En sistemas IPT de potencias altas, el aumento de la frecuencia trae ventajas como la disminución

del número de vueltas de las bobinas, el tamaño de las bobinas y capacitores del filtro resonante, las pérdidas relacionadas al núcleo, las pérdidas en el blindaje de la bobina y las emisiones electromagnéticas. Sin embargo, el aumento de la frecuencia aumenta las pérdidas por conmutación, así como las pérdidas por efecto skin [15] [19].

La Sociedad de Ingenieros en Automóviles (SAE) recomienda utilizar una frecuencia de resonancia de 85[kHz] con un ancho de banda de entre 81.38[kHz] a 90[kHz] en el RP J2954 [14].

3.3.2 Pads cargadores

Esta es la parte principal del sistema IPT, aquí es donde se ubica la transmisión inalámbrica de potencia desde la estructura del cargador hacia el EV. Consiste en 2 “pads” de bobinas, uno corresponde a la bobina transmisora o “Tx” y el otro a la bobina receptora o “Rx”. A efectos de simulación y modelo, estos pads consisten en el lado primario y secundario de una inductancia mutua o transformador con núcleo de aire.



(a) Pads de sistema IPT monofásico, (b) Modelo de pads de sistema IPT monofásico como inductancias mutuas.

Fig. 3.4 Pads cargadores monofásicos.

Los principales conceptos a tener en cuenta en estos pads son las inductancias propias L y la inductancia mutua M . La inductancia propia es la propiedad de oponerse a la corriente que tiene cada bobina, esta depende de parámetros físicos y de la frecuencia de operación, pues a más alta frecuencia de operación, más se puede reducir esa inductancia [15], los valores para la inductancia propia en la literatura suelen estar en el rango de entre los [μ H] a los [mH]. Por otro lado, la inductancia mutua determina que tanta fuerza electromotriz (FEM) es transmitida entre un par de bobinas, esta inductancia se puede determinar mediante la siguiente ecuación:

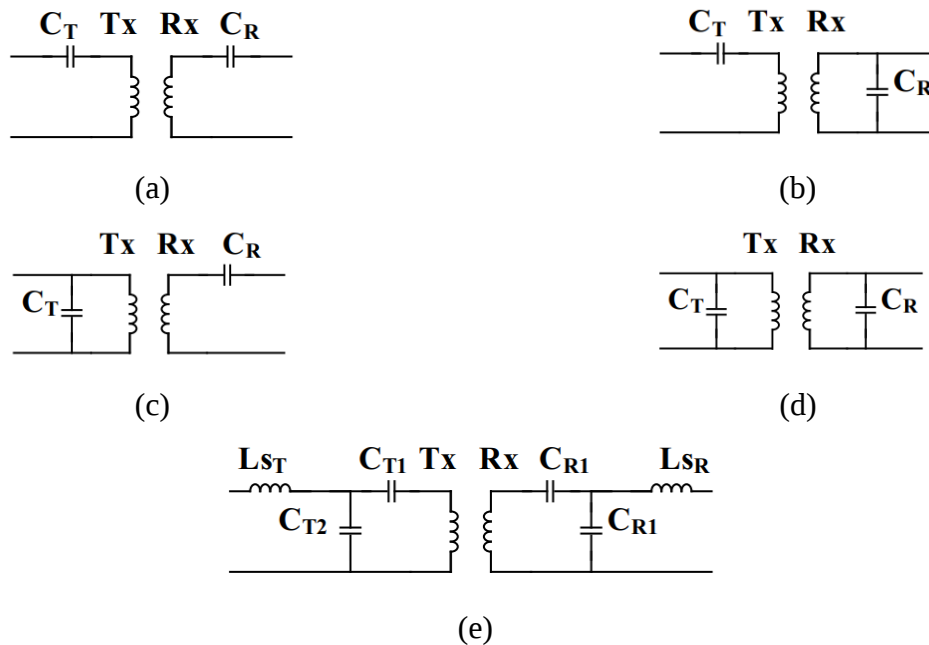
$$M = k\sqrt{L_T L_R} \quad (1)$$

El factor de acoplamiento k se encuentra en el rango de entre 0 a 1, donde entre más cerca de 1 se encuentre, mejor acoplamiento presenta y, por ende, tiene una mayor capacidad de transmisión de potencia. Este factor depende de parámetros físicos de las bobinas, tales como su geometría, su número de espiras, el material, la distancia que hay entre cada una de estas, etc.

Otro aspecto que a tomar en cuenta del factor de acoplamiento es como este se ve afectado en los desalineamientos físicos entre el transmisor y receptor, esto repercute en la inductancia mutua, disminuyéndola [17], lo que termina exigiendo que el usuario posicione de forma correcta el vehículo para garantizar una buena transmisión de potencia.

3.3.3 Tanque resonante

Consisten en un arreglo de capacitores, inductores y/o resistencias que, al estar dispuestas en serie o paralelo con las inductancias de las bobinas Tx y Rx del cargador, las hacen entrar en resonancia. Existen varias topologías de tanques resonantes, algunas de las topologías se pueden observar en Fig. 3.5.



(a) Capacitor Serie-Serie (S-S), (b) Capacitor Serie-Paralelo (S-P), (c) Capacitor Paralelo-Serie (P-S), (d) Capacitor Paralelo-Paralelo (P-P), (e) Inductor-Capacitor (LCC)

Fig. 3.5 Topologías para tanques resonantes.

Para usos de carga de EVs, se recomienda la topología “S-S” mostrada en Fig. 3.5 (a) debido a su alta eficiencia y bajo estrés de corriente y voltaje en las bobinas, aunque la configuración LCC

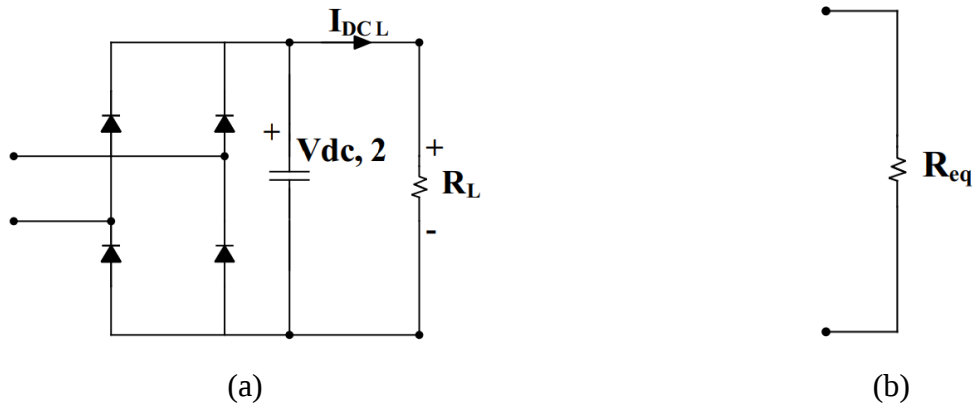
mostrada en Fig. 4.5 (e) permite un aún más bajo estrés de corriente en Tx en condiciones de desalineamiento [17]. Los capacitores C_T y C_R correspondientes al lado transmisor y el lado receptor respectivamente, se diseñan según (2) y (3) para la configuración mostrada en Fig. 3.5 (e), donde L_T corresponde a la inductancia propia de la bobina transmisora y L_R corresponde a la inductancia propia de la bobina receptora.

$$C_T = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_T} \quad (2)$$

$$C_R = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_R} \quad (3)$$

3.3.4 Rectificador

En esta etapa se rectifica la corriente AC proveniente del pad receptor luego de pasar por el filtro S-S para poder cargar la batería del EV. Si se considera el comportamiento de la potencia en la batería del EV como constante y ajustable en el control, esta puede ser aproximada a una **carga resistiva DC R_L** . Cabe mencionar que esta no es la forma más adecuada de modelar una batería de un EV, sin embargo, por simplicidad, se hará este estudio considerando una resistencia DC. En esta etapa se pueden utilizar rectificadores de Transistores Bipolares de Puerta Aislada (IGBT) o Transistores de Efecto de Campo Metal-Oxido-Semiconductor (MOSFET), o bien, puentes de diodos como se muestra en Fig. 3.6 (a).



(a) Rectificador monofásico de puente de diodos y resistencia DC de carga, (b) Representación de resistencia DC e inversor como resistencia AC.

Fig. 3.6 Rectificador monofásico y carga DC.

La resistencia DC de la batería R_L se puede expresar como la carga AC R_{eq} mostrada en Fig. 3.6 (b) mediante la siguiente ecuación.

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L \quad (4)$$

3.4. Modelo general de un cargador inalámbrico monofásico.

De acuerdo a lo descrito en el apartado 3.3, el cargador inalámbrico se puede representar como muestra Fig. 3.7.

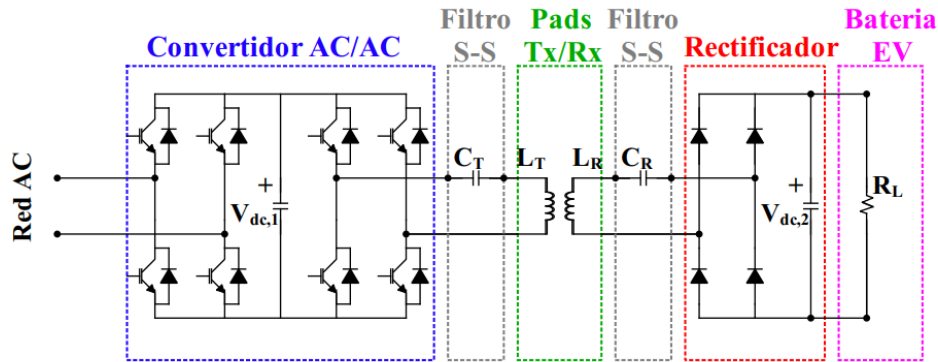


Fig. 3.7 Circuito de cargador inalámbrico monofásico basado en IPT.

Los capacitores del tanque resonante y las inductancias de las bobinas tienen pérdidas resistivas asociadas [18], estas se pueden identificar como R_{TL} y R_{RL} para las bobinas Tx y Rx respectivamente, mientras que R_{TC} y R_{RC} corresponden a las pérdidas resistivas asociadas a los tanques resonantes del lado Tx y Rx respectivamente.

Utilizando lo anteriormente dicho, aplicando la representación del convertidor AC/AC como un inversor y la resistencia DC del EV con el rectificador como una resistencia equivalente AC R_{eq} se obtiene el siguiente circuito.

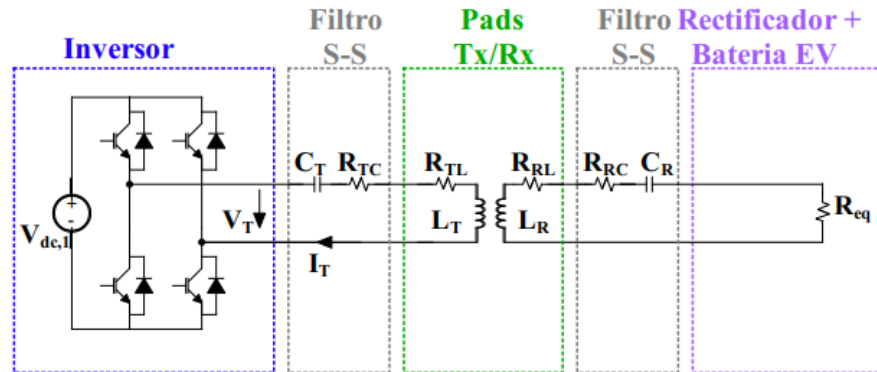
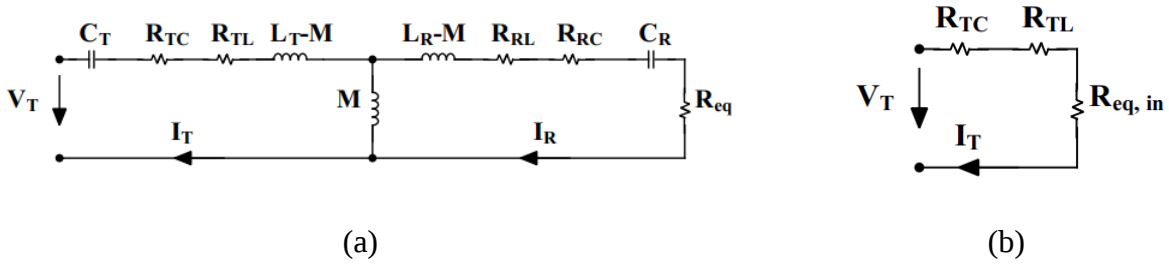


Fig. 3.8 Circuito equivalente de cargador inalámbrico monofásico basado en IPT.

Tomando el circuito AC del sistema IPT (desde el voltaje V_T), este se puede expresar como Fig. 3.9 (a).



(a) Circuito AC sistema IPT monofásico, (b) Circuito AC sistema IPT monofásico en resonancia.

Fig. 3.9 Representación de circuito AC de un cargador inalámbrico monofásico.

En base al circuito mostrado en Fig. 3.9 (a) se puede considerar que impedancia en el lado transmisor Z_T y receptor Z_R vienen dadas por:

$$Z_T = R_{TL} + R_{TC} + j \left(\omega_0 (L_T - M) - \frac{1}{\omega_0 \cdot C_T} \right) \quad (5)$$

$$Z_R = R_{RL} + R_{RC} + j \left(\omega_0 (L_R - M) - \frac{1}{\omega_0 \cdot C_R} \right) + R_{eq} \quad (6)$$

Sin embargo, si se considera que el sistema está funcionando en resonancia, se puede decir que las inductancias propias L_T y L_R se cancelan con el filtro del tanque resonante C_T y C_R a la frecuencia ω_0 , por lo tanto, el circuito AC del cargador inalámbrico funcionando en resonancia se puede representar como se muestra en Fig. 3.9 (b) y la impedancia del lado receptor Z_R se puede expresar como se muestra en (7) [18]:

$$Z_R = \frac{\omega_0^2 \cdot M^2}{R_{RL} + R_{RC} + R_{eq}} \quad (7)$$

Por lo tanto, el convertidor AC/AC del cargador inalámbrico percibe una carga resistiva AC que se representa como se muestra a continuación:

$$R_T = R_{TL} + R_{TC} + \frac{\omega_0^2 \cdot M^2}{R_{RL} + R_{RC} + R_{eq}} \quad (8)$$

3.5. Aumento de eficiencia de un cargador inalámbrico monofásico

En la literatura, existen diversas publicaciones que han aumentado la eficiencia de los cargadores inalámbricos mediante la optimización de sus parámetros [17], [20], [21]. En este documento, se basará en lo mostrado por [17] y [21], ya que presenta mayor facilidad para adaptar a un modelo trifásico.

Durante la operación en resonancia, las corrientes del lado transmisor y receptor I_T e I_R solo tienen componentes activas, por lo que la eficiencia de la potencia transferida se puede expresar como se muestra en (9).

$$\eta = \frac{I_R^2 \cdot R_{eq}}{I_R^2 R_{eq} + I_R^2 R_{acR} + I_T^2 R_{acT}} \quad (9)$$

Donde R_{ac} corresponde a la resistencia AC total y los sufijos T y R indican lado transmisor y receptor respectivamente. Las corrientes I_T e I_R se pueden expresar como se muestra en (10) y (11) respectivamente.

$$I_T = \frac{V_T \cdot (R_{eq} + R_{acR})}{\omega_0^2 \cdot M^2 + R_{eq} \cdot R_{acT} + R_{acR} \cdot R_{acT}} \quad (10)$$

$$I_R = \frac{V_T \cdot \omega_0 \cdot M}{\omega_0^2 \cdot M^2 + R_{eq} \cdot R_{acT} + R_{acR} \cdot R_{acT}} \quad (11)$$

Utilizando las ecuaciones (10) y (11) en (9) y haciendo algunos arreglos algebraicos, la eficiencia de transmisión de potencia se puede expresar como se muestra en (12).

$$\eta = \frac{\omega_0^2 \cdot M^2 \cdot R_{eq}}{(R_{eq} + R_{acR}) \cdot (\omega_0^2 \cdot M^2 - R_{eq} \cdot R_{acT} - R_{acR} \cdot R_{acT})} \quad (12)$$

La condición de máxima eficiencia en (12) se obtiene en cualquier punto de operación cuando se cumple la condición mostrada en (13).

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_{eq}} = \frac{\omega_0^2 \cdot M^2 \cdot (\omega_0^2 \cdot M^2 \cdot R_{acR} - R_{acT} \cdot R_{eq}^2 + R_{acT} \cdot R_{acR}^2)}{(R_{eq} + R_{acR})^2 \cdot (\omega_0^2 \cdot M^2 - R_{eq} \cdot R_{acT} - R_{acR} \cdot R_{acT})^2} = 0 \quad (13)$$

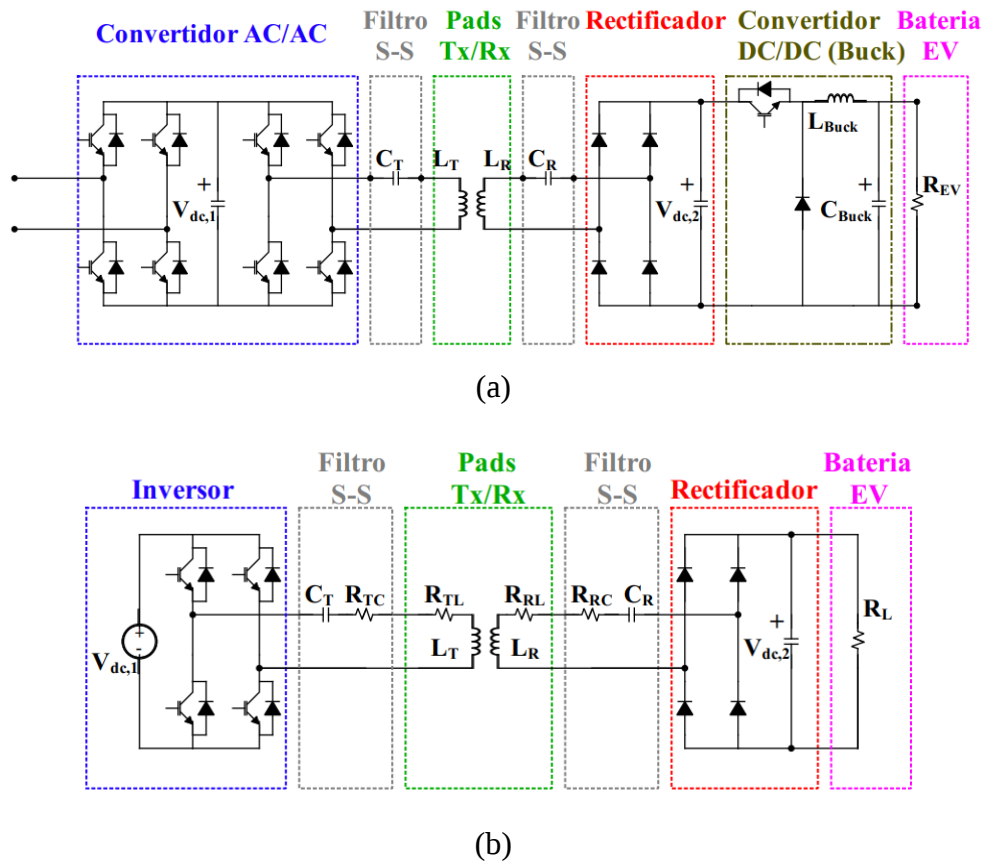
Resolviendo la ecuación (13), se obtiene la carga con la que la eficiencia de transmisión de potencia es maximizada, obteniéndose así la carga AC R_{eq} mostrada en (14).

$$R_{eq} = \sqrt{\omega_0^2 \cdot M^2 \left(\frac{R_{acR}}{R_{acT}} \right) + R_{acR}^2} \quad (14)$$

El primer término de la suma dentro de la raíz en (14) es significativamente mayor que el segundo, por lo tanto, tiene una mayor influencia sobre el valor de R_{eq} . Por ello, la ecuación (14) se puede aproximar como se muestra en (15).

$$R_{eq} \approx \omega_0 \cdot M \cdot \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} \quad (15)$$

De acuerdo a [17], esta carga se puede obtener mediante la aplicación de rectificación semi-activa o activa. También se puede lograr utilizando una rectificación sincrónica en conjunto con un convertidor DC-DC en la salida que regula la carga percibida por el sistema de tal forma que se cumpla la condición mostrada en (15), como se puede observar en Fig. 3.10 (a), donde se tiene un convertidor Buck para este caso (también podría ser un boost). En el presente documento no se discutirá esta etapa para dar más enfoque al convertidor AC/AC y a las bobinas, por lo que se utilizará un rectificador de diodos con un filtro de capacitor y una resistencia en el lado DC que representa la carga emulada por el convertidor DC-DC que cumple la condición mostrada en (15) de forma fija como se muestra en Fig. 3.10 (b).



(a) Cargador monofásico con convertidor DC/DC para emular carga (Buck en este caso), (b) Representación de convertidor AC/AC como inversor y convertidor DC/DC y carga DC R_{eq} como carga DC emulada R_L .

Fig. 3.10 Cargador monofásico de alta eficiencia.

Al igualar la ecuación (15) con la equivalencia mostrada en (4), se puede obtener la carga DC que se requiere para alcanzar la máxima eficiencia.

$$R_L \approx \frac{\pi^2}{8} \cdot \omega_0 \cdot M \cdot \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} \quad (16)$$

Donde $R_{sem T}$ corresponde a las perdidas resistivas ligadas a los semiconductores del lado transmisor y $R_{sem R}$ corresponde a las perdidas resistivas ligadas a los semiconductores del lado receptor.

Por otro lado, el voltaje DC de la carga se puede representar como se muestra a continuación.

$$V_{dc,2}^2 \approx \frac{\pi^2}{8} \cdot \eta_{rec} \cdot P_{out} \cdot \omega_0 \cdot M \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} \quad (17)$$

Donde P_{out} es la potencia de salida de las bobinas y η_{rec} es la eficiencia del rectificador utilizado en el lado de la carga. Notar que la multiplicación de P_{out} con la eficiencia η_{rec} es la potencia de salida DC P_{DC} . Si se considera un rectificador ideal, la eficiencia η_{rec} es 1, por lo tanto $P_{out} = P_{DC}$.

Aplicando lo anteriormente mencionado en (17) y aplicando algunas simplificaciones algebraicas, se puede estimar el voltaje DC en la carga en (18).

$$V_{dc,2} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DC} \cdot \omega_0 \cdot M} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} \quad (18)$$

De manera similar, el voltaje DC de entrada $V_{dc,1}$ necesario para lograr la condición de máxima eficiencia considerando utilizando la ecuación (19).

$$V_{dc,1} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DC} \cdot \omega_0 \cdot M} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acT}}{R_{acR}}} \quad (19)$$

Por otro lado, las resistencias R_{TL} y R_{RL} ligadas a las inductancias de cada bobina se pueden representar como:

$$R_{TL} = \frac{\omega_o \cdot L_T}{Q} \quad (20)$$

$$R_{RL} = \frac{\omega_o \cdot L_R}{Q} \quad (21)$$

Donde Q es el factor de calidad de la bobina, este parámetro es la relación entre la energía almacenada y la energía disipada de la bobina, si su valor es alto, entonces se tendrá una buena eficiencia de potencia transmitida [22].

3.6. Adaptación de cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia a carga de camiones eléctricos

El diseño de un cargador inalámbrico de alta eficiencia descrito en el apartado 3.5 es independiente de la carga para la que esté diseñado, por lo que se puede utilizar para distintos tipos de vehículos, ya sean livianos o vehículos pesados como camiones eléctricos. Esto hace que la adaptación implique únicamente el ajuste numérico de algunos parámetros.

Esta adaptación de parámetros numéricos también implica consideraciones en el diseño físico del cargador inalámbrico, tales como el tamaño de las bobinas, el material que se utilice en ellas, la refrigeración, etc. Esto influye en la inductancia propia, mutua y el factor de calidad que se tienen en las bobinas. Sin embargo, como en este proyecto no se enfocará en los diseños físicos del cargador, se ajustará únicamente los parámetros eléctricos necesarios para acercarlo lo más posible a un cargador inalámbrico diseñado para camiones eléctricos.

El principal parámetro a ajustar es la potencia P_{DC} que deberá ser de acuerdo a lo requerido para cargar camiones eléctricos. Según [23], en 2024 la empresa WAVE logró cargar camiones eléctricos con cargadores inalámbricos de una potencia de 500 [kW], esto permitió un tiempo de carga inalámbrica ultra-rápida de menos de 15 minutos. Este valor coincide con la potencia de carga inalámbrica más alta sugerida por la SAE J2954 [14]. Por lo tanto, se puede decir que para asegurar que se puedan cargar vehículos pesados como camiones eléctricos, se puede diseñar con una potencia $P_{DC} = 500$ [kW].

Si bien las inductancias propias, mutuas y el factor de calidad dependen de parámetros físicos y el presente documento no se enfocará en estos últimos, se puede tener un acercamiento a las bobinas diseñadas para este tipo de potencia mediante el paso de sus parámetros al sistema Por Unidad (p.u) de unas bobinas diseñadas para cualquier potencia determinada y posteriormente “escalarlas” a el nivel de potencia en el que se va a trabajar. En este caso, se optó por utilizar las bobinas de [17] que están diseñadas para 20 [kW]. Para escalar esta bobina a 500 [kW] se deberán usar las siguientes ecuaciones para obtener los valores base.

$$S_{base\ anterior} = \frac{|P|}{FP} \quad (22)$$

$$V_{base\ anterior} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{cuadrada}}{\sqrt{2}} \quad (23)$$

$$Z_{base\ anterior} = X_{base\ anterior} = \frac{V_{base\ anterior}^2}{S_{base\ anterior}} \quad (24)$$

$$L_{base\ anterior} = \frac{X_{base\ anterior}}{\omega_0} \quad (25)$$

Donde $S_{base\ anterior}$ es la potencia aparente base que tiene el sistema cuando funciona a 20 [kW], FP y $V_{cuadrada}$ corresponden al factor de potencia y la amplitud de voltaje de señal cuadrada respectivamente entre inversor-tanque resonante y tanque resonante-rectificador. Esto es debido a que el factor de potencia y el voltaje que se tiene entre tanque resonante-bobinas es modificado por los capacitores del filtro S-S, lo que magnifica la potencia reactiva entre estos, pero mejora la eficiencia de transmisión de potencia y el FP luego del filtro, por lo que no es apto utilizar el FP que hay entre bobina-tanque resonante para el paso p.u.

Una vez calculadas las bases para el lado Tx y Rx del cargador considerando las ecuaciones (23)-(25) (la ecuación (22) es la misma para ambos lados), se procede a calcular los valores en p.u mediante las siguientes ecuaciones.

$$L_{(T,R)\ pu} = \frac{L_{(T,R)}}{L_{base\ anterior}} \quad (26)$$

$$M_{pu} = \frac{M}{L_{base\ anterior}} \quad (27)$$

Para adaptar estas inductancias a la nueva potencia se considerará la razón entre la potencia aparente anterior y la nueva a la que se quiere adaptar, si se considera que se desea conservar el mismo factor de potencia FP , entonces esta razón será como se muestra a continuación.

$$Razón = \frac{S_{base\ nueva}}{S_{base\ anterior}} = \frac{\frac{|P_{nueva}|}{FP}}{\frac{|P_{anterior}|}{FP}} = \frac{|P_{nueva}|}{|P_{anterior}|} \quad (28)$$

Con esta razón se pueden escalar los valores base. Este escalado puede ser de tal forma que se conserve el voltaje, lo que disminuirá el tamaño de las bobinas, pero aumentará la corriente, también

puede hacerse de tal forma que se conserve la corriente, pero al precio de aumentar el tamaño de las bobinas y aumentar el voltaje o bien, se puede aumentar únicamente la potencia lo que aumentará el voltaje y la corriente, pero mantendrá los mismos parámetros de la bobina. En este caso se optará por mantener las corrientes iguales para así no aumentar las perdidas por calor ($P_{calor} = I^2 \cdot R$), para ello, los nuevos valores base se obtendrán de la siguiente manera.

$$V_{base\ nuevo} = V_{base\ anterior} \cdot Razon \quad (29)$$

$$Z_{base\ nuevo} = X_{base\ nuevo} = Z_{base\ anterior} \cdot Razon \quad (30)$$

$$L_{base\ nuevo} = \frac{X_{base\ nuevo}}{\omega_0} \quad (31)$$

Posteriormente, las ecuaciones en p.u. obtenidas en (26) y (27) son transformadas a valores reales mediante la multiplicación de los nuevos valores base con los valores por unidad.

$$L_{(T,R)\ nuevo} = L_{(T,R)\ pu} \cdot L_{base\ nuevo} \quad (32)$$

$$M_{(T,R)\ nuevo} = M_{(T,R)\ pu} \cdot L_{base\ nuevo} \quad (33)$$

En cuanto al factor de calidad Q, se conservará el mismo para así mantener el mismo performance que se tenía en [17] y conservar la misma relación de energía almacenada/disipada, esto implicará que las resistencias ligadas a las inductancias propias de las bobinas presentadas en las ecuaciones (20) y (21) aumentarán según la razón mostrada en (28).

De este modo, se puede escalas las bobinas de un cargador inalámbrico a cualquier potencia, conservando el mismo valor de corriente.

3.7. Discusión de resultados

Según lo obtenido en este capítulo, un cargador inalámbrico basado en IPT se compone de un convertidor AC/AC que debe operar a altas frecuencias que, generalmente se trata de un AFE basado en IGBT o MOSFET, 2 pads de bobinas que se relacionan entre sí de forma inalámbrica para transmitir la potencia de transmisor a receptor, donde la relación de ambas se suele representar como una inductancia llamada inductancia mutua, además, cada bobina tendrá una resistencia ligada al factor

de calidad, la frecuencia de operación y la inductancia propia como se muestra en (20) y (21) . También se tiene un tanque resonante para cada bobina que permite aumentar la capacidad de transmisión de potencia, este puede tener distintos tipos de topologías como se muestra en Fig. 3.5 y en el caso de la topología S-S que se utilizará, el modelo se puede observar en (2) y (3). Finalmente, se tiene un rectificador que se encarga de convertir la señal AC proveniente del cargador a DC para la batería del EV. Para aumentar la eficiencia de este, se puede agregar adicionalmente un convertidor DC/DC a la salida del rectificador para emular una carga resistiva ideal mostrada en (16). En este caso, se utilizará dicha estrategia, pero se profundizará únicamente hasta la carga ideal, sin pasar por el diseño del convertidor DC/DC.

Las inductancias propias de cada bobina y la relación que tienen estas 2 para generar una inductancia mutua dependerá de parámetros físicos del diseño de esta. En este informe, no se ahondará en el diseño físico, sin embargo, si se realizará un acercamiento mediante un escalado de estas bobinas dependiendo de la potencia para la que se quiere utilizar.

Todo lo obtenido anteriormente corresponde al diseño de un cargador inalámbrico monofásico basado en IPT de alta eficiencia, sin embargo, para adaptar este diseño al convertidor matricial, deberá ser trifásico, esto además permitirá reducir el estrés provocado por las altas potencias al dividirlo en las 3 fases del cargador. Es por ello que, en el siguiente capítulo, se verá como adaptar este diseño de alta eficiencia a una topología trifásica.

4. Cargadores inalámbricos trifásicos

4.1. Introducción

A continuación, se presentará los cargadores inalámbricos trifásicos, haciendo énfasis en las diferencias que se tienen con respecto a monofásicos y como adaptar el diseño de alta eficiencia a este tipo de topología.

4.2. Concepto de cargador inalámbrico trifásico.

Los cargadores inalámbricos trifásicos basados en IPT funcionan bajo el mismo principio que los monofásicos y en general, con la misma estructura en su topología, pero considerando 3 fases. Esto permite que en potencias altas se reduzca el tamaño del cargador y se tenga la posibilidad de proveer de un campo magnético más uniforme que permite una mejor utilización del espacio y una transmisión de potencia más suave [1], lo que permitiría reducir el estrés percibido por las bobinas adicionalmente. Esto hace que para la carga de EVs pesados como camiones eléctricos, sea más conveniente utilizar un cargador trifásico.

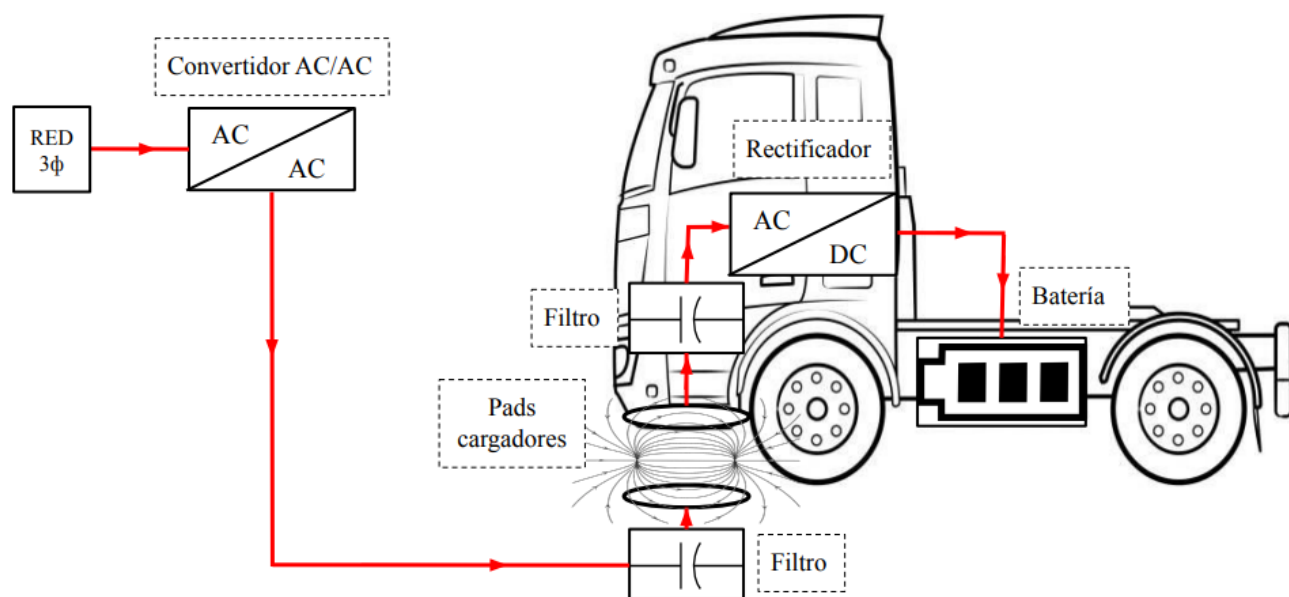
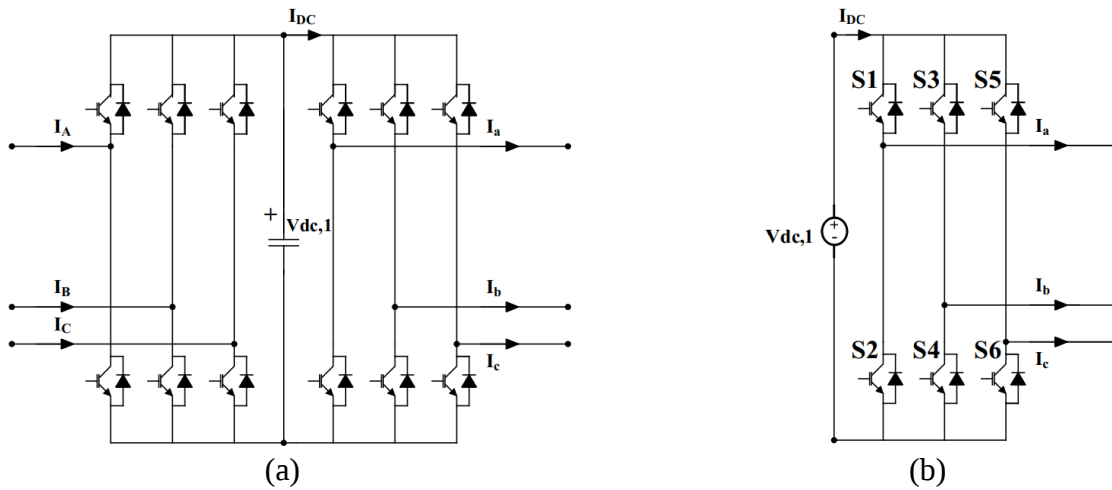


Fig. 4.1 Cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos.

Como ahora se tienen 3 fases, se añadirán algunas complejidades mayormente ligadas a las bobinas, estas se abordarán en el siguiente capítulo.

4.3. Composición de un cargador inalámbrico trifásico.

El convertidor eléctrico utilizado para alcanzar frecuencias altas suele ser de esquema back-to-back tipo AFE como el mostrado en Fig. 4.2 (a) y se puede representar como inversor trifásico tipo AFE como se muestra en Fig. 4.2 (b).



(a) Convertidor AC/AC back-to-back trifásico tipo AFE, (b) representación de convertidor AC/AC en inversor trifásico tipo AFE.

Fig. 4.2 Convertidor AC/AC back-to-back trifásico tipo AFE para cargador inalámbrico trifásico.

Similarmente, este convertidor suele convertir la señal AC de entrada en una señal AC cuadrada con una frecuencia de 85 [kHz], regulada por la recomendación de la SAE J2954.

Al igual que en los sistemas monofásicos, estos convertidores suelen generar una señal cuadrada con alto THD al estar modulados mediante “cruce por cero”, donde se compara las señales de 3 sinusoidales de amplitud 1, frecuencia ω_0 y desfasadas entre sí por 120° con el valor constante de 0. En el caso del inversor mostrado en Fig. 4.2 (b), si la sinusoidal con desfase 0° es mayor a 0 entonces se encenderá S1 y S2 estará apagado, si es menor, entonces S2 se encenderá y S1 se apagará. De forma análoga, la sinusoidal desfasada en 120° controla de esta misma forma S3 y S4 mientras que la sinusoidal desfasada en -120° controla S5 y S6, quedando así la estructura de modulación como se muestra en Fig. 4.3.

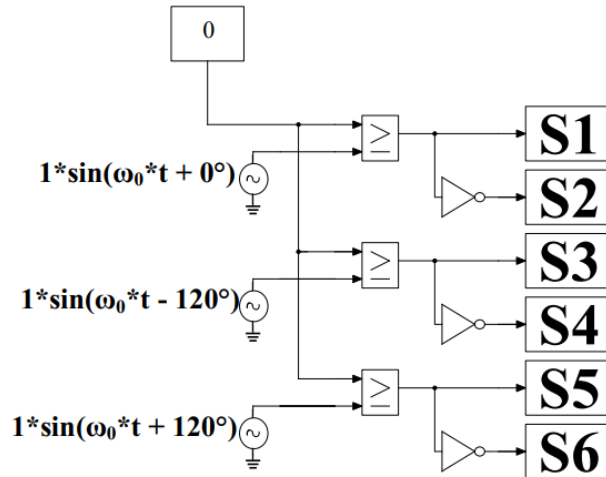
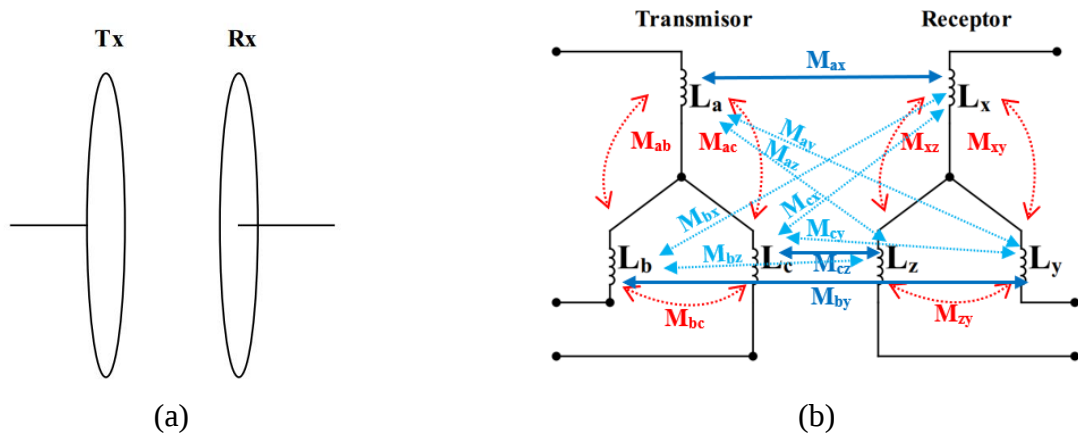


Fig. 4.3 Estructura de modulación de cruce por 0, inversor trifásico.

En los sistemas IPT trifásicos se tendrán 3 bobinas por lado del cargador, las cuales corresponden a las fases de cada lado, las bobinas se pueden representar como un transformador trifásico.



(a) Bobinas transmisoras y receptoras de sistema IPT trifásico, (b) Representación de bobinas de sistema IPT trifásico.

Fig. 4.4 Bobinas transmisoras y receptoras de IPT trifásico e inductancias mutuas.

Las conexiones de las bobinas de fase suelen ser en configuración estrella-estrella (Y-Y), aunque en [6] se menciona que cambiando la conexión a delta-delta (Δ - Δ) se puede reducir el estrés percibido por los capacitores en el tanque resonante.

En el uso trifásico de los sistemas IPT, se tienen múltiples inductancias mutuas M como se muestra en Fig. 4.4 (b), ya que la bobina de cada fase de cada pad interactúa con el resto de bobinas de las demás fases de ambos pads del cargador.

Las inductancias mutuas que no corresponden a la misma fase reflejada en el otro pad del cargador son llamadas “inductancias mutuas de interfase” y están marcadas en rojo y celeste en Fig.

4.4 (b). Lo ideal, es que solo exista la inductancia mutua entre las mismas fases en ambos pads del cargador inalámbrico ya que la presencia de las inductancias mutuas de interfase genera pérdidas y desbalances, por lo que se suelen minimizar.

Entre los factores que más afectan la determinación de las inductancias propias y mutuas es la forma física en que están dispuestas las bobinas de cada fase en los pads. Una técnica utilizada es la del “overlapping” que consiste en sobreponer por un ángulo α la bobina de una fase sobre otra fase adyacente en el mismo pad. Esta técnica es generalmente utilizada en pads en forma de anillo [2], [4], [6], aunque también se ha probado en pads con geometría rectangular [5]. La técnica del overlapping permite un mejor acoplamiento, mejorando la densidad de potencia transmitida [5] y minimizando las inductancias mutuas de interfase [6], al punto de que pueden ser consideradas despreciables. Otra técnica es la presentada en [1], donde al desfazar físicamente las bobinas de las fases de los pads por más de 90° , se hace que las inductancias mutuas de interfase sean negativas, lo que mejora la potencia transferida resultando en una mejor utilización del área de superficie utilizada por el pad. De esta forma se puede decir que la determinación de las inductancias propias, así como la del factor de acoplamiento k depende de gran manera de la forma física en que estén dispuestas las bobinas.

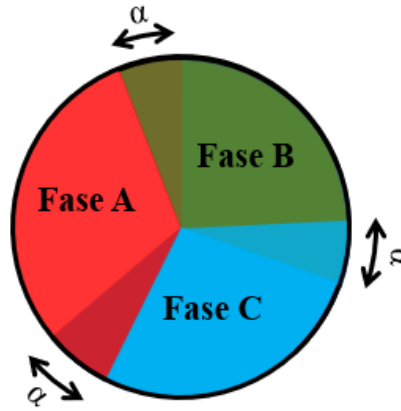


Fig. 4.5 Bobina con overlapping.

La matriz de inductancias propias y mutuas mostradas en Fig. 4.4 (b) se define en (34) [1], donde a, b, c son las fases del pad transmisor mientras que x, y, z son las fases del pad receptor:

$$L = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{ax} & M_{ay} & M_{az} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bx} & M_{by} & M_{bz} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cx} & M_{cy} & M_{cz} \\ M_{xa} & M_{xb} & M_{xc} & L_x & M_{xy} & M_{xz} \\ M_{ya} & M_{yb} & M_{yc} & M_{yx} & L_y & M_{yz} \\ M_{za} & M_{zb} & M_{zc} & M_{zx} & M_{zy} & L_z \end{bmatrix} \quad (34)$$

Donde las inductancias mutuas $M_{ax}, M_{by}, M_{cz}, M_{xa}, M_{yb}, M_{zc}$ corresponden a las inductancias mutuas entre las fases correspondientes de los 2 pads mientras que las inductancias L corresponden a las inductancias propias de cada una de las bobinas. La matriz presentada en (34) es diagonalmente simétrica, por lo que se tiene que $M_{ij} = M_{ji}$. El resto de inductancias mutuas que no son las mencionadas anteriormente son las inductancias mutuas de interfase que se deben disminuir.

El filtro S-S sigue siendo el diseño de tanque resonante más conveniente para usos en carga inalámbrica de EVs y el diseño de sus capacitores sigue siendo regido por (2) y (3), sin embargo, en este caso, se tendrán 6 capacitores en serie por cada fase como se muestra en Fig. 4.6, que dependerán de la frecuencia de resonancia ω_0 y la inductancia propia L de la bobina de la fase correspondiente como se muestra en (35).

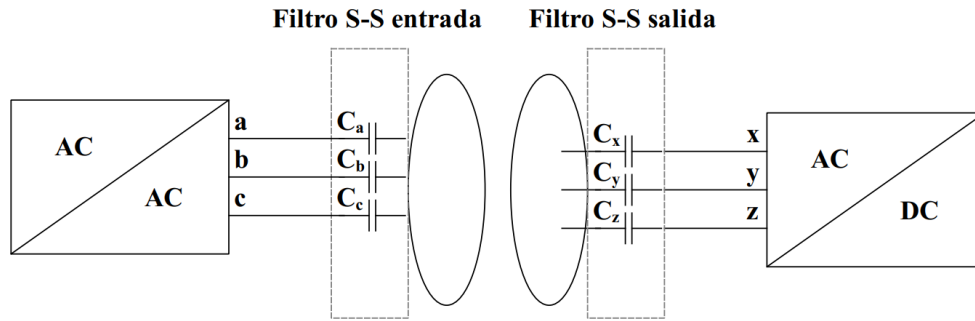


Fig. 4.6 Filtros S-S trifásico.

$$C_{(a,b,c,x,y,z)} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_{(a,b,c,x,y,z)}} \quad (35)$$

Si no se consideran estrategias para disminuir las inductancias mutuas de interfase, el cálculo de estos filtros puede ser afectado por las inductancias mutuas de interfase del mismo pad, en algunos estudios como [4] y [6] se desprecia este efecto ya que se asume una estrategia para disminuir las inductancias mutuas de interfase, sin embargo, en otros como [1], [2], [5] se suele considerar, desglosando la ecuación (35) en las siguientes ecuaciones:

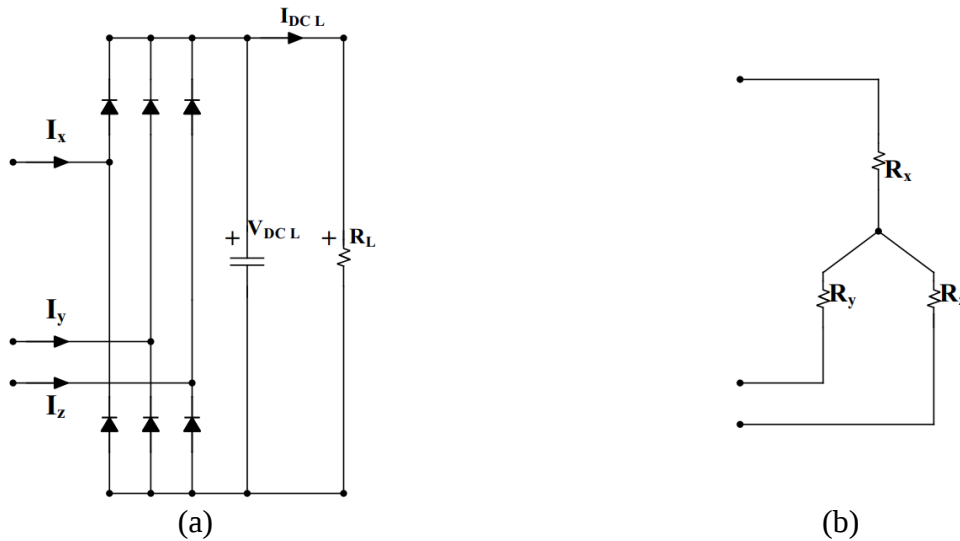
$$C_{(a,x)} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_{(a,x)} - M_{(ab,xy)} - M_{(ac,xz)} + M_{(bc,yz)})} \quad (36)$$

$$C_{(b,y)} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_{(a,x)} - M_{(ab,xy)} + M_{(ac,xz)} - M_{(bc,yz)})} \quad (37)$$

$$C_{(c,z)} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_{(a,x)} + M_{(ab,xy)} - M_{(ac,xz)} - M_{(bc,yz)})} \quad (38)$$

La etapa de rectificación también cambia con la topología trifásica, utilizándose ahora la ecuación (39) para transformar una carga resistiva DC rectificada en una carga AC en conexión Y.

$$R_x = R_y = R_z = R_{eq} = \frac{6}{\pi^2} \cdot R_L \quad (39)$$



(a) Rectificador trifásico en base a puente de diodos con carga DC, (b) Representación como carga AC trifásica.

Fig. 4.7 Rectificador trifásico con carga DC y representación como carga AC

4.4. Esquema general y modelo de cargador trifásico

Los sistemas IPT trifásicos se pueden representar como se observa en la siguiente figura.

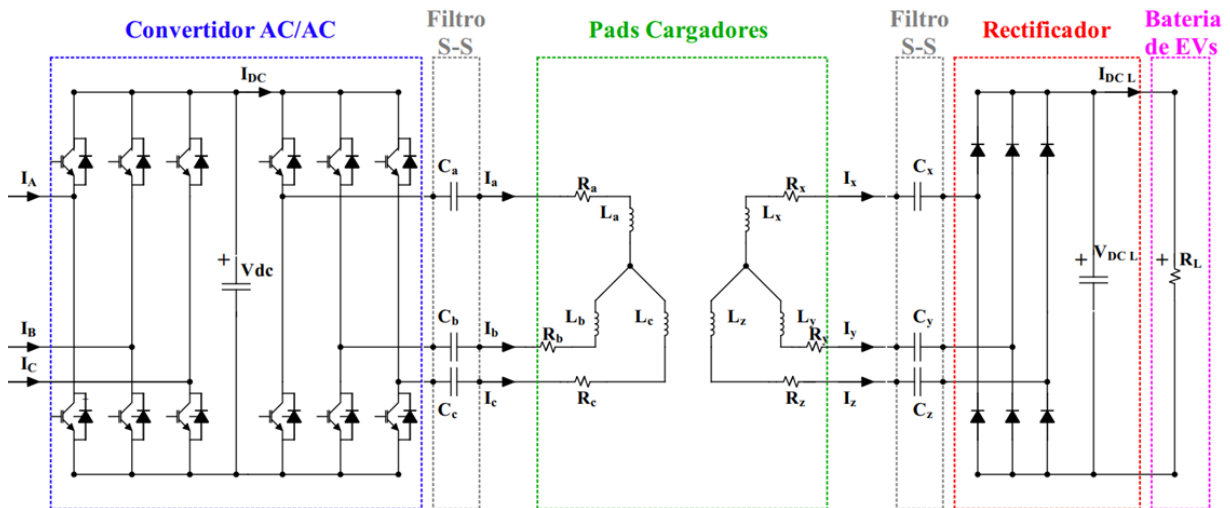


Fig. 4.8 Circuito equivalente de cargador inalámbrico trifásico basado en IPT.

En este trabajo se considerará la utilización de la técnica de overlapping, por lo que las inductancias mutuas de interfase se asumirán mínimas (0), de modo que se pueden utilizar las mismas ecuaciones de mejora de eficiencia que en el diseño monofásico. Por lo tanto, la matriz de inductancias en (34) se representa como:

$$L = \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & M_{ax} & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 & 0 & M_{by} & 0 \\ 0 & 0 & L_c & 0 & 0 & M_{cz} \\ M_{xa} & 0 & 0 & L_x & 0 & 0 \\ 0 & M_{yb} & 0 & 0 & L_y & 0 \\ 0 & 0 & M_{zc} & 0 & 0 & L_z \end{bmatrix} \quad (40)$$

Como las inductancias mutuas de interfase se asumen 0, las ecuaciones para obtener los capacitores del tanque resonante será la mostrada en (35), donde se calculará el capacitor en serie para cada fase considerando la inductancia propia de cada bobina.

Cabe mencionar que en este trabajo no se ahondará en el diseño del ángulo α del overlapping como tal puesto a que se enfocará más en el lado del convertidor y la adaptación del sistema trifásico.

Esta técnica permite que cada fase del cargador sea como un sistema monofásico, por lo que la expresión mostrada en (8) se pueden reutilizar para el sistema trifásico quedando como se muestra a continuación.

$$R_{T(a,b,c)} = R_{(a,b,c)} + \frac{\omega_0^2 \cdot M_{(xa,yb,zc)}^2}{R_{(x,y,z)} + \frac{6}{\pi^2} \cdot R_L} \quad (41)$$

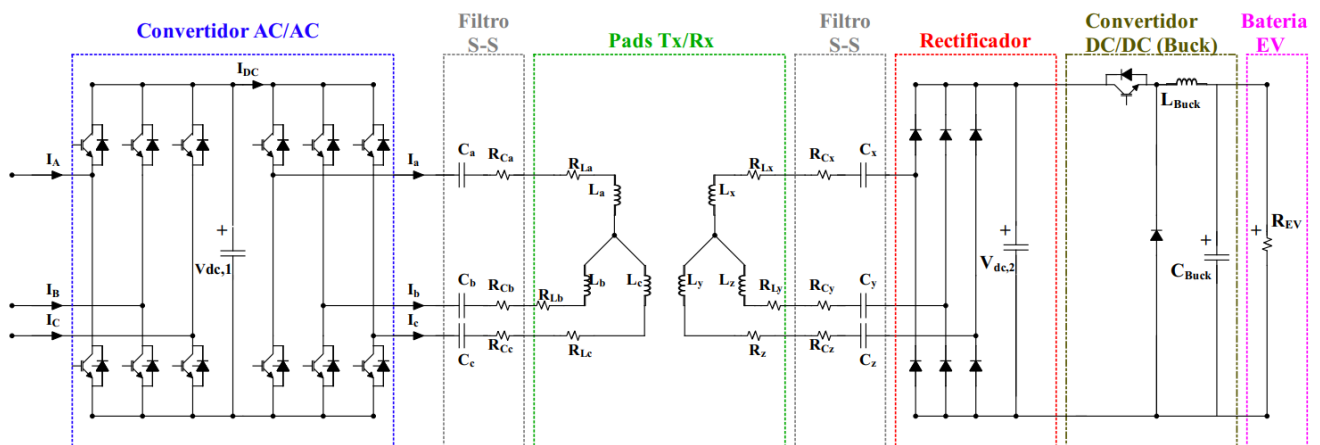
Donde $R_{(a,b,c)}$ y $R_{(x,y,z)}$ corresponden a las resistencias AC asociadas al circuito de cada bobina de cada fase mientras que $M_{(xa,yb,zc)}$ corresponden a las inductancias mutuas entre las mismas fases que son equivalentes a $M_{(ax,by,cz)}$ y R_L corresponde a la resistencia asociada a la batería del vehículo. De este modo, cada fase del lado transmisor percibe una carga puramente resistiva que viene dada por la ecuación (29).

4.5. Adaptación de cargador inalámbrico de alta eficiencia monofásico a trifásico.

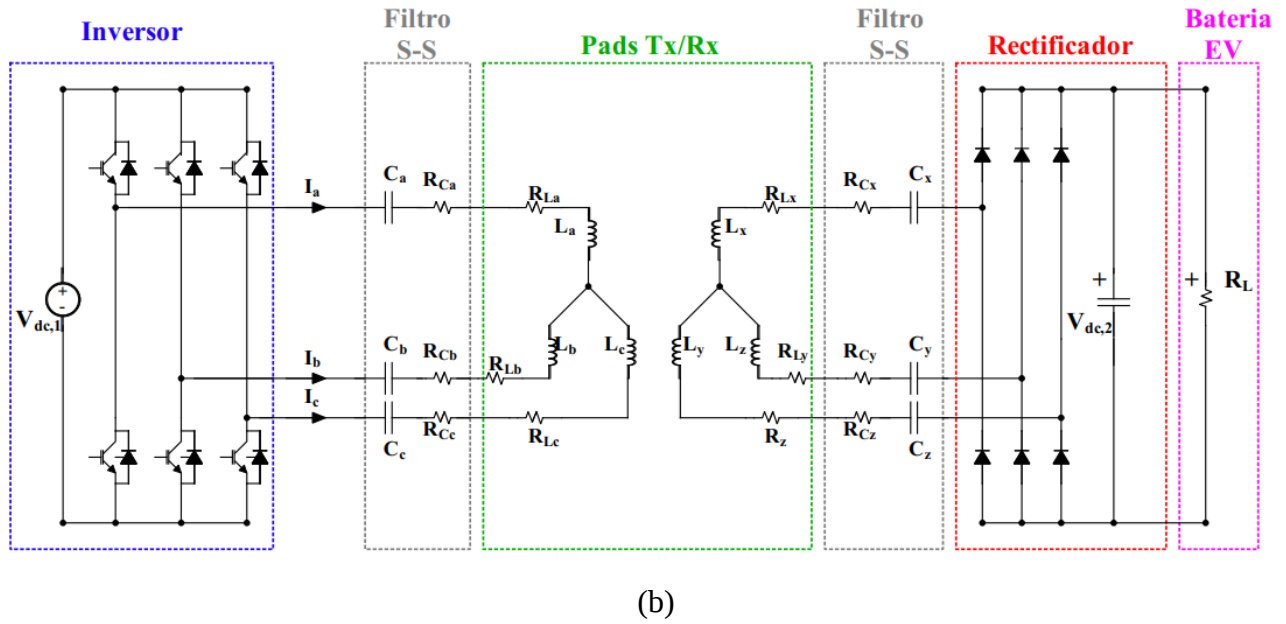
Para adaptar el cargador inalámbrico de alta eficiencia descrito en el apartado 3.5 a un sistema trifásico se considerará la técnica del overlapping, por lo que se considerará las inductancias mostradas en (28).

Para simplificar los cálculos se asumirá que los capacitores del tanque resonante serán iguales para cada capacitor del mismo lado cargador ($C_a = C_b = C_c$), ($C_x = C_y = C_z$), del mismo modo, las inductancias propias serán iguales para cada bobina del mismo lado del cargador ($L_a = L_b = L_c$), ($L_x = L_y = L_z$) incluyendo sus factores de calidad ($Q_a = Q_b = Q_c$), ($Q_x = Q_y = Q_z$). En base a lo anteriormente dicho, como las inductancias y las capacitancias de un mismo lado son las mismas, se puede asumir que las pérdidas resistivas ligadas a estos 2 del mismo lado del cargador son las mismas, por lo que se puede decir que ($R_{La} = R_{Lb} = R_{Lc}$), ($R_{Lx} = R_{Ly} = R_{Lz}$), ($R_{Ca} = R_{Cb} = R_{Cc}$), ($R_{Cx} = R_{Cy} = R_{Cz}$).

De manera similar al cargador inalámbrico monofásico, para alcanzar una alta eficiencia con el cargador inalámbrico trifásico considerando la técnica del overlapping, se considera una carga ideal en el lado Rx, la cual puede ser alcanzada mediante la utilización de un convertidor DC/DC entre la carga DC y el inversor como se muestra en Fig. 4.9 (a). Sin embargo, como no se hará enfoque en este convertidor DC/DC, se asumirá que se tiene la carga DC emulada por el convertidor DC/DC como se muestra en Fig. 4.9 (b), donde además se simplifica el convertidor AC/AC tipo AFE por un inversor trifásico tipo AFE.



(a)



(a) Circuito de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia, (b) Simplificación de circuito de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia.

Fig. 4.9 Cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia y simplificación.

De este modo, para alcanzar una alta eficiencia, la carga AC en el lado del receptor deberá cumplir la ecuación (13), sin embargo, como en este caso se tiene un inversor trifásico, esta carga AC corresponderá a cada resistencia del arreglo mostrado en Fig. 4.7 (b), por lo tanto, para representar esta resistencia AC como una carga DC y un rectificador, se deberá utilizar (15) en la ecuación (39), obteniéndose así la siguiente resistencia R_L .

$$R_L \approx \frac{\pi^2}{6} \cdot \omega_0 \cdot M \cdot \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} \quad (42)$$

Por otro lado, la ecuación (17) que muestra el valor al cuadrado del voltaje DC que se espera obtener en la salida, se utiliza la potencia AC monofásica que se tiene antes de llegar al rectificador P_{out} , esta potencia se puede definir como:

$$P_{out} = V_{peak} \cdot I_{peak} \quad (43)$$

En el caso de un sistema trifásico, la potencia instantánea se puede definir como se muestra a continuación.

$$P_{out\ 3f} = \frac{3}{2} \cdot V_{peak} \cdot I_{peak} \quad (44)$$

Como se puede notar en (44), el producto entre V_{peak} e I_{peak} es equivalente a P_{out} mostrado en (43), por lo que se puede decir que:

$$P_{out\ 3f} = \frac{3}{2} \cdot P_{out} \quad (45)$$

En (17), si la eficiencia del rectificador η_{rec} es ideal (100%), se podía considerar que $P_{out} = P_{DC}$, en trifásico esto equivaldrá a una fase del sistema. Utilizando esta igualdad en (45) se obtiene:

$$P_{out\ 3f} = \frac{3}{2} \cdot P_{DC} \quad (46)$$

De este modo, la ecuación (17) adaptada para sistemas IPT trifásicos queda como se muestra a continuación.

$$V_{dc,2}^2 \approx \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{3}{2} \cdot P_{DC} \cdot \omega_0 \cdot M \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} \quad (47)$$

Despejando $V_{dc,2}$ en (34) de forma similar a como se hace en (18) se obtiene (48) y aplicando algunas simplificaciones algebraicas se obtiene (49)

$$V_{dc,2} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{3}{2} \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}}} \quad (48)$$

$$V_{dc,2} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{3 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}}} \quad (49)$$

De este modo, el voltaje $V_{dc,1}$ se puede aproximar como se muestra a continuación.

$$V_{dc,1} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{3 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acT}}{R_{acR}}}} \quad (50)$$

Como no se tienen inductancias mutuas de interfase que interfieran en el sistema y se tienen las igualdades mencionadas anteriormente, la ecuación (20) se puede utilizar para calcular las pérdidas

resistivas ligadas a cada bobina del transmisor mientras que la ecuación (21) se puede utilizar para calcular las perdidas resistivas ligadas a cada bobina del receptor.

$$R_{La} = R_{Lb} = R_{Lc} = R_{TL} = \frac{w_o \cdot L_T}{Q} \quad (51)$$

$$R_{Lx} = R_{Ly} = R_{Lz} = R_{RL} = \frac{w_o \cdot L_R}{Q} \quad (52)$$

4.6. Discusión de resultados

Considerando las igualdades dichas anteriormente y considerando la utilización de técnicas para minimizar las inductancias mutuas de interfase como la del overlapping, se puede adaptar a trifásico el diseño de alta eficiencia presentado en [17] mediante las ecuación (35) para el cálculo de los capacitores del tanque resonante, (42) para el cálculo de la carga ideal, (49) y (50) para los voltajes DC de entrada y salida, (51) y (52) para el cálculo de las perdidas resistivas ligadas a las bobinas. Por lo tanto, el diseño del cargador inalámbrico trifásico es similar al monofásico presentado en el capítulo 3.

De este modo, se tiene el modelo del cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia listo para su acoplamiento al M3C, por lo que lo siguiente será adaptar el M3C para su uso en cargadores inalámbricos trifásicos.

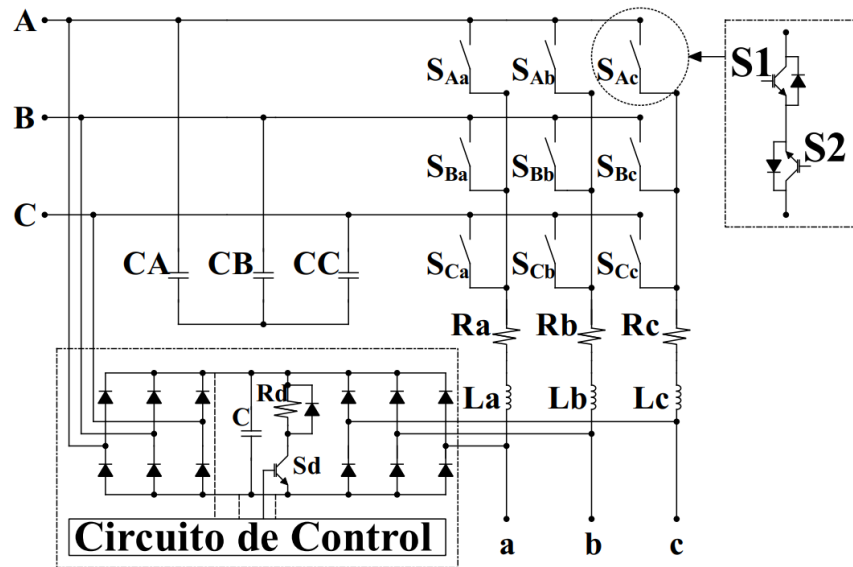
5. Acoplamiento del cargador inalámbrico al convertidor multinivel modular matricial

5.1. Introducción

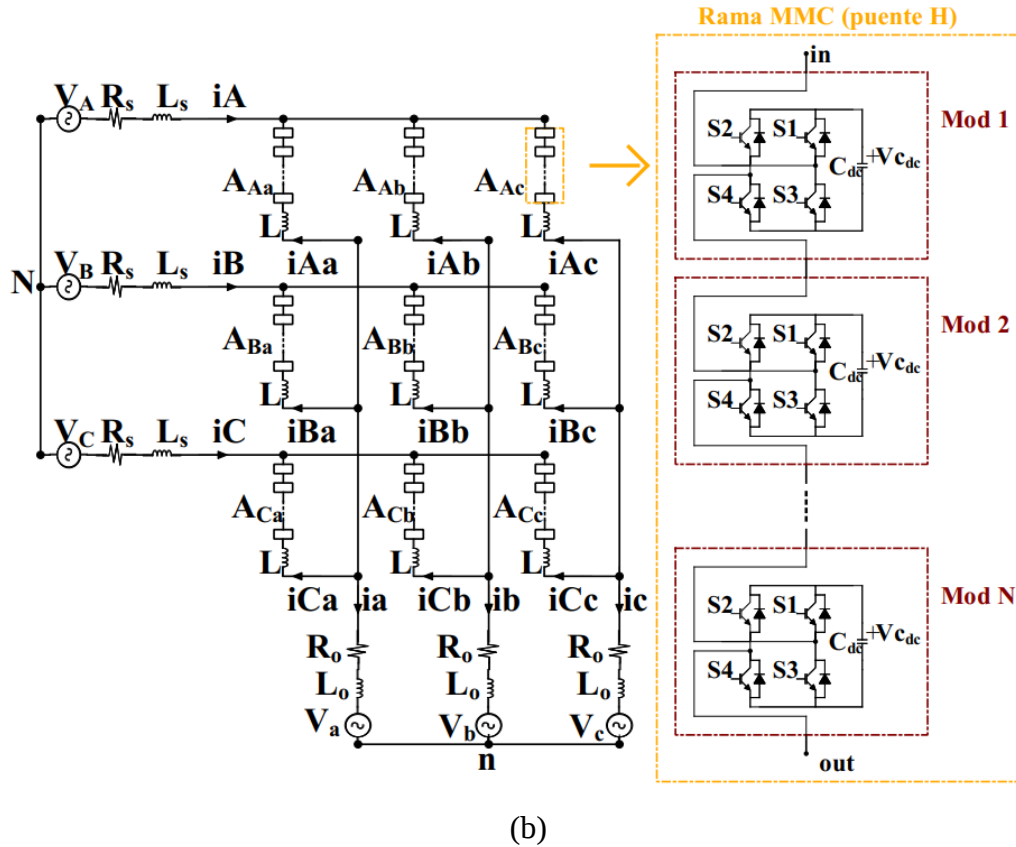
En este capítulo se introducirá el Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C), hablando de su origen, topología, modelo, control y modulación para posteriormente mostrar como acoplar el cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia desarrollado en el capítulo 5 a este tipo de convertidor. Posteriormente en el capítulo 6 se probará.

5.2. Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C)

El Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C) es un convertidor AC/AC directo (sin DC link físico) compuesto por 9 ramas con “ N ” Módulos Multinivel Modular (MMC) en serie (generalmente puentes H) como se puede ver en Fig. 5.1 (b). Este tipo de topología es una evolución del convertidor matricial clásico presentado en 1976 en [24] que se muestra en Fig. 5.1 (a).



(a)



(a) Convertidor matricial clásico, (b) Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C)

Fig. 5.1 Topología de convertidor matricial y Convertidor Multinivel Modular Matricial (M3C).

El convertidor matricial clásico mostrado en Fig. 5.1 (a) utiliza 9 ramas con switches bidireccionales que permiten el paso de la potencia de un sistema a otro sin un DC-link, por lo que se trata de un convertidor AC/AC más compacto que el esquema back-to-back. Sin embargo, al no poseer capacitores en la conversión, los switches bidireccionales son vulnerables a cambios repentinos de la amplitud de voltaje, por lo que se utilizan filtros capacitivos e inductivos, cuyos tamaños son inversamente proporcionales a la frecuencia de la señal portadora [25], lo que lo ha hecho atractivo para usos en sistemas IPT. Por otro lado, al no tener un camino de libre circulación para la corriente en una carga inductiva, se debe proteger los switches bidireccionales de sobretensiones [26], las cuales han llevado a que se creen topologías de puentes de diodos que permiten retornar estas corrientes a sus fuentes. Otras dificultades que tiene este convertidor es la limitación de la amplitud de voltaje de salida, la cual según [25] puede ser de un valor máximo del 86.6% de la amplitud de voltaje de entrada independiente de la estrategia de control que se utilice. El control de este convertidor también es de

dificultad compleja, por lo que la mayoría de las investigaciones se han enfocado en la búsqueda de nuevos algoritmos y estrategias que lo simplifiquen [26].

La complejidad del convertidor matricial acompañado de un historial de alta tasa de fallas [26] hizo que los convertidores de esquema back-to-back tomaran más terreno en la industria, quedando mayormente relegados a usos de baja tensión.

Sin embargo, en 2001 fue propuesto en [27] el M3C, el cual reemplaza los switches bidireccionales del convertidor matricial por MMC dispuestos en serie (ver Fig. 5.1 (b)) que permiten un flujo de potencia bidireccional y un manejo de $2 \cdot N + 1$ niveles de voltaje. Cada módulo en las ramas tiene un capacitor que absorbe y entrega potencia de un lado del sistema al otro, por lo que se puede decir que en vez de tener un DC link voluminoso que depende de un único capacitor grande como en los esquemas back-to-back tipo AFE, se tiene un DC link “virtual” que se encuentra distribuido entre todos los módulos, dependiendo así de varios capacitores más pequeños. La presencia del capacitor en los módulos permite que el M3C aproveche la compacidad del esquema matricial a la par que tiene una mayor robustez que hace que los filtros y estructuras adicionales del sistema matricial clásico sean innecesarios, además, puede incluso sobrepasar la robustez del esquema back-to-back tipo AFE al dividir el estrés de la potencia absorbida y entregada entre los $9 \cdot N$ capacitores que se tienen en vez de depender de solo uno.

Al mismo tiempo, gracias al modularidad de los MMC, el M3C puede aumentar la cantidad de niveles de voltaje y voltaje máximo en los que opera incrementando la cantidad de MMC en sus ramas, pudiendo así mejorar la calidad de la señal de la salida y/o aumentar el voltaje de operación a media-alta tensión manteniendo la misma tecnología.

De este modo se puede decir que el M3C puede ofrecer una mayor compacidad, robustez, calidad de señal y nivel de tensión de operación que los convertidores AC/AC back-to-back tipo AFE que se suelen utilizar en los sistemas IPT. Sin embargo, estas mejoras tienen el costo de una mayor complejidad de control heredada del MMC y el convertidor matricial clásico, por lo que estas etapas son de vital importancia para que el convertidor funcione correctamente.

En este caso, se realizará un modelo y control basado en el control desacoplado mostrado en [28], el cual presenta similitudes con el control optimizado para HVDC con MMC utilizado en [29], lo que simplificará la complejidad de control y su entendimiento.

5.2.1 Modelo del M3C

Para realizar el modelo desacoplado del M3C, se aplica primeramente un LVK en Fig. 5.1 (b), este queda como se muestra a continuación.

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C \\ V_A & V_B & V_C \\ V_A & V_B & V_C \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_s} + \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \\ i_A & i_B & i_C \\ i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}}_{\mathbf{I}_s} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{Aa} & V_{Ba} & V_{Ca} \\ V_{Ab} & V_{Bb} & V_{Cb} \\ V_{Ac} & V_{Bc} & V_{Cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_{so}} \\
 & + \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Aa} & i_{Ba} & i_{Ca} \\ i_{Ab} & i_{Bb} & i_{Cb} \\ i_{Ac} & i_{Bc} & i_{Cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{so}} + \left(R_0 + L_0 \frac{d}{dt} \right) \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_a & i_a & i_a \\ i_b & i_b & i_b \\ i_c & i_c & i_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{I}_o} \\
 & + \begin{bmatrix} V_{Nn} & V_{Nn} & V_{Nn} \\ V_{Nn} & V_{Nn} & V_{Nn} \\ V_{Nn} & V_{Nn} & V_{Nn} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_a & V_a & V_a \\ V_b & V_b & V_b \\ V_c & V_c & V_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (53)
 \end{aligned}$$

Donde el voltaje la matriz de voltajes en las ramas $\mathbf{V}_{so}$ está definida como el estado de los IGBT del módulo S contenidos en la matriz “ $\mathbf{S}_{so}$ ” y el voltaje almacenado en los capacitores V_{dc} .

$$\mathbf{V}_{so} = \begin{bmatrix} V_{Aa} & V_{Ba} & V_{Ca} \\ V_{Ab} & V_{Bb} & V_{Cb} \\ V_{Ac} & V_{Bc} & V_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (54)$$

Para reducir la complejidad en la obtención de las ecuaciones dinámicas se utilizan las matrices $\mathbf{P}$ y $\mathbf{Q}$ para desacoplar. Estas se definen como se muestra a continuación.

$$\mathbf{P} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (56)$$

La matriz $\mathbf{P}$ permite que solo pase la componente DC mientras que la matriz $\mathbf{Q}$ permite que solo pase la componente AC, actuando, así como filtros. Utilizando estas matrices en el LVK de (53) y despejando el diferencial de las corrientes de rama $\mathbf{I}_{so}$ se obtiene lo siguiente.

$$\frac{d\mathbf{I}_{so}}{dt} = -\mathbf{P} \left(\frac{(R + 3R_s)\mathbf{I}_{so} + \mathbf{V}_{so} - \mathbf{V}_s}{L + 3L_s} \right) \mathbf{Q} \quad \left. \vphantom{\frac{d\mathbf{I}_{so}}{dt}} \right\} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} \quad (57)$$

$$\begin{aligned}
& -Q \left(\frac{(R + 3R_o)I_{so} + V_{so} - V_o}{L + 3L_o} \right) P & \left. \vphantom{\frac{(R + 3R_o)I_{so} + V_{so} - V_o}{L + 3L_o}} \right\} \frac{dI_o}{dt} \\
& -Q \left(\frac{RI_{so} + V_{so}}{L + 3L_o} \right) Q & \left. \vphantom{\frac{RI_{so} + V_{so}}{L + 3L_o}} \right\} \frac{dI_c}{dt} \\
& -P \left(\frac{(R + 3R_s)I_{so} + V_{so} - V_s}{L + 3L_s} \right) P & \left. \vphantom{\frac{(R + 3R_s)I_{so} + V_{so} - V_s}{L + 3L_s}} \right\} 0
\end{aligned}$$

De esta ecuación se pueden obtener los siguientes modelos:

- **Modelo de corriente de entrada y salida:** La primera y segunda componente de la ecuación (57) corresponden a las corrientes de entrada y salida respectivamente, estas corrientes son desacopladas a continuación, donde ambos modelos son análogos.

$$\frac{dI_s}{dt} = -P \left(\frac{(R + 3R_s)I_s + V_{so} - V_s}{L + 3L_s} \right) Q \quad (58)$$

$$\frac{dI_o}{dt} = -Q \left(\frac{(R + 3R_o)I_o + V_{so} - V_o}{L + 3L_o} \right) P \quad (59)$$

Mediante algunos ajustes algebraicos, las ecuaciones (58) y (59) quedan como se muestra a continuación.

$$\frac{dI_s}{dt}(L + 3L_s) + (R + 3R_s)I_s = -P(V_{so})Q + V_s \quad (60)$$

$$\frac{dI_o}{dt}(L + 3L_o) + (R + 3R_o)I_o = -Q(V_{so})P + V_o \quad (61)$$

Si se toman los voltajes V_s y V_o como despreciables, se puede hacer que las expresiones (60) y (61) sean lineales. Al utilizar lo anteriormente dicho en conjunto con la definición del voltaje V_{so} mostrada en (54) y aplicando Transformada de Laplace (TL) y algunas manipulaciones algebraicas se puede obtener las funciones de transferencia para la corriente de entrada en (62) y la corriente de salida en (63).

$$\frac{I_s}{M_s} = \frac{-V_{dc}}{(L + 3L_s)s + (R + 3R_s)} \quad (62)$$

$$\frac{I_o}{M_o} = \frac{-V_{dc}}{(L + 3L_o)s + (R + 3R_o)} \quad (63)$$

- **Modelo de corriente circulante:** La tercera componente en (57) corresponde a la corriente circulante. Esta se controla de manera independiente mediante el control desacoplado representando la tercera componente en (57) como la siguiente expresión.

$$\frac{dI_c}{dt} = -Q \left(\frac{RI_c + V_{So}}{L} \right) Q \quad (64)$$

Mediante algunos ajustes algebraicos en (64), se puede obtener la siguiente expresión.

$$\frac{dI_c}{dt} L + R \cdot I_c = -Q(V_{So})Q \quad (65)$$

Usando la definición del voltaje V_{So} mostrada en (54) y aplicando TL y algunas manipulaciones algebraicas se puede obtener la función de transferencia para la corriente circulante.

$$\frac{I_c}{M_c} = \frac{-V_{dc}}{Ls + R} \quad (66)$$

- **Modelo de voltaje promedio en los capacitores:** Para coordinar la transferencia de potencia entre la entrada y la salida del convertidor, se fija una referencia de voltaje promedio en los capacitores de los módulos y se ajusta la referencia de la corriente I_s para alcanzar la referencia de voltaje nuevamente, de este modo, cuando la salida exija consumir una cierta cantidad de potencia de los capacitores, la corriente I_s se adaptará para mantener el mismo valor de voltaje en los capacitores lo que adaptara la potencia de la entrada de acuerdo a lo requerido por la salida, creando así un esquema master-slave, donde el master es la salida y el slave es la salida. Para realizar este modelo, se considerará la potencia total almacenada en los $9 \cdot N$ capacitores del convertidor $P_{C_{tot}}$, estas equivaldrán a la potencia de la entrada menos la consumida por la salida y las pérdidas.

$$P_{C_{tot}} = 9 \cdot N \left(\frac{C_{dc}}{2} \cdot \frac{dV_{dc}^2}{dt} \right) = P_s - P_o - P_{loss} \quad (67)$$

Como el voltaje promedio se regulará mediante la inyección de potencia de entrada, la potencia de salida P_o y las pérdidas P_{loss} se desprecian, de este modo, la potencia almacenada en todos los capacitores equivaldrá a la potencia aportada por la entrada P_s . Suponiendo que esta última está suministrando el valor de potencia requerido para alcanzar la referencia de voltaje DC en los capacitores, se puede definir utilizando la fórmula de potencia instantánea trifásica mostrada en (44) como se muestra a continuación.

$$P_S = \frac{3}{2} V_S \cdot I_{Sref} \quad (68)$$

Utilizando (68) en (57) despreciando las potencias P_o y P_{loss} se puede obtener la siguiente expresión.

$$9 \cdot N \left(\frac{C_{dc}}{2} \cdot \frac{dV_{c_{dc}^2}}{dt} \right) = \frac{3}{2} V_S \cdot I_{Sref} \quad (69)$$

Utilizando transformación de TL en (69) y algunos ajustes algebraicos se puede obtener la función de transferencia para el voltaje promedio en los capacitores que se observa a continuación.

$$\frac{V_{c_{dc}^2}}{I_{Sref}} = \frac{V_S}{3 \cdot N \cdot C_{dc} \cdot s} \quad (70)$$

El cuarto termino en (57) está relacionado con el balance de voltaje en los módulos, sin embargo, este término resulta 0, por lo que se deberá utilizar una estrategia diferente realizar este control. Para ello se realizará un lazo de control basado en [29] que se mostrará en el apartado 5.2.2 que no utilizará controladores PI por lo que no requerirá de un modelo.

5.2.2 Control del M3C

- **Esquemas de control de entrada y salida:** De manera similar al modelo, los esquemas de control para la entrada y salida son análogos. Estos esquemas de control se basan en la conversión coordenadas de las corrientes $T_{abc-dq0}$, donde la corriente DC “d” controla la amplitud de la corriente AC y, por ende, la potencia activa, mientras que la corriente DC “q” controla el desfase de la corriente y por ende la potencia reactiva y el factor de potencia. Para realizar esta conversión de coordenadas, se utilizará un algoritmo de Lazo de Fase Cerrado (PLL) que se encargará de extraer el ángulo de la red. Las corrientes DC i_d e i_q son controladas mediante el ingreso de referencias i_{dref} e i_{qref} y posteriormente son reguladas mediante un PI sintonizado de acuerdo a la función de transferencia en (62) para la entrada y (63) para la salida, una vez controlada por el PI, se realizará una transformación de esta corriente $T_{dq0-abc}$ utilizando el mismo ángulo de la red extraído por la PLL y de este modo, se obtendrán los índices de modulación correspondientes a la corriente de entrada y salida. Cabe mencionar que la referencia de la corriente “d” de la salida i_{odref} es fijada de acuerdo al valor de amplitud de corriente requerido en la salida mientras que la referencia de la corriente “d” de la entrada i_{sdref} es adaptada dependiendo de lo requerido en la salida. Por otro lado, las referencias para

las corrientes “q” $i_{sq\ ref}$ e $i_{oq\ ref}$ son generalmente fijadas en “0”, de este modo el desfase entre voltaje-corriente será el mínimo, por lo que se tendrá la mínima potencia reactiva y el máximo factor de potencia posible.

- **Esquema de control de voltaje promedio en los capacitores:** Para este esquema, el voltaje promedio en los capacitores $\overline{V_{C_{dc}}}$ sigue un valor de referencia $\overline{V_{C_{dc}\ ref}}$ mediante un controlador PI sintonizado con la función de transferencia en (70). Puesto a que esta última utiliza $V_{C_{dc}}^2$, se deberá utilizar $\overline{V_{C_{dc}}^2}$ y $\overline{V_{C_{dc}\ ref}^2}$ en el lazo de control. De este modo, mediante este esquema de control se obtendrá la corriente de referencia $i_{sd\ ref}$, que se encargará de adaptar la potencia activa de la entrada para lograr cumplir la referencia $\overline{V_{C_{dc}\ ref}}$.
- **Esquema de control de corrientes circulantes:** Como las corrientes circulantes no se pueden obtener de forma explícita en la topología del M3C, se deberán calcular con ayuda de la matriz **Q** que puede desacoplarlas a partir de la corriente en las ramas del convertidor I_{So} como se muestra en (59). Las corrientes circulantes se mantienen entre las ramas del convertidor, generando perdidas por calor en los IGBTs de los módulos MMC, sin embargo, estas también pueden ser utilizadas para ayudar a balancear las corrientes entre las ramas, por lo que una vez obtenidas las corrientes circulantes I_c mediante (71), se ajustarán a un valor de referencia de 0 y se utilizará un PI sintonizado con la función de transferencia mostrada en (66) para minimizarlas, pero sin eliminarlas para garantizar un balance de corriente entre las ramas.

$$I_c = -Q I_{So} Q \quad (71)$$

- **Esquema de control de balance de voltaje en los capacitores:** Para asegurar que los capacitores de todos los módulos almacenen voltaje de forma equitativa, se realizará un esquema de control basado en el utilizado para MMC en [29]. Esta estructura ajusta el voltaje DC de cada modulo $V_{C_{dc\ modulo}}$ al promedio de voltaje de todos los capacitores de los módulos $\overline{V_{C_{dc}}}$. Este ajuste genera un incremental que se multiplica con los índices de modulación de entrada M_s cada fase obtenidos del esquema de control de corriente de entrada. Obteniéndose así un índice de modulación de balance de voltaje para cada módulo $M_{v\ mod}$. Este lazo se deberá realizar por cada módulo que se tenga en el convertidor, por lo que se deberá realizar $9 \cdot N$ veces.

En Fig. 5.2 se puede observar el esquema de control general donde se puede observar todos los esquemas de control anteriormente descritos.

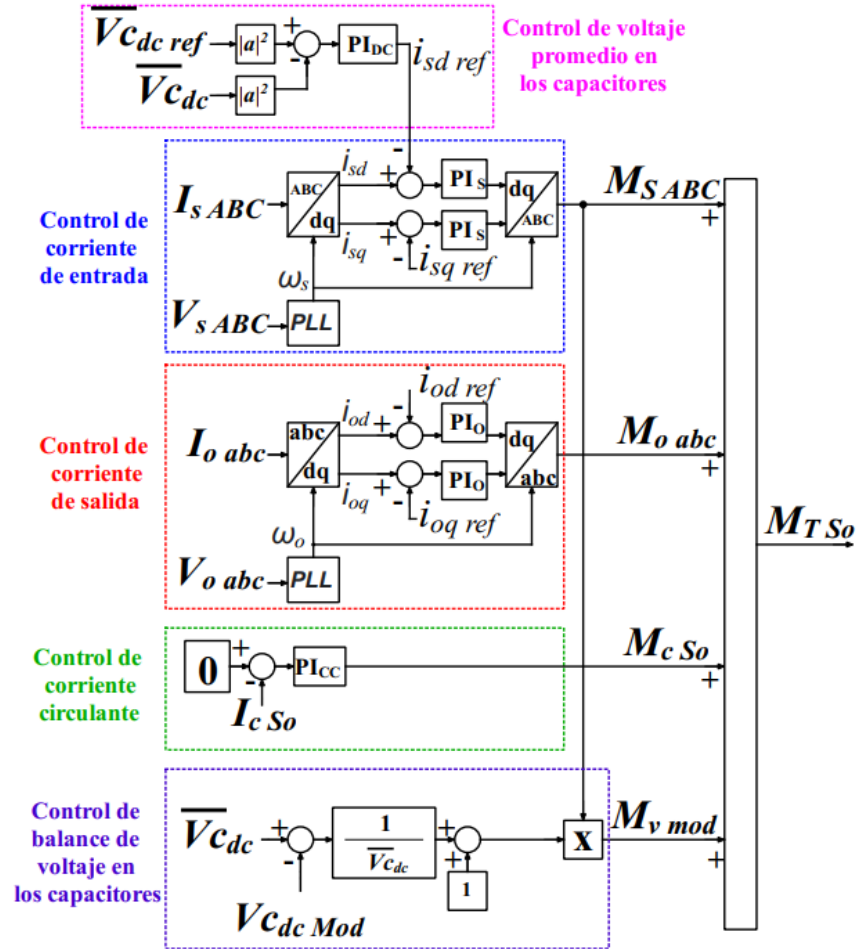


Fig. 5.2 Esquema de control general para el M3C

Los esquemas de control de corriente de entrada, corriente de salida, corriente circulante y balance de voltaje en los capacitores generan 9 índices de modulación contenidos en las matrices M_s , M_o , M_c y $M_{v\ mod}$, al sumar todos entonces se obtendrán 9 índices de modulación general que estarán contenidos en $M_{T\ So}$, el cual posteriormente pasará a la etapa de modulación para así obtener los estados S de los IGBTs de los módulos. Cabe mencionar que como el esquema de control de balance de voltaje en los capacitores se debe realizar por cada módulo, se tendrá un $M_{T\ So}$ distinto para cada módulo en el convertidor.

5.2.3 Modulación del M3C

Los índices de modulación contenidos en la matriz $\mathbf{M}_{TSo}$ considerando el módulo “1” de cada rama se definen como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}_{TSo} &= \begin{bmatrix} M_{T \text{ mod1 } Aa} & M_{T \text{ mod1 } Ba} & M_{T \text{ mod1 } Ca} \\ M_{T \text{ mod1 } Ab} & M_{T \text{ mod1 } Bb} & M_{T \text{ mod1 } Cb} \\ M_{T \text{ mod1 } Ac} & M_{T \text{ mod1 } Bc} & M_{T \text{ mod1 } Cc} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} M_{SA} & M_{SB} & M_{SC} \\ M_{SA} & M_{SB} & M_{SC} \\ M_{SA} & M_{SB} & M_{SC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{Oa} & M_{Ob} & M_{Oc} \\ M_{Oa} & M_{Ob} & M_{Oc} \\ M_{Oa} & M_{Ob} & M_{Oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{cAa} & M_{cBa} & M_{cCa} \\ M_{cAb} & M_{cBb} & M_{cCb} \\ M_{cAc} & M_{cBc} & M_{cCc} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} M_{v \text{ mod1 } Aa} & M_{v \text{ mod1 } Ba} & M_{v \text{ mod1 } Ca} \\ M_{v \text{ mod1 } Ab} & M_{v \text{ mod1 } Bb} & M_{v \text{ mod1 } Cb} \\ M_{v \text{ mod1 } Ac} & M_{v \text{ mod1 } Bc} & M_{v \text{ mod1 } Cc} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{72}$$

La modulación de estos índices M_T contenidos en $\mathbf{M}_{TSo}$ se realiza mediante una modulación PWM unipolar con Desplazamiento de Fase (PS-PWM) que se puede observar en Fig. 5.3, donde la versión positiva y negativa del índice de modulación total (M_T y $-M_T$) son comparados con una señal portadora triangular, cuyo desfase ϕ_{Tri} dependerá de la cantidad de módulos que se tenga por rama, este desfase deberá ser equidistante entre los N módulos, siguiendo así la ecuación (73) para su cálculo. Por lo tanto, por cada módulo en el convertidor se deberá tener una estructura distinta que varíe el valor de la señal moduladora obtenida matriz $\mathbf{M}_{TSo}$ y que varíe el desfase de la triangular ϕ_{Tri} . De este modo se obtiene 2 señales PWM, donde una será la versión negativa de la otra. Ambas controlarán los IGBTs del módulo de la rama correspondiente.

$$\phi_{Tri} = \frac{360^\circ}{N} (k - 1) \quad \text{con } k = 1, 2, 3, \dots, N \tag{73}$$

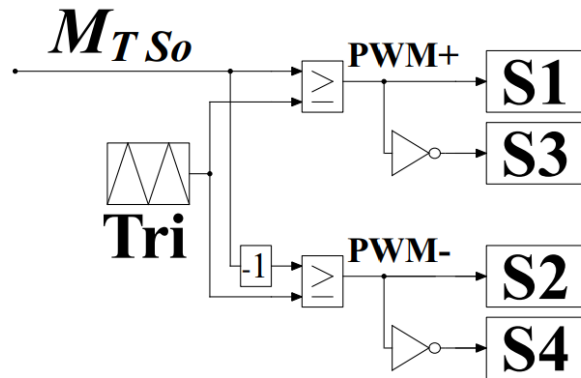


Fig. 5.3 Estructura para modulación unipolar PS-PWM.

La frecuencia de la señal portadora triangular deberá ser mayor que la frecuencia de la señal que se quiere generar para así garantizar una buena calidad de señal. Si bien los IGBTs en los puentes H no pueden conmutar a frecuencias muy altas, la modulación PS-PWM permite que la frecuencia de conmutación disminuya con cada módulo dispuesto en serie como se muestra en (74), permitiendo así que se puedan operar con IGBTs a media-alta tensión, aunque se requieran señales de frecuencias altas [30]:

$$f_{conmutacion\ IGBT} \approx N \cdot f_{tri} \quad (74)$$

5.3. Cargador inalámbrico trifásico basado en IPT utilizando M3C

El M3C mostrado en Fig. 5.1 (b) interconecta 2 redes AC funcionando a distintas frecuencias, sin embargo, si se acopla el sistema IPT del cargador inalámbrico diseñado en el capítulo 4, se interconectará una red AC en la entrada y el sistema IPT en la salida como se muestra en Fig. 5.4.

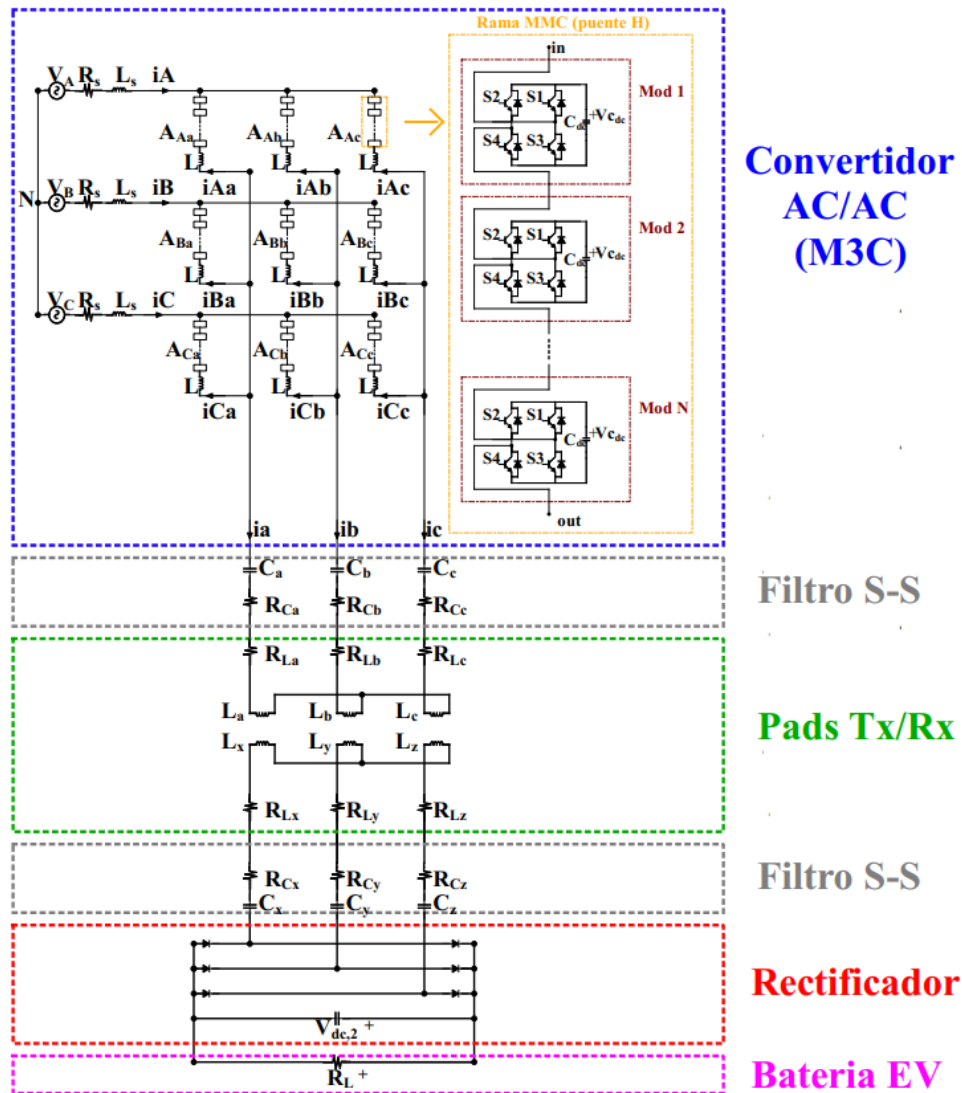


Fig. 5.4 Topología de sistema IPT trifásico acoplado a M3C.

Notar que la topología mostrada en Fig. 5.4 tiene exactamente la misma estructura de pads que los utilizados en los sistemas trifásicos (conexión Y-Y). Notar que la salida del convertidor M3C coincide con la entrada del sistema IPT, por lo que los parámetros de salida del M3C serán los mismos de entrada del sistema IPT.

5.3.1 Adaptaciones del modelo del M3C para acoplar sistema IPT.

Puesto a que la salida del convertidor ahora tendrá el sistema IPT, se deberá adaptar la función de transferencia mostrada en (63). Como las bobinas están funcionando bajo la técnica de overlapping, se puede considerar que el sistema IPT está compuesto por 3 sistemas monofásicos, por lo tanto, bajo la condición de resonancia, la impedancia que percibe cada fase de la salida del convertidor está dada por la ecuación (41), donde se tiene únicamente una carga resistiva mientras que la carga inductiva se

considera 0. De este modo, la función de transferencia para la corriente de salida mostrada en (63) es adaptada para su uso en sistemas IPT queda como se muestra a continuación.

$$\frac{I_o}{M_o} = \frac{-V_{dc}}{L \cdot s + \left(R + 3 \cdot \left(R_{TL} + R_{TC} + \frac{\omega_0^2 \cdot M^2}{R_{RL} + R_{RC} + \frac{6}{\pi^2} \cdot R_L} \right) \right)} \quad (75)$$

Por otro lado, la corriente de referencia de la salida del M3C $I_{od\ ref}$ determinará la potencia DC que se quiere obtener en la carga $P_{DC\ ref}$, la relación entre estos 2 parámetros se puede obtener a partir de (76)

$$P_{3\phi\ E,IPT\ ref} \cdot \eta_{IPT} = P_{DC\ ref} \quad (76)$$

Donde $P_{3\phi\ E,IPT\ ref}$ es la potencia activa trifásica en la entrada del sistema IPT requerida para obtener la potencia DC deseada $P_{DC\ ref}$ y η_{IPT} es la eficiencia del sistema IPT, desde la entrada del cargador hasta la carga DC. La potencia $P_{3\phi\ E,IPT\ ref}$ corresponde a la misma potencia de salida del M3C, por ende, está compuesta por la corriente de referencia $I_{od\ ref}$ y el voltaje V_0 .

$$P_{3\phi\ E,IPT\ ref} = \frac{3}{2} \cdot |V_0| \cdot I_{od\ ref} \quad (77)$$

De este modo, utilizando (77) en (76) y despejando $I_{od\ ref}$, se puede obtener (79)

$$\frac{3}{2} \cdot |V_0| \cdot I_{od\ ref} \cdot \eta_{IPT} = P_{DC\ ref} \quad (78)$$

$$I_{od\ ref} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{DC\ ref}}{|V_0| \cdot \eta_{IPT}} \quad (79)$$

Donde la eficiencia η_{IPT} se puede obtener mediante la relación de la potencia DC medida P_{DC} y la potencia de entrada medida $P_{3\phi\ E,IPT}$.

De este modo, la ecuación (79) se puede añadir al esquema de control de la corriente de salida que se puede observar Fig. 5.2, obteniéndose así $I_{od\ ref}$ a partir de una potencia de salida fijada $P_{DC\ ref}$.

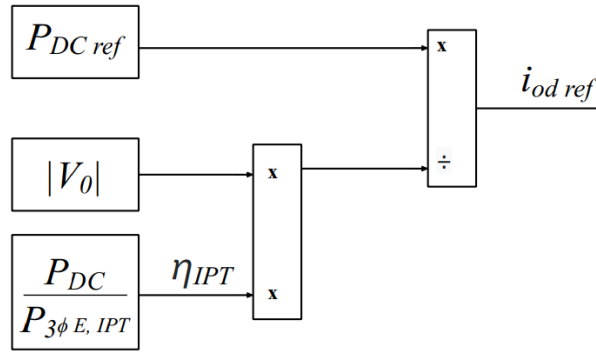


Fig. 5.5 Obtención de corriente de referencia mediante potencia DC de referencia.

En cuanto a los demás modelos, no se tienen cambios ya que únicamente cambia la salida del convertidor M3C.

5.4. Discusión de resultados

Según lo visto en este capítulo, el M3C permite un aprovechamiento de la compacidad del modelo matricial clásico a la par de una robustez que incluso supera al esquema back-to-back basado en MMC.

Para adaptar el M3C para su uso en el IPT, se deberá adaptar el lazo de control de la corriente de salida, modificando para ello la planta que se utiliza, ya que, gracias al filtro resonante, la salida será equivalente a una únicamente carga resistiva modelada por la ecuación (41) y, para garantizar una potencia constante en la carga, se adaptará la referencia del lazo de control de salida utilizando la ecuación de eficiencia, como se puede observar en (79) y Fig. 5.5.

De este modo, ya se tendría el cargador inalámbrico adaptado para el M3C y, a su vez, el M3C adaptado para su uso al cargador inalámbrico, por lo que ya se puede pasar a una etapa de simulación para poder corroborar todo lo anteriormente mencionado.

6. Simulaciones en Matlab Simulink y resultados

6.1. Introducción

En este capítulo se mostrarán los parámetros de los circuitos simulados en Matlab Simulink y sus resultados, con el objetivo de demostrar el funcionamiento de los distintos cargadores inalámbricos basados en IPT propuestos a lo largo de este documento, empezando por el monofásico de alta eficiencia de 20 [kW], para luego escalarlo este mismo diseño a 500 [kW], para luego adaptarlo a un sistema trifásico y finalmente adaptar el diseño para su uso con un M3C.

6.2. Simulación de sistema cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia a 20 [kW]

Para comprobar el capítulo 3, se simulará un sistema IPT monofásico de alta eficiencia considerando la topología mostrada en Fig.3.10 (b) con la modulación mostrada en Fig. 3.3, luego se escalará para su uso en camiones eléctricos. Para ello, se simulará considerando las bobinas mostradas en [17] para 20 [kW] con un desalineamiento de bobinas que genera una inductancia mutua de 25 [mH] ($k = 0.103$) y posteriormente se escalará la potencia a 500 [kW] utilizando el sistema p.u. Mostrando como los parámetros de voltaje, potencia y bobinas cambian mientras que la corriente logra mantenerse en el mismo valor.

6.2.1 Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico a 20 [kW]

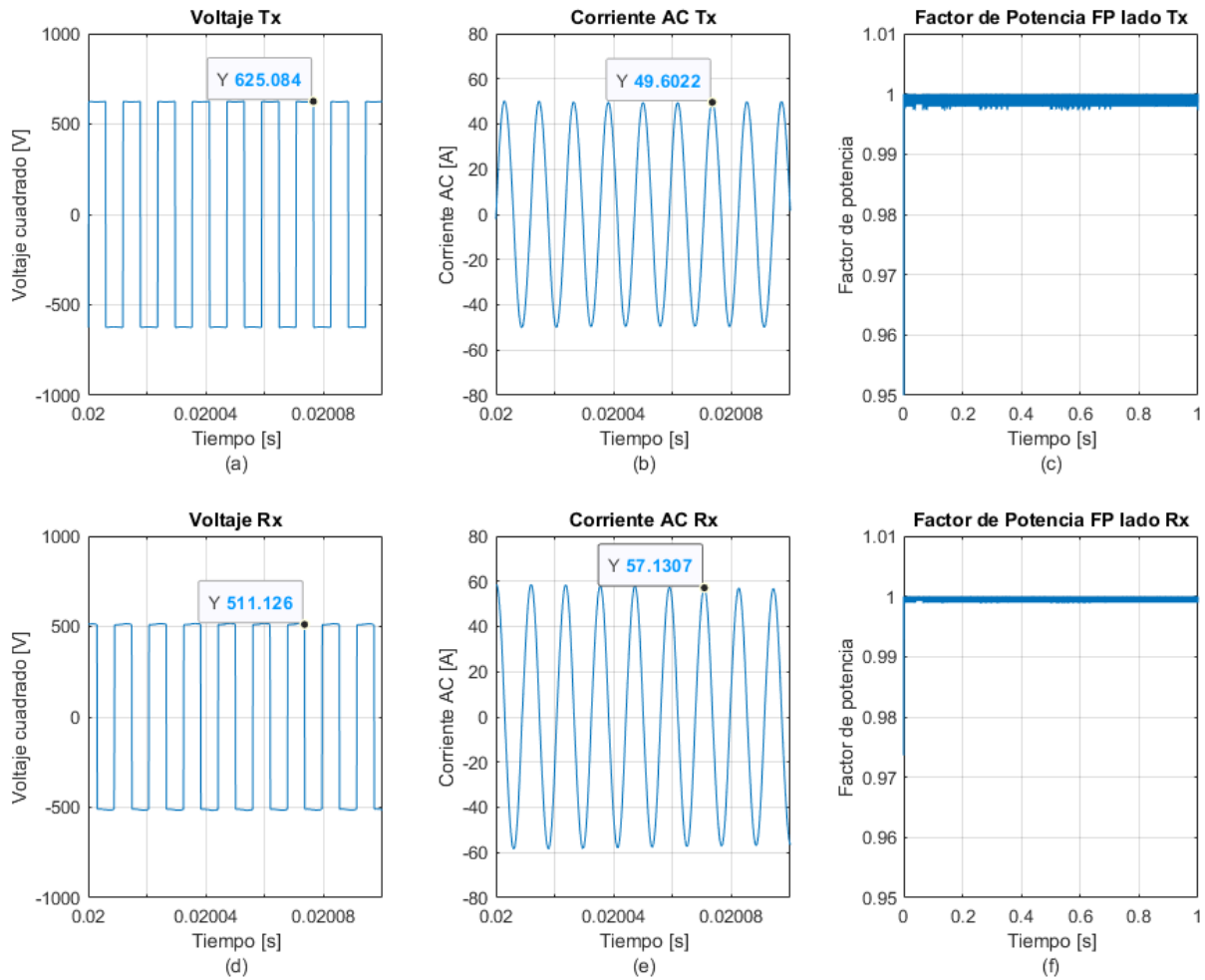
A continuación, se puede observar los datos a simular para cargador inalámbrico de alta eficiencia de 20 [kW], utilizando las bobinas presentadas en [17].

Tabla 6.1 Datos simulación de cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia a 20 [kW]

Parámetros	Valores/Cálculos
Frecuencia de resonancia: f_0	85 [kHz]
Potencia DC: P_{DC}	20 [kW]
Inductancia propia bobina Tx: L_T	292.3 [μH]
Inductancia propia bobina Rx: L_R	199.6 [μH]
Factor de acoplamiento: k	0.103

Inductancia Mutua: $\mathbf{M}$	$k \cdot \sqrt{L_T \cdot L_R} = 25 [\mu H]$
Capacitores de filtro S-S Tx: $\mathbf{C_T}$	$\frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_T} = 11.994 [nF]$
Capacitores de filtro S-S Rx: $\mathbf{C_R}$	$\frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_R} = 175.565 [nF]$
Perdidas resistivas ligadas a los capacitores: $\mathbf{R_{TC}} \text{ y } \mathbf{R_{RC}}$	0.01 [mΩ]
Perdidas por semiconductores (Inversor y Rectificador): $\mathbf{Rsem1}$ y $\mathbf{Rsem2}$	30 [mΩ]
Factor de calidad la Tx y Rx: $\mathbf{Q_T}$ y $\mathbf{Q_R}$	500
Resistencia asociada a bobina Tx: $\mathbf{R_{TL}}$	$\frac{\omega_o \cdot L_T}{Q} = 0.31222 [\Omega]$
Resistencia asociada a bobina Rx: $\mathbf{R_{RL}}$	$\frac{\omega_o \cdot L_R}{Q} = 0.2132 [\Omega]$
Carga DC ideal: $\mathbf{R_L}$	$\frac{\pi^2}{8} \cdot \omega_o \cdot M \cdot \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 13.886 [\Omega]$
Voltaje DC esperado en el lado de la carga: $\mathbf{V_{dc,2}}$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 526.99 [V]$
Voltaje DC de fuente lado inversor: $\mathbf{V_{dc,1}}$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 625.13 [V]$
Capacitor rectificador: $\mathbf{C_{dc,2}}$	10 [μF]
Tiempo de simulación	0.1 [s]
Tiempo de muestreo	0.1 [μs]

6.2.2 Resultados cargador inalámbrico monofásico a 20[kW]

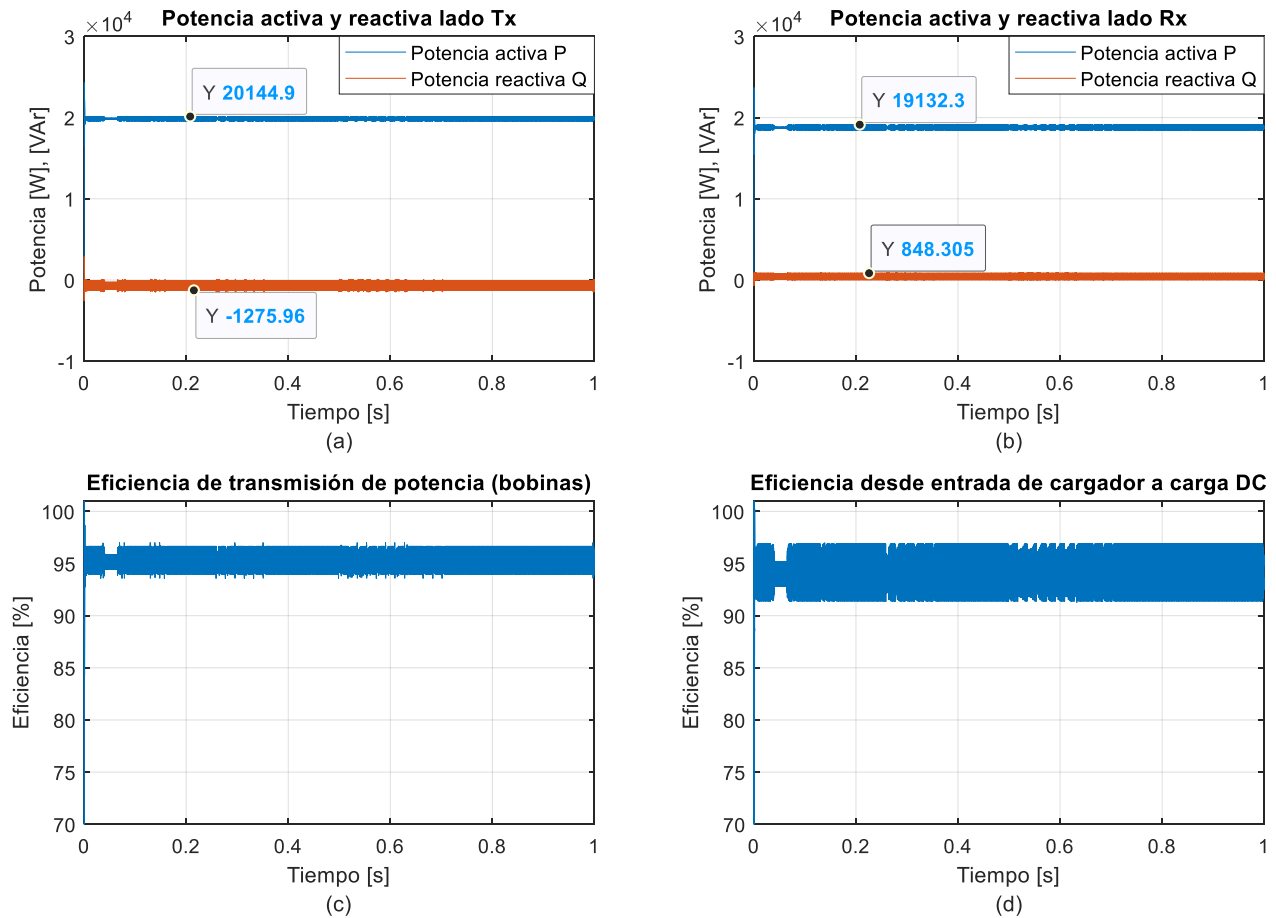


(a) Voltaje cuadrado en lado Tx (625 [V] aprox.), (b) Corriente en lado AC Tx (50 [A] aprox.), (c) Factor de potencia lado Tx (1 aprox.), (d) Voltaje cuadrado lado Rx (511 [V] aprox.), (e) Corriente en lado AC Rx (57 [A] aprox.), (f) Factor de potencia lado Rx (1 aprox.).

Fig. 6.1 Valores de sistema cargador inalámbrico monofásico en 20 [kW].

En Fig. 6.1 (a) y (b) se puede observar que los voltajes cuadrados $V_{cuadrada\ T}$ y $V_{cuadrada\ R}$ equivalen a aproximadamente 625 [V] y 511 [V] respectivamente. Por otro lado, se puede observar en Fig. 6.1 (c) y (f) se tiene un factor de potencia FP de aproximadamente 1 para ambos lados, este es el efecto del filtro resonante que eleva el factor de potencia al máximo posible. En base a estos datos se puede escalar la potencia de las bobinas a la potencia requerida para cargar camiones eléctricos.

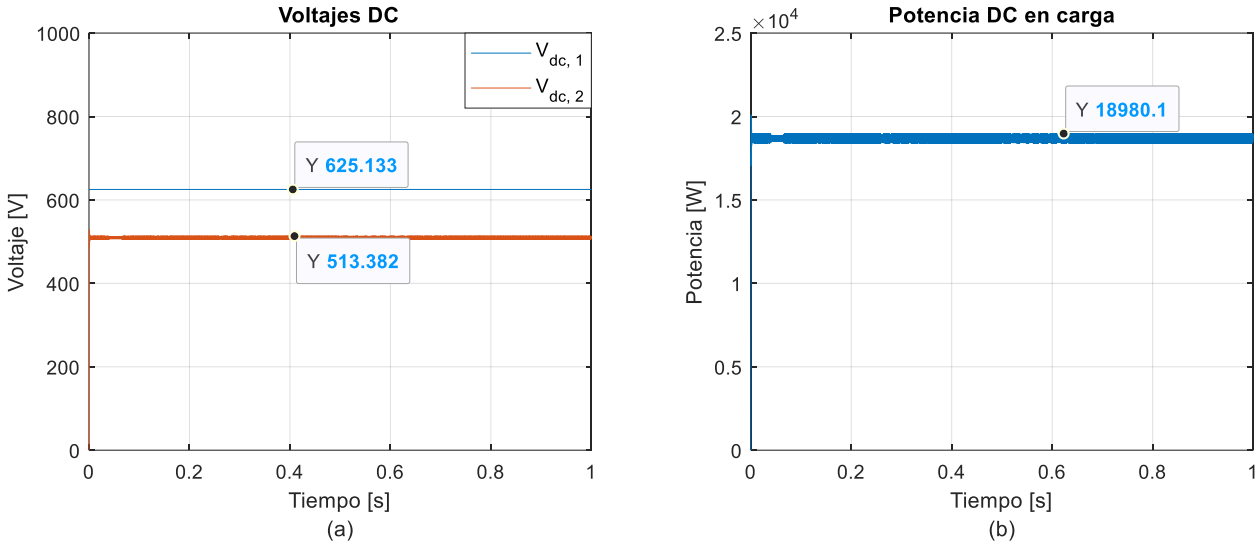
Notar que las corrientes AC en el lado Tx y Rx mostradas en Fig. 6.1 (b) y Fig. 6.1 (e) respectivamente, tienen valores aproximados de 50 [A] y 57[A] respectivamente. Esta corriente se mantendrá cercana luego de escalar las bobinas del cargador a la nueva potencia de 500 [kW].



(a) Potencia activa y reactiva lado Tx, (b) Potencia activa y reactiva lado Rx, (c) Eficiencia de transmisión de potencia, (d) Eficiencia de sistema IPT.

Fig. 6.2 Potencias activas y reactivas en ambos lados del cargador y eficiencia a 20 [kW].

En Fig. 6.2 (a) y (b) se puede observar que se tiene una potencia activa muy cercana a los 20 [kW] en ambos lados del cargador, por otra parte, la potencia reactiva alcanza valores ínfimos comparados con la activa, por lo que se puede decir que se mantiene cerca de los 0 [VAr]. Esto es consecuencia del buen factor de potencia que se tiene que a su vez es consecuencia del filtro S-S. Por otro lado, en Fig. 6.2 (c) se puede observar la eficiencia de la transmisión de potencia, donde se puede observar que se tiene aproximadamente un 95% de eficiencia, mientras que en Fig. 7.2 (d) se puede observar que la eficiencia del sistema IPT completo es de aproximadamente un 94.5%.



(a) Voltajes DC $V_{dc,1}$ y $V_{dc,2}$, (b) Potencia DC en la carga.

Fig. 6.3 Voltajes DC y Potencia DC en la carga.

En Fig. 6.3 (a) se puede observar que el voltaje $V_{dc,2}$ dista ligeramente del valor que se había predicho para este en la tabla 6.1. (526.99 [V]), sin embargo, es una diferencia muy pequeña por lo que se puede considerar igualmente correcto. El voltaje $V_{dc,1}$ por otro lado coincide con el valor predicho ya que se trata de un valor fijado.

En Fig. 6.3 (b) se puede observar la potencia DC percibida por la carga, esta es cercana a los 20 [kW] que se piden por lo que se puede considerar que el sistema funciona bien, otorgando la potencia requerida a la carga.

La alta eficiencia y la alimentación de la carga con 20 [kW] evidencian que el diseño de cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia funciona adecuadamente.

6.2.3 Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico a 500 [kW]

Para escalar los datos de la Tabla 6.1 a 500 [kW], se escalará la potencia utilizando el sistema p.u mostrado en el apartado 3.6, para ello, se requerirá utilizar el voltaje medido en los resultados del sistema monofásico a 20 [kW] mostrado en 7.2.2. Considerando lo anterior, los valores base y por unidad se pueden observar en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2 Escalamiento de bobinas de 20 [kW] a 500 [kW] utilizando sistema p.u.

Parámetros	Cálculos de base/p.u./valor real
Potencia aparente base a 20[kW]: $S_{base\ 20\ kW}$	$\frac{ P }{FP} = 20\ [kVA]$
Voltaje base lado Tx a 20 [kW]: $V_{base\ T\ 20kW}$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{cuadrada\ T}}{\sqrt{2}} = 562.698\ [V]$
Voltaje base lado Rx a 20 [kW]: $V_{base\ R\ 20kW}$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{cuadrada\ R}}{\sqrt{2}} = 462.763\ [V]$
Impedancia base/ reactancia lado Tx base a 20 [kW]: $Z_{base\ T\ 20\ kW} = X_{base\ T\ 20\ kW}$	$\frac{V_{base\ T\ 20\ kW}^2}{S_{base\ 20\ kW}} = 15.831\ [\Omega]$
Impedancia base/ reactancia base lado Rx a 20 [kW]: $Z_{base\ R\ 20\ kW} = X_{base\ R\ 20\ kW}$	$\frac{V_{base\ R\ 20\ kW}^2}{S_{base\ 20\ kW}} = 10.707\ [\Omega]$
Inductancia base lado Tx a 20 [kW], $L_{base\ T\ 20\ kW}$	$\frac{X_{base\ T\ 20\ kW}}{\omega_0} = 29.642\ [H]$
Inductancia base lado Rx a 20 [kW]: $L_{base\ R\ 20\ kW}$	$\frac{X_{base\ R\ 20\ kW}}{\omega_0} = 20.048\ [H]$
Inductancia propia lado Tx en p.u.: $L_{T\ pu}$	$\frac{L_T}{L_{base\ T\ 20\ kW}} = 9.8610 \cdot 10^{-6}\ [p.u.]$
Inductancia propia lado Rx en p.u.: $L_{R\ pu}$	$\frac{L_R}{L_{base\ R\ 20\ kW}} = 9.9561 \cdot 10^{-6}\ [p.u.]$
Inductancia mutua en p.u.: M_{pu}	$\frac{M}{L_{base\ T\ 20\ kW}} = 0.8434 \cdot 10^{-6}\ [p.u.]$
Razón de cambio de potencia considerando mismo factor de potencia FP	$\frac{ P_{500\ kW} }{ P_{20\ kW} } = 25$
Voltaje base lado Tx a 500 [kW]: $V_{base\ T\ 500\ kW}$	$V_{base\ T\ 20\ kW} \cdot Razon = 14067.450\ [V]$
Voltaje base lado Rx a 500 [kW]: $V_{base\ R\ 500\ kW}$	$V_{base\ R\ 20\ kW} \cdot Razon = 11569.075\ [V]$
Impedancia base/ reactancia lado Tx base a 500 [kW]: $Z_{base\ T\ 500\ kW} = X_{base\ T\ 500\ kW}$	$Z_{base\ T\ 20\ kW} \cdot Razon = 395.775\ [\Omega]$
Impedancia base/ reactancia lado Rx base a 500 [kW]: $Z_{base\ R\ 500\ kW} = X_{base\ R\ 500\ kW}$	$Z_{base\ R\ 20\ kW} \cdot Razon = 267.675\ [\Omega]$

Inductancia base lado Tx a 500 [kW]: $L_{base\ T\ 500\ kW}$	$\frac{X_{base\ T\ 500\ kW}}{\omega_0} = 741.0535 [H]$
Inductancia base lado Rx a 500 [kW]: $L_{base\ R\ 500\ kW}$	$\frac{X_{base\ R\ 500\ kW}}{\omega_0} = 501.1976[H]$
Inductancia propia en Tx para 500 [kW]: $L_{T\ 500\ kW}$	$L_{T\ pu} \cdot L_{base\ T\ 500\ kW} = 7.3 [mH]$
Inductancia propia en Rx para 500 [kW]: $L_{R\ 500\ kW}$	$L_{R\ pu} \cdot L_{base\ R\ 500\ kW} = 5 [mH]$
Inductancia mutua para 500 [kW]: $M_{500\ kW}$	$M_{pu} \cdot L_{base\ T\ 500\ kW} = 0.625[mH]$

Una vez obtenidos los valores de la bobina para 500 [kW] en la Tabla 6.2 se procederá a adaptar el resto de la Tabla 6.1 a 500 [kW], quedando como se muestra en la Tabla 6.3.

Tabla 6.3 Datos simulación de cargador inalámbrico monofásico para 500 [kW]

Parámetros	Valores/Cálculos
Frecuencia de resonancia: f_0	85 [kHz]
Potencia DC: P_{DC}	500 [kW]
Inductancia propia bobina Tx: $L_{T\ 500\ kW}$	7.3 [mH]
Inductancia propia bobina Rx: $L_{R\ 500\ kW}$	5 [mH]
Factor de acoplamiento: k	0.103
Inductancia Mutua: $M_{500\ kW}$	0.625 [mH]
Capacitores de filtro S-S Tx: C_T	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_{T\ 500\ kW}} = 0.4803[nF]$
Capacitores de filtro S-S Rx: C_R	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_{R\ 500\ kW}} = 0.7012 [nF]$
Perdidas resistivas ligadas a los capacitores: R_{TC} y R_{RC}	0.01 [mΩ]
Perdidas por semiconductores (Inversor y Rectificador): R_{sem1} y R_{sem2}	30 [mΩ]
Factor de calidad la Tx y Rx: Q_T y Q_R	500

Resistencia asociada a bobina Tx: R_{TL}

$$\frac{\omega_o \cdot L_{T \ 500 \ kW}}{Q} = 7.7974 \ [\Omega]$$

Resistencia asociada a bobina Rx: R_{RL}

$$\frac{\omega_o \cdot L_{R \ 500 \ kW}}{Q} = 5.3407 \ [\Omega]$$

Carga DC ideal: R_L

$$\frac{\pi^2}{8} \cdot \omega_o \cdot M_{500 \ kW} \cdot \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 340.6 \ [\Omega]$$

Voltaje DC esperado en el lado de la carga:

$V_{dc,2}$

$$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M_{500 \ kW}} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 13050 \ [V]$$

Voltaje DC de fuente lado inversor:

$V_{dc,1}$

$$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M_{500 \ kW}} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 15778 \ [V]$$

Capacitor rectificador: $C_{dc,2}$

10 $[\mu F]$

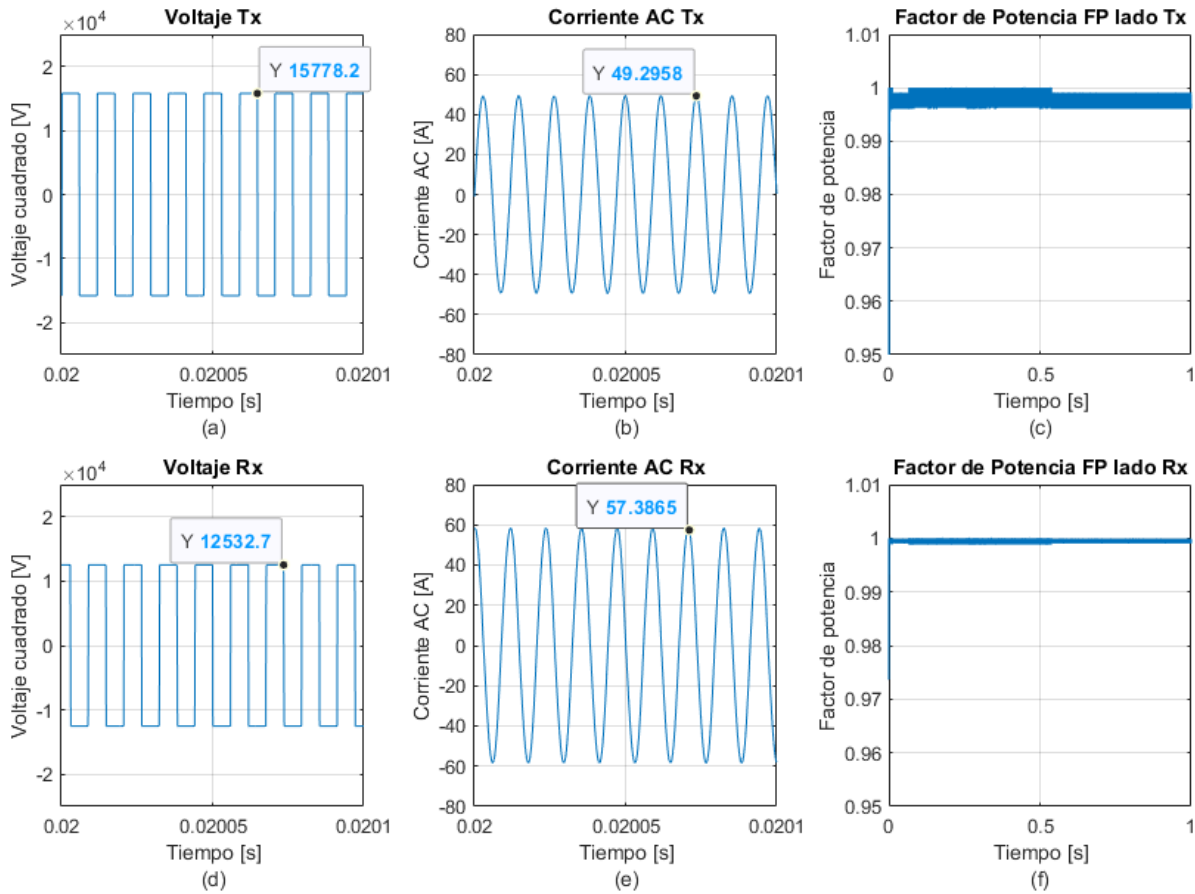
Tiempo de simulación

0.1 $[s]$

Tiempo de muestreo

0.1 $[\mu s]$

6.2.4 Resultados cargador inalámbrico monofásico a 500 [kW]



(a) Voltaje cuadrado en lado Tx , (b) Corriente en lado AC Tx , (c) Factor de potencia lado Tx , (d) Voltaje cuadrado lado Rx, (e) Corriente en lado AC Rx , (f) Factor de potencia lado Rx.

Fig. 6.4 Resultados de cargador inalámbrico monofásico a 500 [kW].

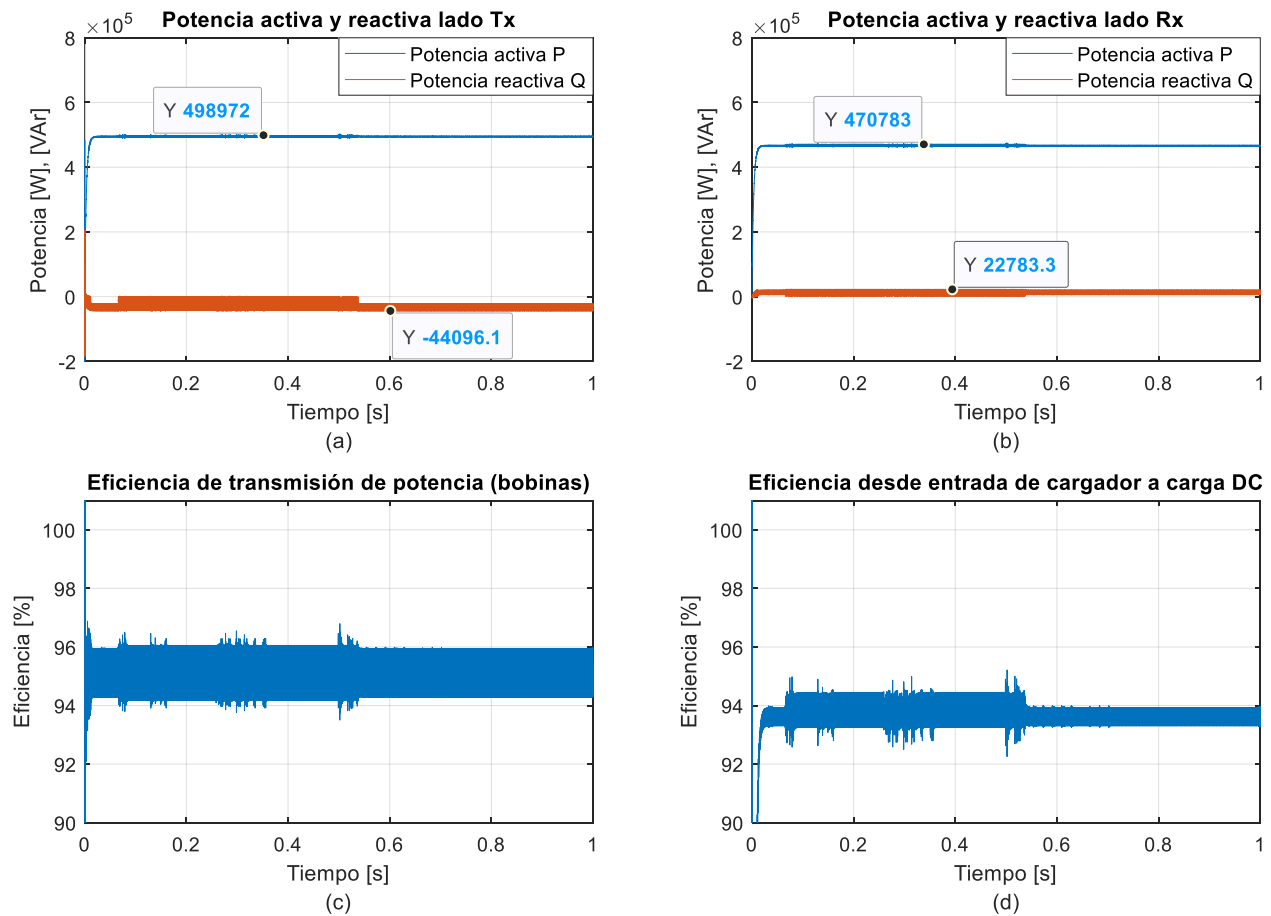
Se puede notar en Fig. 6.4 (a) y (d) que el voltaje ha aumentado comparado con el voltaje que se tenía con 20 [kW], sin embargo, si se observa Fig. 6.4 (b) y (e), las corrientes en el lado Tx y Rx respectivamente toman valores de 49 [A] y 57 [A], muy cercanos a los mostrados en Fig. 6.1 (b) y (e) respectivamente, sin embargo, el voltaje aumenta considerablemente a 15.78 [kV] en Tx y 12.53 [kV] en Rx. Por otro lado, se puede observar que ambos factores de potencia son muy cercanos a 1, por lo que se puede decir que el sistema fue escalado a 500 [kW] adecuadamente, aumentando para ello el tamaño de las bobinas y el voltaje, pero manteniendo la corriente igual.

Cabe mencionar que el aumento de voltaje podría dificultar el diseño del tanque resonante ya que ahora el capacitor deberá soportar un voltaje de mayor amplitud, por lo que, en la práctica, sería recomendable cambiar la configuración del cargador inalámbrico a $\Delta - \Delta$ para reducir el estrés como

se mencionó en el apartado 4.3. En este caso, como se trata de una simulación y por simplicidad en el estudio, se dejará la configuración actual.

Particularmente, el aumento de voltaje en la salida, si bien es un voltaje bastante más grande de lo que podría almacenar una batería de EV (entre 400 [V] y 800 [V]), la batería será cargada con un voltaje distinto debido al convertidor DC/DC que se colocará en el la salida del rectificador, el cual emulará la resistencia DC utilizada en la simulación para alcanzar la carga que permita la mejor eficiencia del cargador. De este modo, la batería podrá ser cargada a un voltaje permisible manteniendo los 500 [kW].

Para obtener las potencias activas y reactivas, se obtuvo la fundamental de voltaje y corriente para posteriormente multiplicarlas según el tipo de potencia que se quiere obtener, a continuación, se pueden ver los resultados.

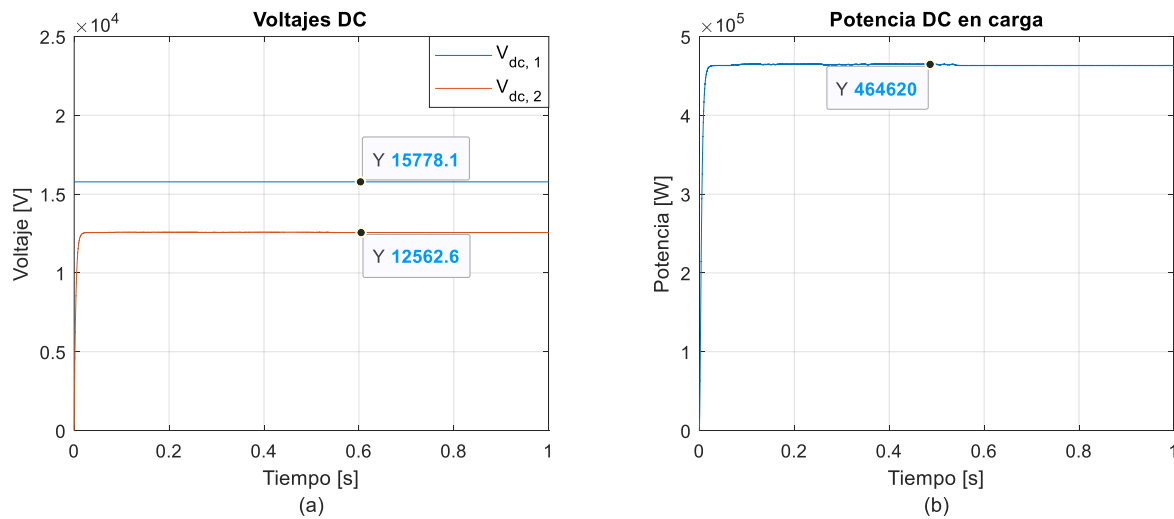


(a) Potencia activa y reactiva lado Tx, (b) Potencia activa y reactiva lado Rx, (c) Eficiencia de transmisión de potencia, (d) Eficiencia de sistema IPT.

Fig. 6.5 Potencias activas y reactivas en ambos lados del cargador y eficiencia a 500 [kW].

En Fig. 6.5 (a) se puede observar que la potencia activa se acerca a 500 [kW] mientras que la potencia reactiva es cercana a 0. Este comportamiento se replica en el lado receptor en Fig. 6.5 (b), sin embargo, en este caso, hay una caída de potencia, por lo que se puede decir que hay potencia activa que se pierde en las bobinas.

En Fig. 6.5 (c) se muestra que aún se mantiene una eficiencia del 95% en la transmisión de potencia. En Fig. 6.5 (d) se muestra que hay una caída de eficiencia del sistema completo IPT a un 93.8% aproximadamente, sin embargo, esta caída es mínima, por lo que se puede decir que se conserva su alta eficiencia.



(a) Voltajes DC $V_{dc,1}$ y $V_{dc,2}$, (b) Potencia DC en la carga.

Fig. 6.6 Voltajes DC en fuente y carga y potencia DC en la carga.

En Fig. 6.6 (a), se puede observar que al igual que con 20 [kW] el Voltaje $V_{dc,1}$ coincide con el valor mostrado en tabla 6.3 ya que este valor fue fijado, sin embargo $V_{dc,2}$ dista del valor presentado en la tabla 6.3 de 13050 [V], sin embargo, este sigue siendo cercano. Esta caída de este valor provoca que la potencia en la carga sea ligeramente menor a la esperada, siendo de 464 [kW] en vez de 500 [kW] como se esperaba originalmente como se puede observar en Fig. 6.6 (b).

A pesar de estas diferencias, estas son realmente mínimas en el rango de los valores con los que se están trabajando por lo que se puede decir que estos se mantienen cercanos a los esperados, por lo tanto, el cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia escalado a 500 [kW] para su uso en carga de camiones eléctricos diseñado en el capítulo 3 funciona correctamente.

6.3. Simulación de sistema cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia

Para comprobar el capítulo 4, se simulará un cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia considerando la topología mostrada en Fig. 4.9 (b) con la modulación mostrada en Fig. 4.3, la bobina escalada a 500 [kW] obtenida en el apartado anterior que será adaptada a un sistema trifásico considerando la técnica del overlapping y las ecuaciones presentadas a lo largo del capítulo 4.

6.3.1 Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia

Tabla 6.4 Datos de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia.

Parámetros	Valores/Cálculos
Frecuencia de resonancia: f_0	85 [kHz]
Potencia DC: P_{DC}	500 [kW]
Inductancias propias lado Tx: $L_a = L_b = L_c = L_T$	7.3 [mH]
Inductancias propias lado Rx: $L_x = L_y = L_z = L_R$	5 [mH]
Factor de acoplamiento: k	0.103
Inductancias Mutuas: $M_{ax} = M_{by} = M_{cz} = M$	0.625 [mH]
Capacitores de filtro S-S Tx: $C_a = C_b = C_c = C_T$	$\frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_T} = 0.4803$ [nF]
Capacitores de filtro S-S Rx: $C_x = C_y = C_z = C_R$	$\frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_R} = 0.7012$ [nF]
Perdidas resistivas ligadas a los capacitores: $R_{Ca} = R_{Cb} = R_{Cc} = R_{TC}$ y $R_{Cx} = R_{Cy} = R_{Cz} = R_{RC}$	0.01 [mΩ]
Perdidas por semiconductores (Inversor y Rectificador): R_{sem1} y R_{sem2}	30 [mΩ]
Factor de calidad lado Tx y Rx: $Q_a = Q_b = Q_c = Q_T$ y $Q_x = Q_y = Q_z = Q_R$	500

Resistencia asociada a bobina Tx: $R_{La} =$

$$R_{Lb} = R_{Lc} = R_{TL}$$

Resistencia asociada a bobina Rx: $R_{Lx} =$

$$R_{Ly} = R_{Lz} = R_{RL}$$

Carga DC ideal: R_L

Voltaje DC esperado en el lado de la carga:

$$V_{dc,2}$$

Voltaje DC de fuente lado inversor:

$$V_{dc,1}$$

Capacitor rectificador: $C_{dc,2}$

Tiempo de simulación

Tiempo de muestreo

$$\frac{\omega_o \cdot L_T}{Q} = 7.7974 [\Omega]$$

$$\frac{\omega_o \cdot L_R}{Q} = 5.3407 [\Omega]$$

$$\frac{\pi^2}{6} \cdot \omega_o \cdot M \cdot \sqrt{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 454.13 [\Omega]$$

$$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{3 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 15983 [V]$$

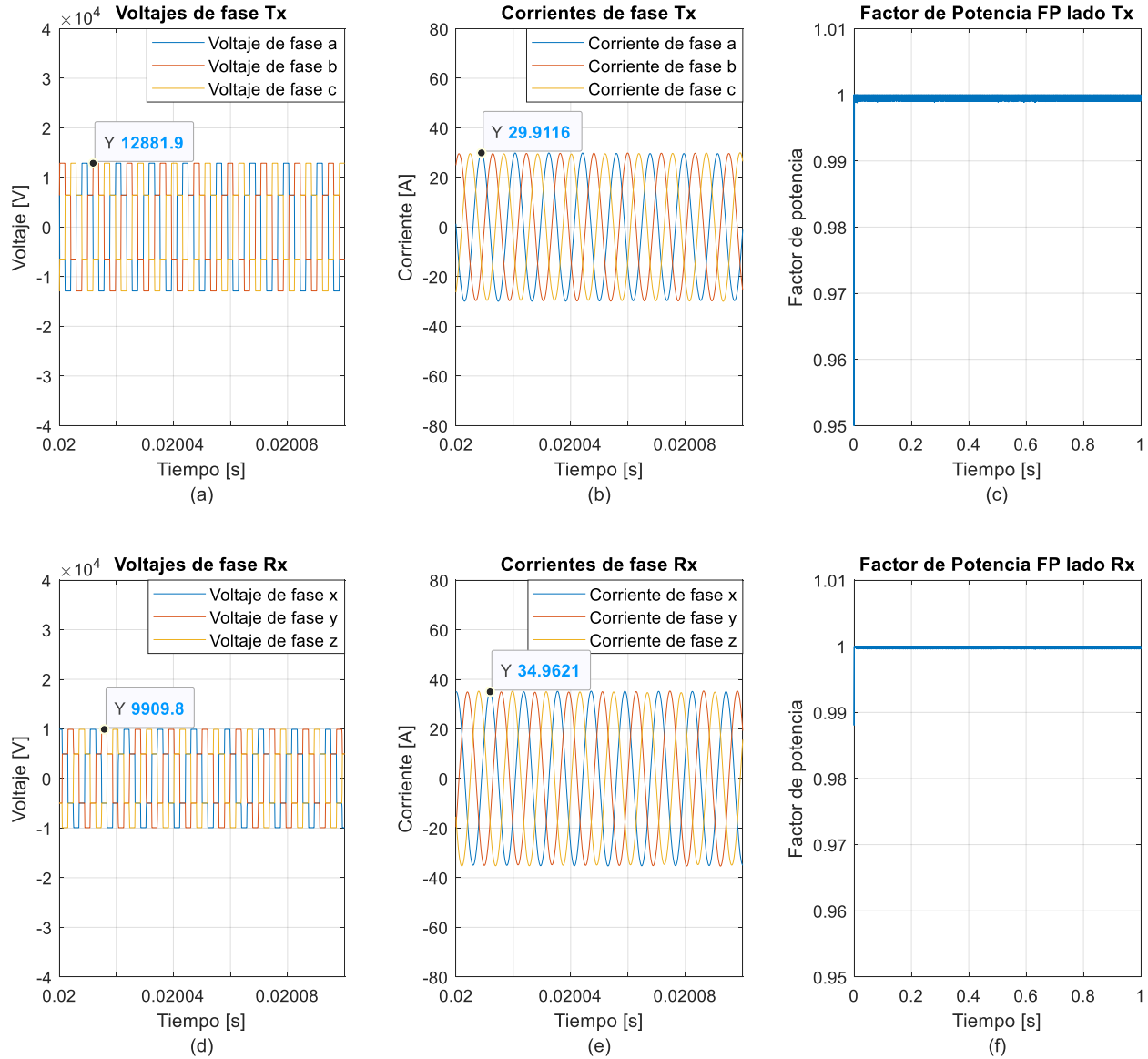
$$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{3 \cdot P_{DC} \cdot \omega_o \cdot M} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{acR}}{R_{acT}}} = 19324 [V]$$

$$10 [\mu F]$$

$$0.1 [s]$$

$$0.1 [\mu s]$$

6.3.2 Resultados de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia

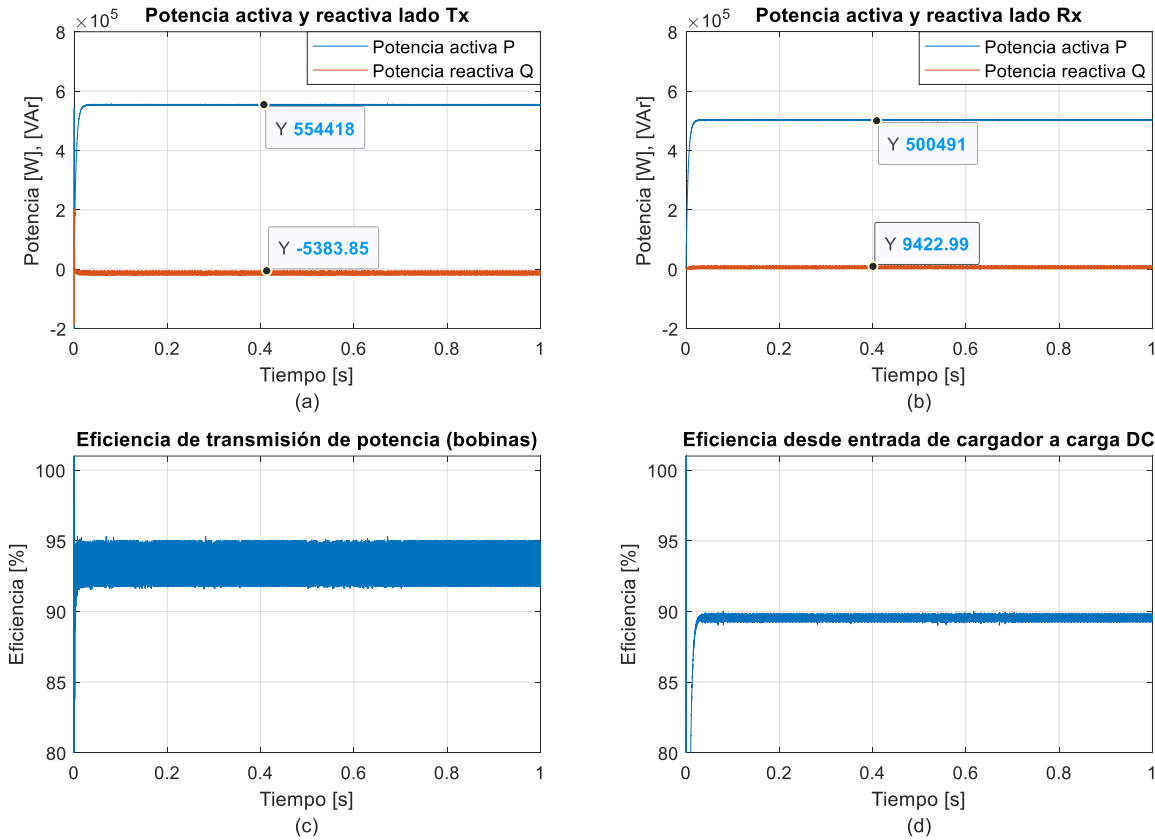


(a) Voltaje cuadrado en lado Tx, (b) Corriente en lado AC Tx (c) Factor de potencia lado Tx, (d) Voltaje cuadrado lado Rx, (e) Corriente en lado AC Rx, (f) Factor de potencia lado Rx.

Fig. 6.7 Voltajes, corrientes y factor de potencia de lados Rx y Tx en sistema IPT trifásico de alta eficiencia.

Se puede observar en Fig. 6.7 que tanto los niveles de voltaje como de corriente disminuyen en comparación con los mostrados en el sistema IPT monofásico, esto es debido a que la potencia se distribuye entre las 3 fases del sistema, lo que puede ser más conveniente para reducir el estrés percibido por las bobinas y los filtros y, además, permite reducir pérdidas gracias a que se reduce el calor en los cables al reducir la corriente. Por ello, se puede decir que un sistema IPT trifásico para

altas potencias es más conveniente que un sistema IPT monofásico en altas potencias. Por otro lado, en Fig. 6.7 (c) y (f) se puede observar que el factor de potencia tanto para el lado Tx y Rx son cercanos a 1, lo cual coincide con lo que sucedía en el sistema monofásico ya que el filtro S-S permite aumentar la eficiencia y el factor de potencia del sistema.

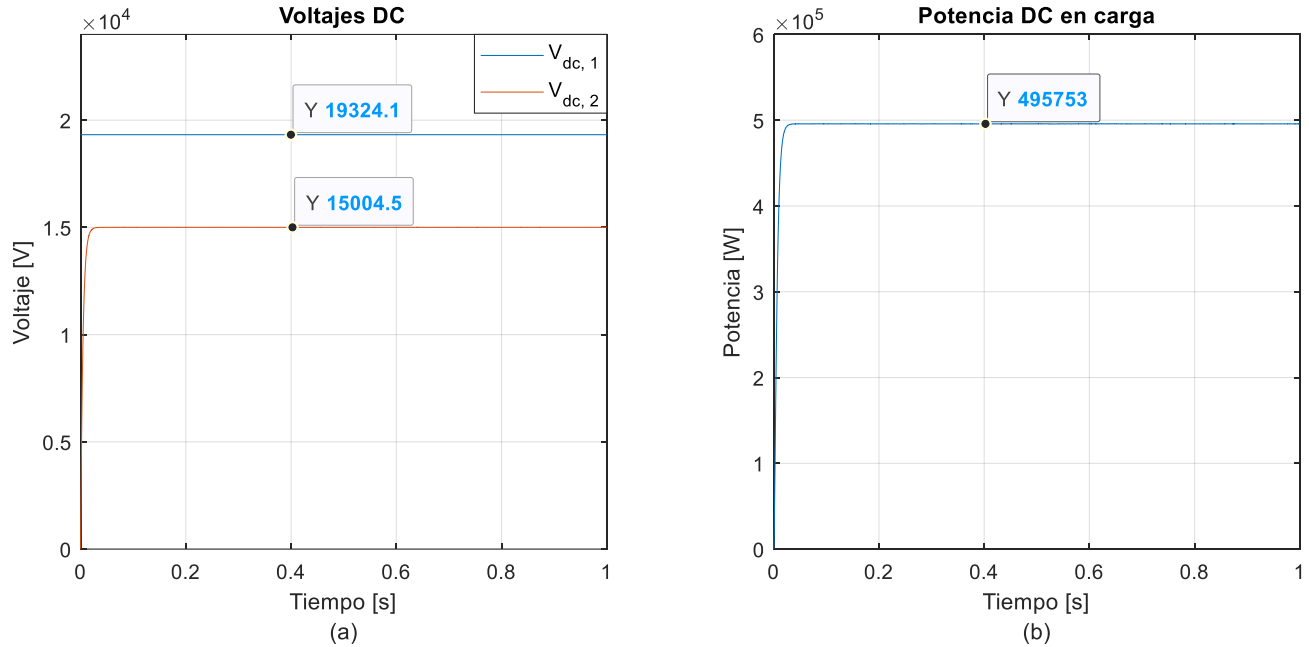


(a) Potencia activa y reactiva trifásico lado Tx, (b) Potencia activa y reactiva trifásico lado Rx, (c) Eficiencia de transmisión de potencia, (d) Eficiencia de sistema IPT.

Fig. 6.8 Potencias activas y reactivas trifásicas en ambos lados del cargador y eficiencia trifásico a 500 [kW].

En Fig. 6.8 (a) se puede observar que la potencia activa en el lado Tx es superior a los 500 [kW] esperados, sin embargo, en Fig. 6.8 (b) se observa que se alcanzan los 500 [kW] en el lado Rx, por ende, se puede decir que el excedente de potencia activa se pierde en la transmisión de potencia, lo que puede ser un efecto de las resistencias que se tiene en el transcurso del circuito (perdidas resistivas ligadas a las bobinas y los capacitores). Por otro lado, en tanto Fig. 6.8 (a) como (b) se observa que la potencia reactiva es pequeña comparada con los valores de potencia activa, lo que nuevamente indica un buen funcionamiento del filtro S-S y genera un buen factor de potencia como se observó en Fig. 6.7 (c) y (f). En cuanto a la eficiencia, en Fig. 6.8 (c) se observa una caída de esta de aproximadamente un 1.2% y en Fig. 6.7 (d) la eficiencia completa del sistema IPT cae a cerca de

un 89%, sin embargo, estas caídas son ínfimas, por lo que aún se puede considerar que el sistema está funcionando a una buena eficiencia.



(a) Voltajes DC $V_{dc,1}$ y $V_{dc,2}$, (b) Potencia DC en la carga.

Fig. 6.9 Voltajes DC en fuente y carga y potencia DC en la carga.

En Fig. 6.9 (a) se puede observar un comportamiento similar a los observados en los sistemas IPT monofásicos, el voltaje $V_{dc,1}$ es fijado por lo que coincide con el valor mostrado en Tabla 6.4, sin embargo, el voltaje $V_{dc,2}$ es menor al que muestra esta tabla (15983 [V]), sin embargo, para la escala de voltaje en el que se está trabajando, esta disminución es mínima por lo que se puede decir que el sistema funciona correctamente. Por otro lado, en Fig. 6.9 (b) se puede observar que la potencia DC obtenida es más cercana a los 500 [kW] si se compara con los resultados observados en el sistema IPT monofásico, mostrando que es mejor utilizar cargador inalámbrico trifásicos para alta potencia que monofásicos.

Considerando que el cargador inalámbrico trifásico funciona a alta eficiencia y respeta el parámetro de potencia pedido, se puede decir que la adaptación del sistema IPT monofásico a trifásico presentada en el capítulo 4 funciona correctamente.

6.4. Simulación de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia utilizando M3C

Para comprobar el capítulo 5, se realizará una simulación del cargador inalámbrico trifásico utilizando M3C, es decir, el sistema IPT trifásico de alta eficiencia mostrado en el capítulo 5 acoplado al M3C presentado en el capítulo 5 como se muestra en Fig.5.4.

6.4.1 Datos de simulación y cálculos de cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia utilizando M3C

Los parámetros del cargador son los mismos mostrados en la Tabla 5.4 exceptuando el voltaje $V_{dc,1}$, ya que, en este caso, no se cuenta con una fuente DC que alimente el sistema IPT, sino que se cuenta con múltiples fuentes repartidas entre las ramas del convertidor. Considerando que se tienen 3 módulos por rama, se utilizarán 8 [kV] por módulo para así tener 24 [kV] por rama, de este modo se asegurará que se cubrirá el voltaje DC necesario de alimentación de 19324 [V] según la Tabla 7.4, considerando además las pérdidas ligadas al propio convertidor. Para alimentar el convertidor, se utilizará una red de 220 [Vrms], si bien este voltaje es relativamente bajo para los 8 [kV] de cada módulo, los capacitores de cada uno de estos son precargados a 8 [kV], por lo que no se deberá esperar a que los capacitores de cada módulo lleguen a los 8 [kV]. Por otro lado, es importante notar que el voltaje en los módulos, la capacitancia de estos y la frecuencia de la portadora puede disminuir conforme se aumenta la cantidad de módulos en serie dispuestos en las ramas, en este caso, se simulará únicamente 3 módulos debido a la elevada potencia computacional que se requeriría para simular más módulos, sin embargo, esta disminución de voltaje y capacitancia permitirá que los módulos puedan ser pequeños y la disminución de la frecuencia de la portadora permitirá que se puedan utilizar IGBTs en los módulos, además, los módulos podrán precargarse más rápido ya que los voltajes en estos podrán ser más pequeños.

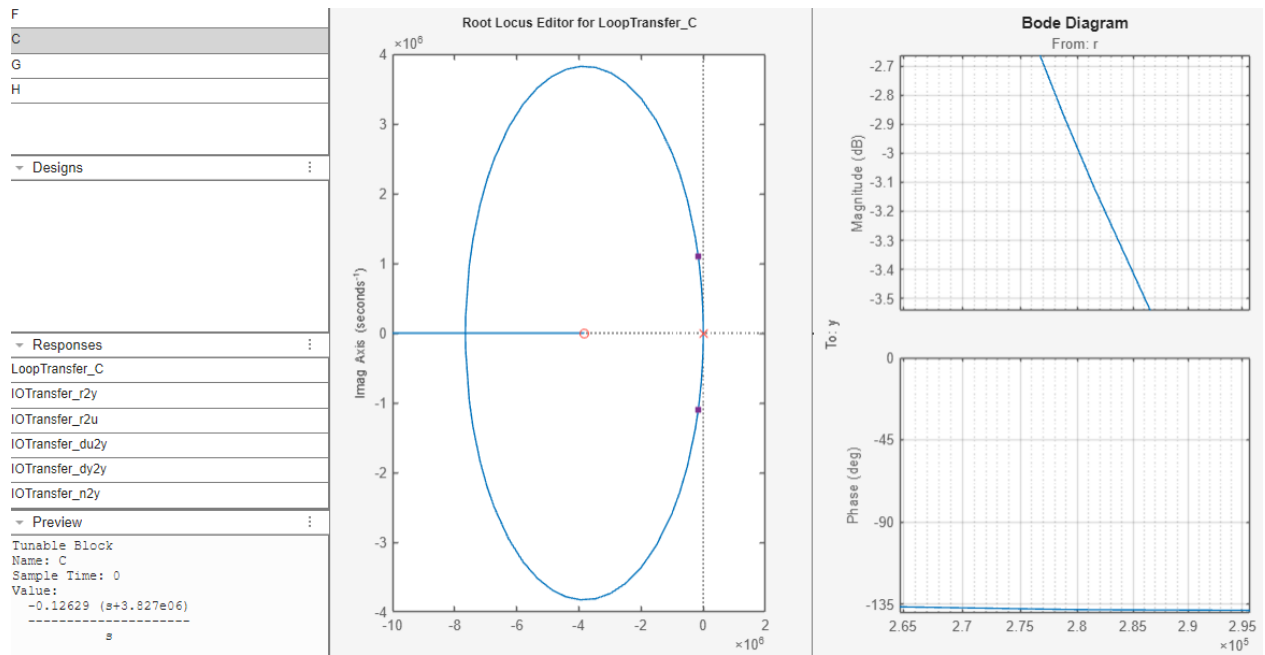
Los parámetros del M3C se pueden observar a continuación:

Tabla 6.5. Datos de simulación para M3C

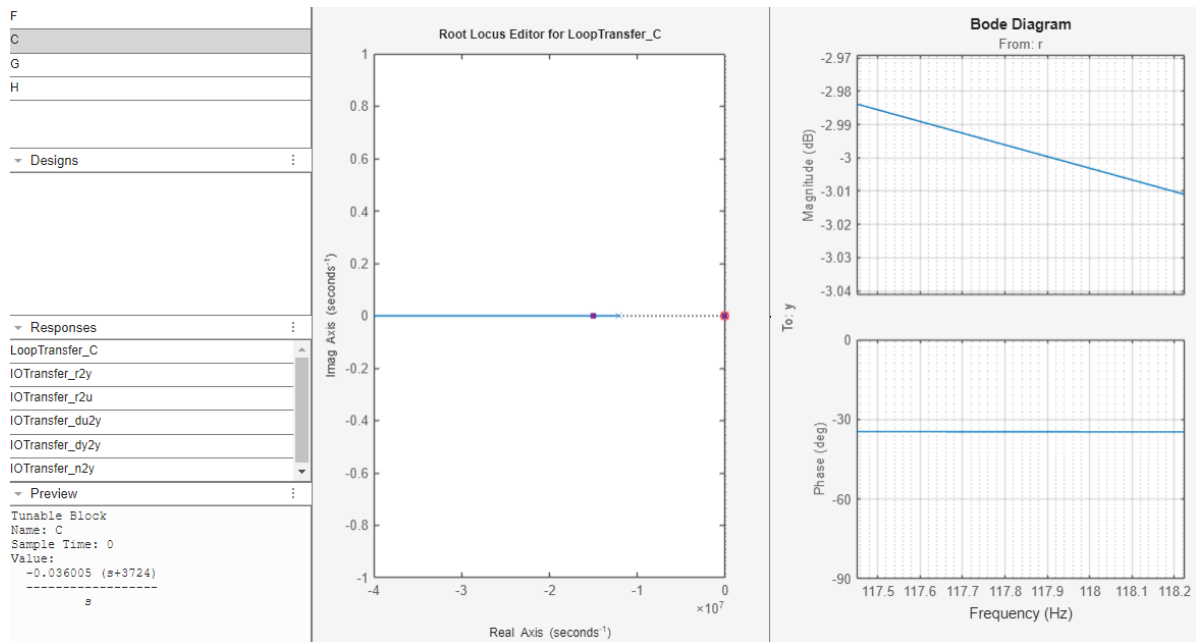
Parámetros del M3C	Cálculos/Valores
Voltaje de entrada: V_S	220 [Vrms]
Frecuencia de entrada: f_S	50 [Hz]
Inductancias de entrada: L_S	1 [mH]
Resistencia de entrada: R_S	0.1 [mΩ]
Frecuencia de salida: f_0	85 [kHz]
Potencia DC fijada $P_{DC\ ref}$	500 [kW]
Corriente “q” fijada en entrada y salida: $I_{sq\ ref}$ y $I_{oq\ ref}$	0 [A peak]
Resistencia de rama: R	10 [mΩ]
Inductancia de rama: L	0.1 [mH]
Capacitancia por modulo: C_{dc}	200 [mF]
Voltaje DC fijado por módulo: V_{dc}	8000 [V]
Cantidad de módulos por rama: N	3 módulos
Frecuencia de portadora: f_{Tri}	283.3 [kHz]

Los datos de R_{TL} , R_{TC} , R_{RL} , R_{TC} , R_L y M requeridos para el modelo de la corriente de salida se puede observar en los datos del cargador inalámbrico mostrados en la Tabla 6.4

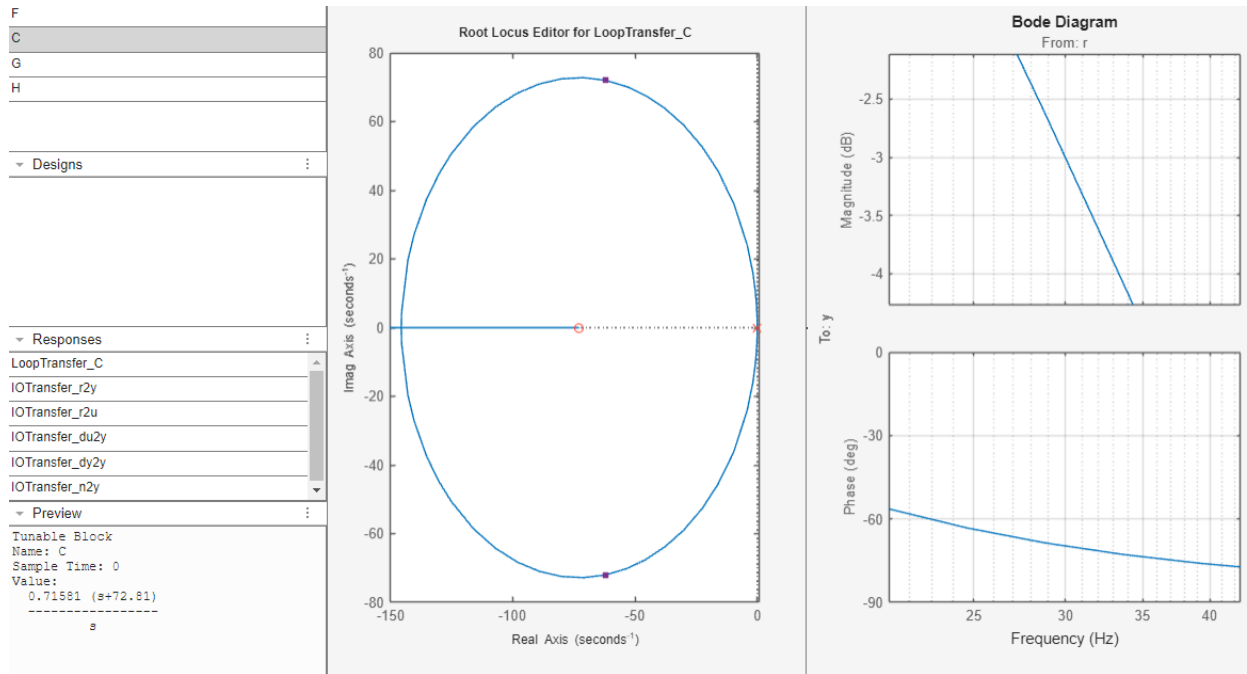
Los controladores PI utilizados en el M3C fueron sintonizados utilizando la herramienta “RL Tool” de Matlab de acuerdo a las funciones de transferencia mostradas en el capítulo 5, esto se puede observar en Fig. 6.10. Notar que en Fig. 6.10 (b) el PI de salida se cancela un polo con un cero en (0,0), esto generará que el PI actúe ligeramente más lento.



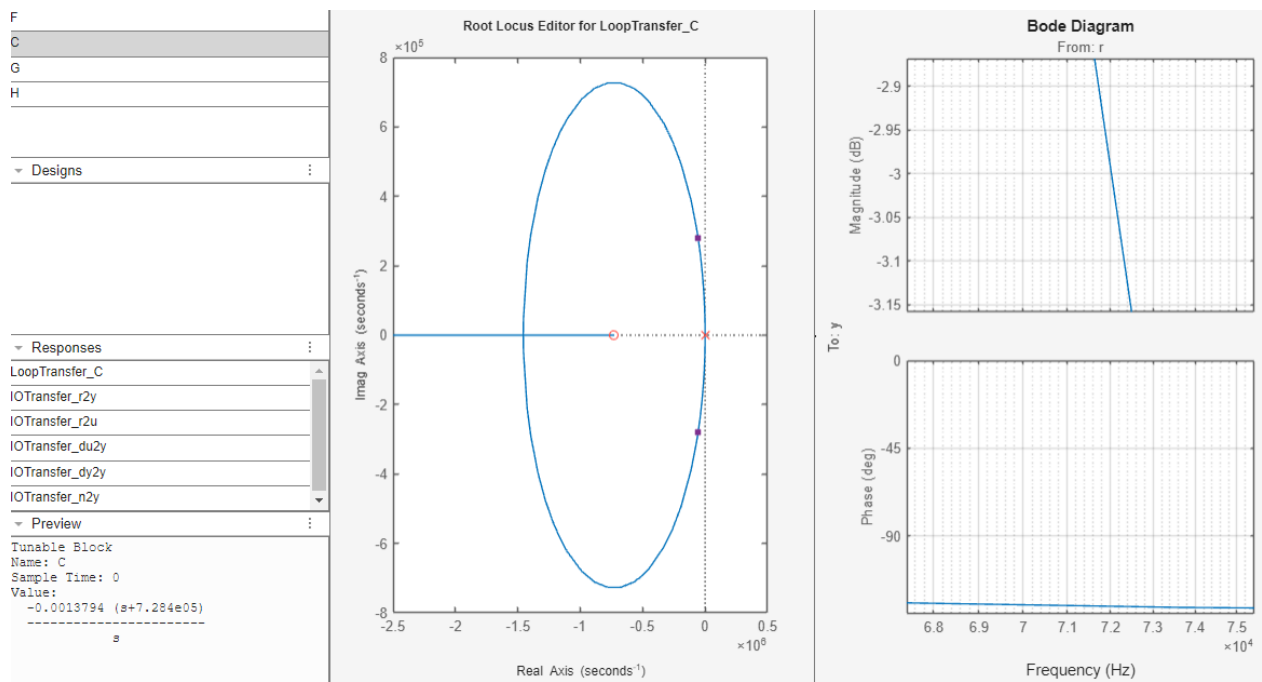
(a)



(b)



(c)



(d)

(a) PI Corriente de entrada I_s , (b) PI Corriente de salida I_o , (c) PI Voltaje DC en módulos, (d) PI Corriente circulante.

Fig. 6.10 PI sintonizados con Rltool de Matlab.

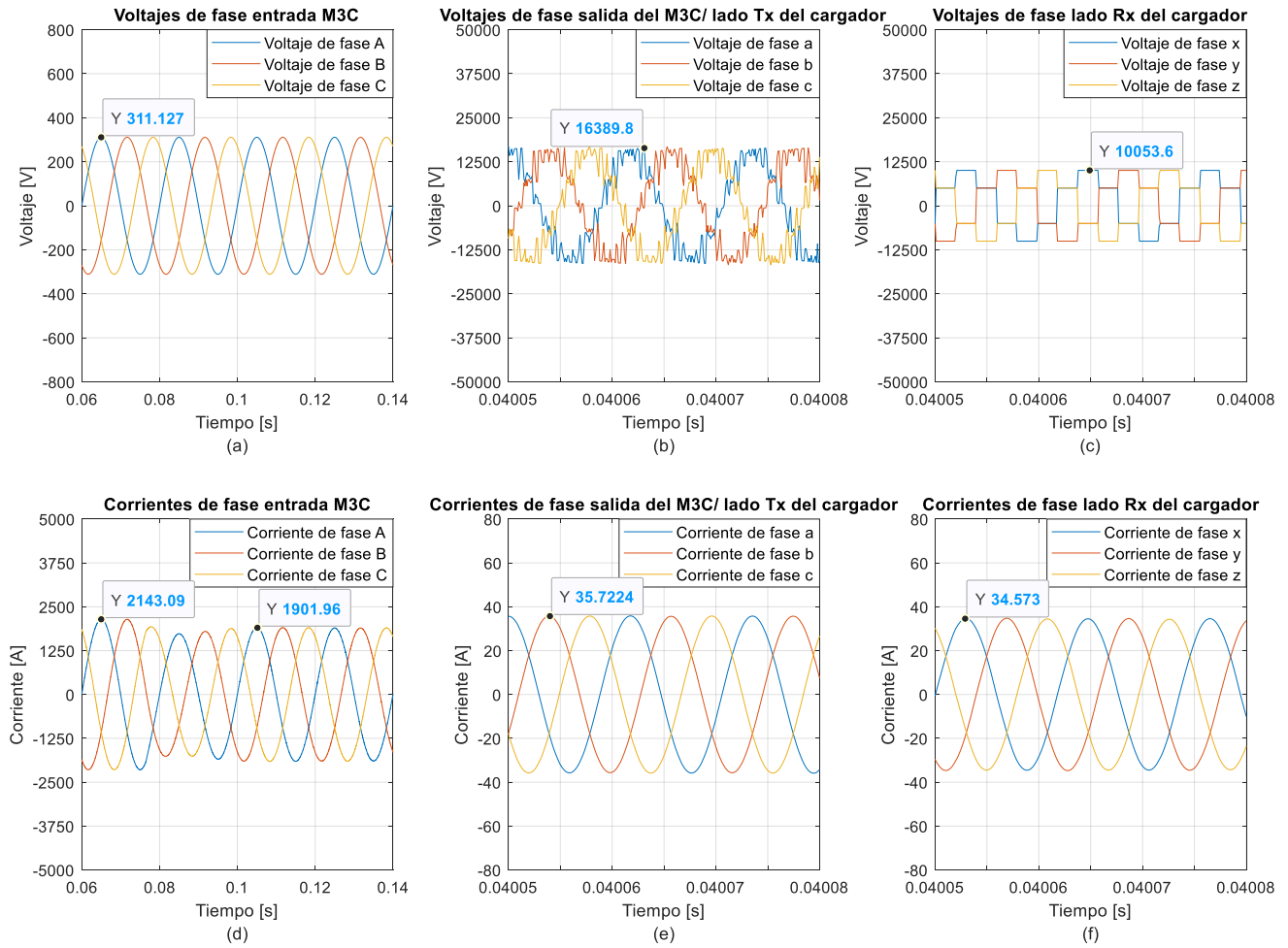
A continuación, se pueden observar los datos de constante proporcional, constante integral, saturación y frecuencia de corte de cada uno de los PI del M3C mostrados en Fig. 6.10.

Tabla 6.6. Datos de controladores PI utilizados en M3C.

PI	Kp	Ti	Saturación	Frecuencia de corte
Corriente de entrada.	-0.12629	26.13 [μ s]	0.2	0.28 [MHz]
Corriente de salida.	-0.036005	268.53 [μ s]	0.75	117.9 [Hz]
Voltaje DC en módulos.	0.71581	13.73 [ms]	2142.7	30 [Hz]
Corriente circulante.	-0.0013794	1.37 [μ s]	0.08	720 [MHz]

Cabe mencionar que debido a las simplificaciones que tiene el modelo del M3C y el cargador inalámbrico, la respuesta obtenida puede tener algunas diferencias con lo diseñado, sin embargo, estas serán cercanas. Por otro lado, debido a la frecuencia de corte escogida, el lazo DC tardará más tiempo en reaccionar, mientras que el PI de corriente circulante, el PI de corriente de entrada y el PI de corriente de salida reaccionarán más rápido. La frecuencia de corte en el PI de entrada fue escogida como un valor alto debido a que la entrada del convertidor está conectada a la red, por lo que se quiere asegurar un control de frecuencia, además, según pruebas en simulaciones, tener una alta frecuencia de corte en la entrada permite tener un ripple en los capacitores que sigue de mejor forma la referencia. En cambio, el PI de salida, si bien funciona con frecuencias altas, no requiere de dinámicas muy rápidas puesto a que se trata de un cargador estático que dependerá de la carga, es por ello que se pueden utilizar frecuencias de corte bajas.

6.4.2 Resultados



(a) Voltaje de fase entrada M3C, (b) Voltajes de fase salida del M3C/lado Tx de cargador, (c) Voltaje de fase lado Rx de cargador, (d) Corriente de fase entrada M3C, (e) Corrientes de fase salida del M3C/lado Tx del cargador, (f) Corrientes de fase lado Rx del cargador.

Fig. 6.11 Corrientes y voltajes de fase en entrada de M3C, salida de M3C/lado Tx de cargador, Rx de cargador.

En Fig. 6.11 (b) se puede observar que se alcanzó un peak de 16389.8 [V], este valor es menor al alcanzado con convertidor de esquema back-to-back ya que este último genera una señal cuadrada.

La fundamental del voltaje peak cuadrado se puede obtener mediante la siguiente ecuación.

$$V_{peak} = \frac{4}{\pi} \cdot A \quad (80)$$

Donde A es la amplitud de la señal cuadrada. Al realizar este cálculo con la señal cuadrada en Fig. 6.7 (a) se obtiene una amplitud de 16401.744 [V], la cual es cercana a la mostrada en Fig. 6.11 (b). De este modo, se puede decir que el M3C logró reducir el THD de la señal, evidenciándose en la forma obtenida y en que el valor de amplitud que es más cercana a la fundamental de la cuadrada. Cabe mencionar que se puede reducir aún más el THD de la señal añadiendo más módulos en serie en

las ramas, ya que estos añaden más niveles de voltaje y, por ende, se puede generar una señal más cercana a una sinusoidal.

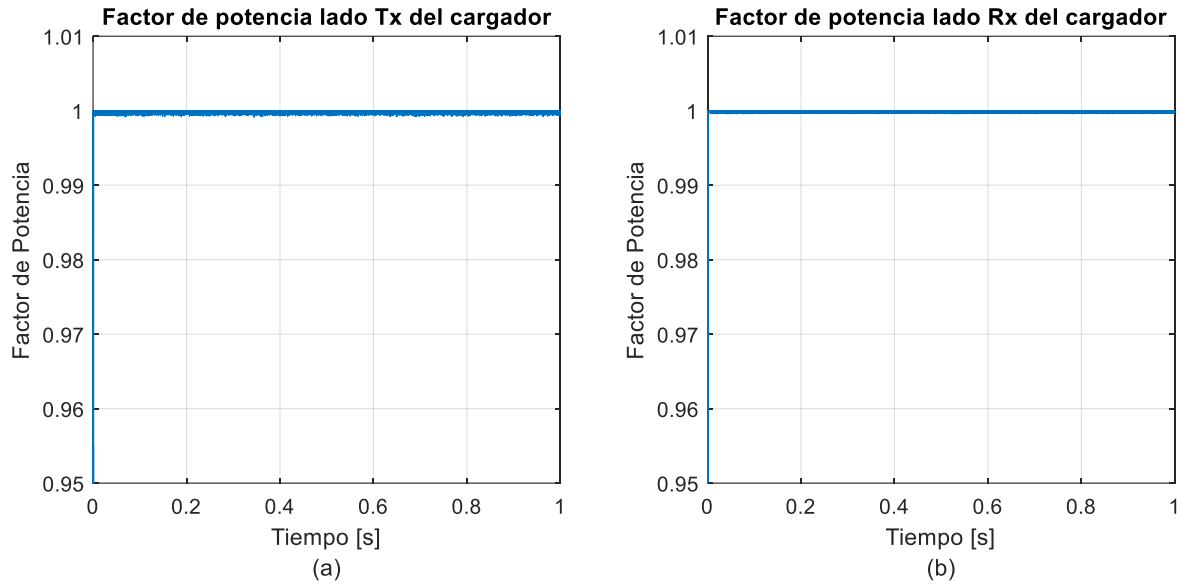
En Fig. 6.11 (c) se tiene los voltajes de fase del lado Rx del cargador. Debido a que se utiliza el rectificador de diodos, la señal obtenida es cuadrada por lo que se tiene un alto THD, esta señal es ligeramente mayor a la mostrada en Fig. 6.7 (d), aunque sigue siendo cercana, por lo que se puede decir que tanto en Tx como en Rx las fundamentales de las señales de voltaje tienen un comportamiento similar.

De manera similar al caso que se tenía con el AFE, los voltajes percibidos por los tanques resonantes son grandes, sin embargo, ahora se tiene una señal más cercana a una sinusoidal debido a los 7 niveles generados por los MMC. Esto permite que se reduzca el estrés que percibe un capacitor debido a la alta tensión y frecuencia ya que no hay cambios de voltaje tan bruscos, de igual forma, la utilización de una configuración $\Delta - \Delta$ podrían aportar a una disminución del estrés percibido, aunque con los MMC se aporta a una disminución del estrés gracias a los módulos multinivel. En este caso, se mantendrá la configuración Y-Y del cargador por simplicidad.

En el caso de las corrientes, se puede observar en Fig. 6.11 (d) que se debió aumentar la corriente de la entrada para alcanzar los 500 [kW] considerando la señal fija de voltaje de 220 [V-rms] y las pérdidas que se tienen dentro del convertidor. En la práctica, esto sobrecalienta los cables y genera más pérdidas, requiriendo de cableados más voluminosos, sin embargo, esto se puede reducir utilizando una red de tensión más alta para alimentar el M3C o transformadores que adecuen los niveles de voltaje y corriente. Antes de los 0.09 [s], la amplitud de la corriente alcanza peaks de 2143 [A] aproximadamente, sin embargo, después de los 0.09 [s] esta disminuye a 1902 [A] aproximadamente, esto indica que en este momento la corriente I_{sd} que controla amplitud de la sinusoidal cambia de referencia aproximadamente a los 0.09 [s].

En Fig. 6.11 (e) se puede observar que la corriente en el lado Tx del cargador es de 36 [A] aproximadamente, esta corriente es mayor a la alcanzada en Fig. 6.7 (b), donde se tenía 29 [A] aproximadamente, sin embargo, la corriente en Fig. 6.11 (f) correspondiente al lado Rx es de 34.5 lo que es cercano a los 35 [A] mostrados en Fig. 6.7 (e).

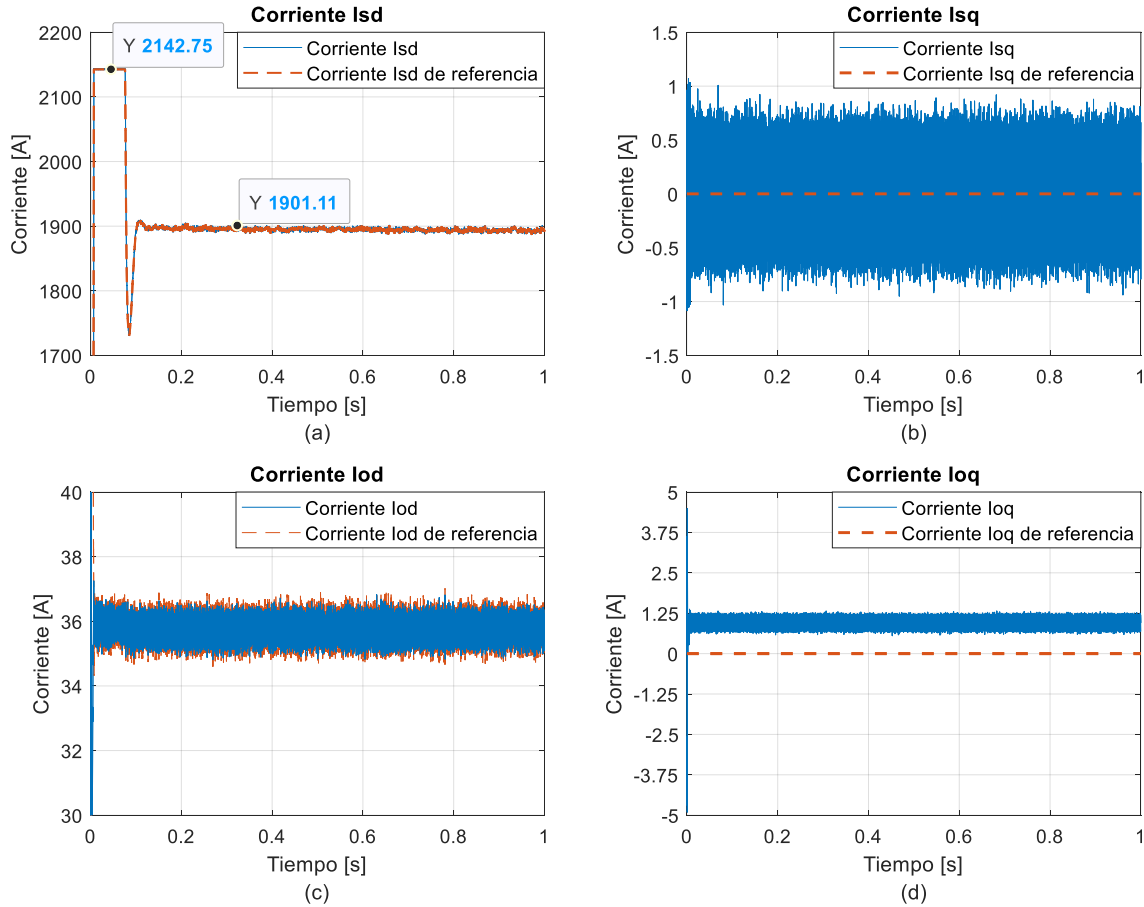
De este modo, considerando que el nivel de voltaje y corriente en el lado Rx son cercanos a los obtenidos con el esquema back-to-back, se puede decir que se tendrá un comportamiento similar en este lado del cargador, sin embargo, el aumento de corriente en el lado Tx influirá en una disminución de la eficiencia, ya que habrá un aumento de potencia que se perderá entre las bobinas Tx y Rx.



(a) Factor de potencia lado Tx del cargador, (b) Factor de potencia lado Rx del cargador.

Fig. 6.12 Factor de potencia del cargador

En Fig. 6.12 se puede observar que los factores de potencia en el lado Tx y Rx son cercanos a 1, en sí, esto se lograba también con el convertidor back-to-back y en este caso, gracias al control del M3C, el factor de potencia es controlado para llevarlo a su máximo valor mediante la corriente I_q .



(a) Corriente Isd, (b) Corriente Isq, (c) Corriente Iod, (d) Corriente Ioq.

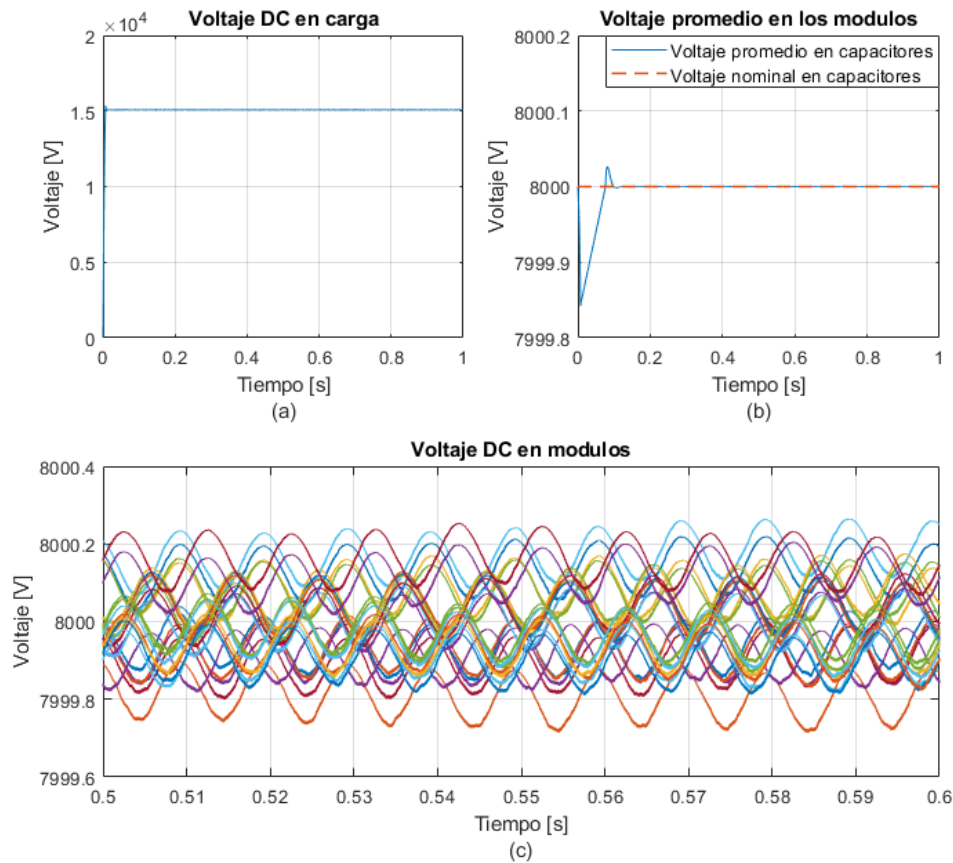
Fig. 6.13 Corrientes dq de entrada y salida.

En Fig. 6.13 (a) se puede observar la corriente Isd, la referencia de esta corriente es obtenida mediante el lazo de control del voltaje DC promedio en los capacitores, se puede observar que esta satura hasta los 0.09 [s] aproximadamente. Durante este transcurso de tiempo, el voltaje en los capacitores se encuentran adaptándose a su respectiva referencia, por lo que requiere de más potencia para mantener el voltaje de los capacitores constantes a la par que mantiene la potencia en la salida del convertidor, como el voltaje de la red de 220 [V-rms] es fijado, la corriente de entrada debe aumentar durante este periodo para cumplir con la potencia adicional que se requiere, no es hasta los 0.09 [s] que la referencia de voltaje DC en los capacitores es finalmente alcanzada por lo que los capacitores ya no requieren de más potencia adicional para seguir manteniendo el voltaje constante en ello, por ende, el PI de voltaje DC deja de saturar y genera que la corriente Isd disminuya de amplitud en el instante 0.09 [s].

En Fig. 6.13 (c) se puede observar la corriente Iod, se puede observar que este es de aproximadamente 36 [A], lo que ocasiona que la corriente observada en Fig. 6.11 (e) tenga esta

amplitud. La referencia de esta corriente es obtenida mediante el lazo descrito en Fig. 6.5 donde se fija únicamente la potencia DC que se requiere mientras que el resto de datos son medidos. De este modo, se puede decir que para alcanzar 500 [kW] DC en la salida considerando la eficiencia que se tiene en esta topología, se requieren de 36 [A] aproximadamente. Otro aspecto a notar es que la sintonización mostrada de este PI ocasiona que esta tarde más tiempo en alcanzar el valor de referencia, sin embargo, esta demora es mínima, siendo casi imperceptible al inicio de la simulación. También se puede observar que si bien esta referencia varía en el tiempo, el PI de salida logra reducir el error considerablemente.

Por otro lado, en Fig. 6.13 (b) y (d) se pueden observar las corrientes I_q de entrada y salida respectivamente, ambas siguen la referencia de 0 [A] correctamente si se considera los niveles de corriente que se tienen en las corrientes I_d , garantizando que se tenga un buen factor de potencia en tanto a la entrada como la salida del convertidor.



(a) Voltaje DC en carga, (b) Voltaje promedio en capacitores de módulos, (c) Voltaje DC en capacitores de módulos.

Fig. 6.14 Voltajes DC de cargador inalámbrico trifásico utilizando M3C.

En Fig. 6.14 (a) se puede observar que el voltaje en la carga se mantiene en 15 [kV] lo que coincide con la versión con convertidor back-to-back ya que se conserva el mismo comportamiento en Rx. De manera similar al back-to-back, si bien este voltaje es demasiado alto para una batería de un EV, este no será el voltaje con el que se alimentará dicha batería, sino que será el voltaje que percibirá el convertidor DC/DC puesto a la salida del rectificador que se encargará de modificar los niveles de tensión y corriente para la batería, manteniendo la misma potencia y emulando la resistencia que permite la mayor eficiencia en el cargador inalámbrico. En Fig. 6.14 (b) se puede observar el voltaje promedio en los capacitores, entre los instantes 0 [s] y 0.09 [s] aproximadamente, el voltaje promedio se encuentra asentándose en su valor de referencia de 8 [kV], durante este transcurso de tiempo el PI de voltaje promedio DC se satura, generando una corriente de amplitud 2143 [A] aproximadamente, esto indica que este PI todavía tiene un espectro de mejora en su velocidad de respuesta. En Fig. 6.14 (c) se puede observar que todos los voltajes de los capacitores de los módulos se mantienen alrededor de 8 [kV] gracias al control de voltaje promedio y al lazo de voltaje de balance de voltaje en los módulos con un ripple mínimo de 0.2 [V] aproximadamente, es decir, un ripple del 0.0025%, por lo que se puede considerar que los lazos de control están funcionando correctamente.

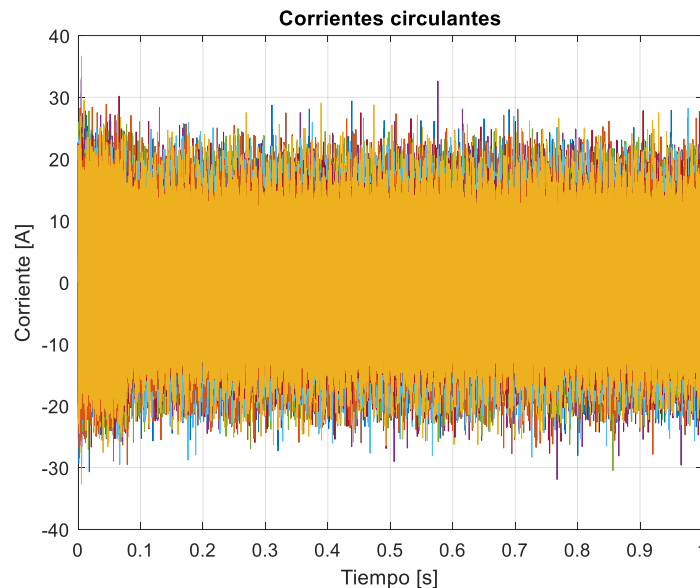
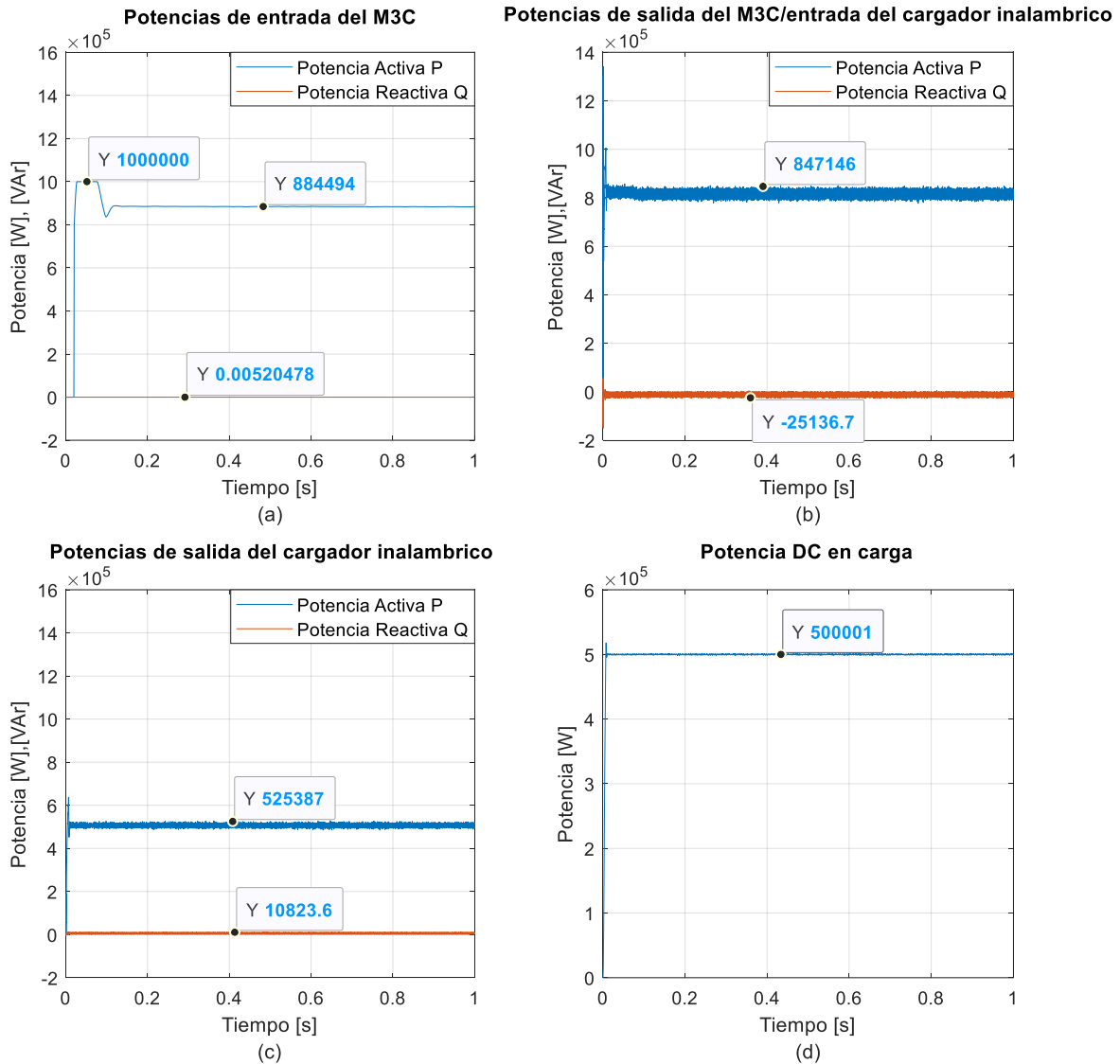


Fig. 6.15 Corrientes circulantes

En Fig. 6.15 se pueden observar las corrientes circulantes en las ramas del M3C, se puede observar que estas se mantienen alrededor de su referencia de 0 [A], aunque no son reducidas del todo ya que son utilizadas para balancear las ramas del convertidor, por lo que se puede decir que el lazo de control está funcionando correctamente.



(a) Potencia de entrada del M3C, (b) Potencia de salida del M3C/entrada del cargador inalámbrico, (c) Potencias de salida del cargador inalámbrico, (d) Potencia DC en carga.

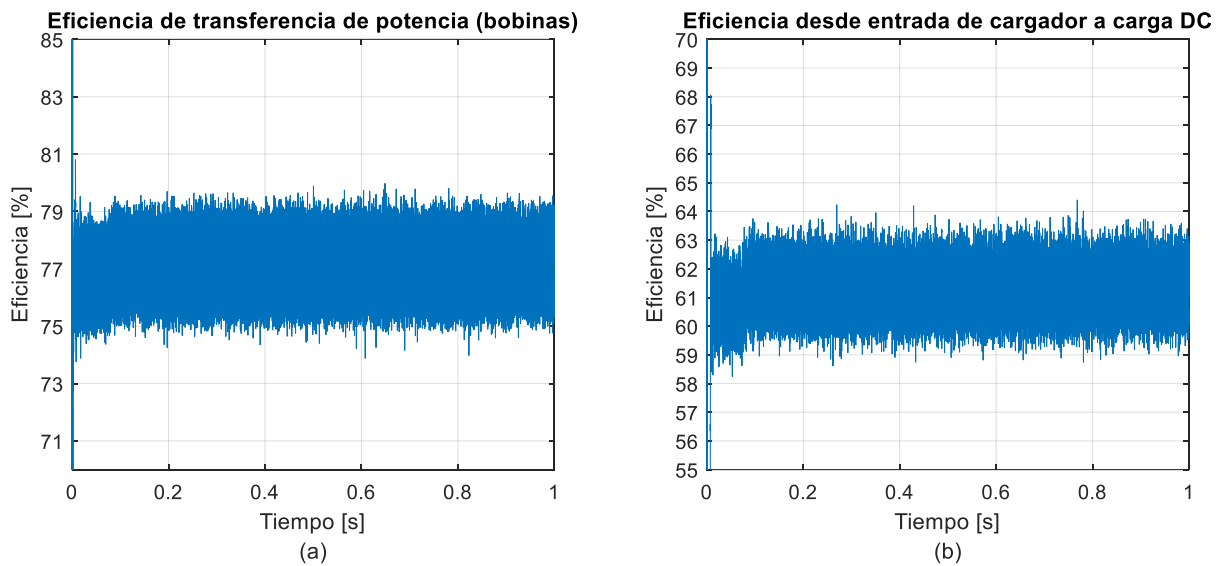
Fig. 6.16 Potencias de entrada M3C, salida de M3C/entrada de cargador, salida de cargador y potencia en carga DC.

En Fig. 6.16 (a) se puede observar la potencia activa y reactiva de entrada del M3C, se tiene un aumento de la potencia activa debido a que aún se está ajustando el valor del voltaje DC en los capacitores, lo que afecta a la referencia de I_{sd} , aumentando la amplitud de corriente y, por ende, la potencia activa. Durante este periodo se tiene una potencia de 1000 [kW], sin embargo, la potencia logra disminuir a 884 [kW] luego de que el voltaje DC en los capacitores alcancen su referencia.

En Fig. 6.16 (b) se puede observar que se tiene una ligera disminución de potencia de los 884 [kW] de la entrada del M3C a 847 [kW] debido a las pérdidas internas del convertidor, aun así, esta potencia obtenida en la salida del M3C es mayor a la observada con el convertidor de esquema back-

to-back en Fig. 6.3 (a) donde se tenía 554 [kW] aproximadamente, mientras que en el lado Rx con M3C se tiene 525 [kW] aproximadamente, lo que es ligeramente mayor a lo que se obtuvo con el convertidor back-to-back en Fig. 6.8 (b), sin embargo se mantiene cercano. La diferencia entre la potencia activa en Rx y Tx evidencian una disminución de eficiencia en la transmisión de potencia, sin embargo, la potencia en la carga DC se conserva en el mismo valor, siendo incluso más cercano a la referencia de 500 [kW] que como se mostraba en Fig. 6.9 (b), esto indica que el control de la corriente I_{od} en conjunto con el lazo de control de potencia DC propuesto en Fig. 5.5 funcionan adecuadamente.

En cuanto a las potencias reactivas que se pueden observar en Fig.6.16 (a), (b) y (c), se puede observar que estas se mantienen en valor bajos cercanos a 0 [A], esto como efecto del filtro resonante y el control sobre la corriente I_q . De este modo, se obtiene un factor de potencia alto como se muestra en Fig.6.12.



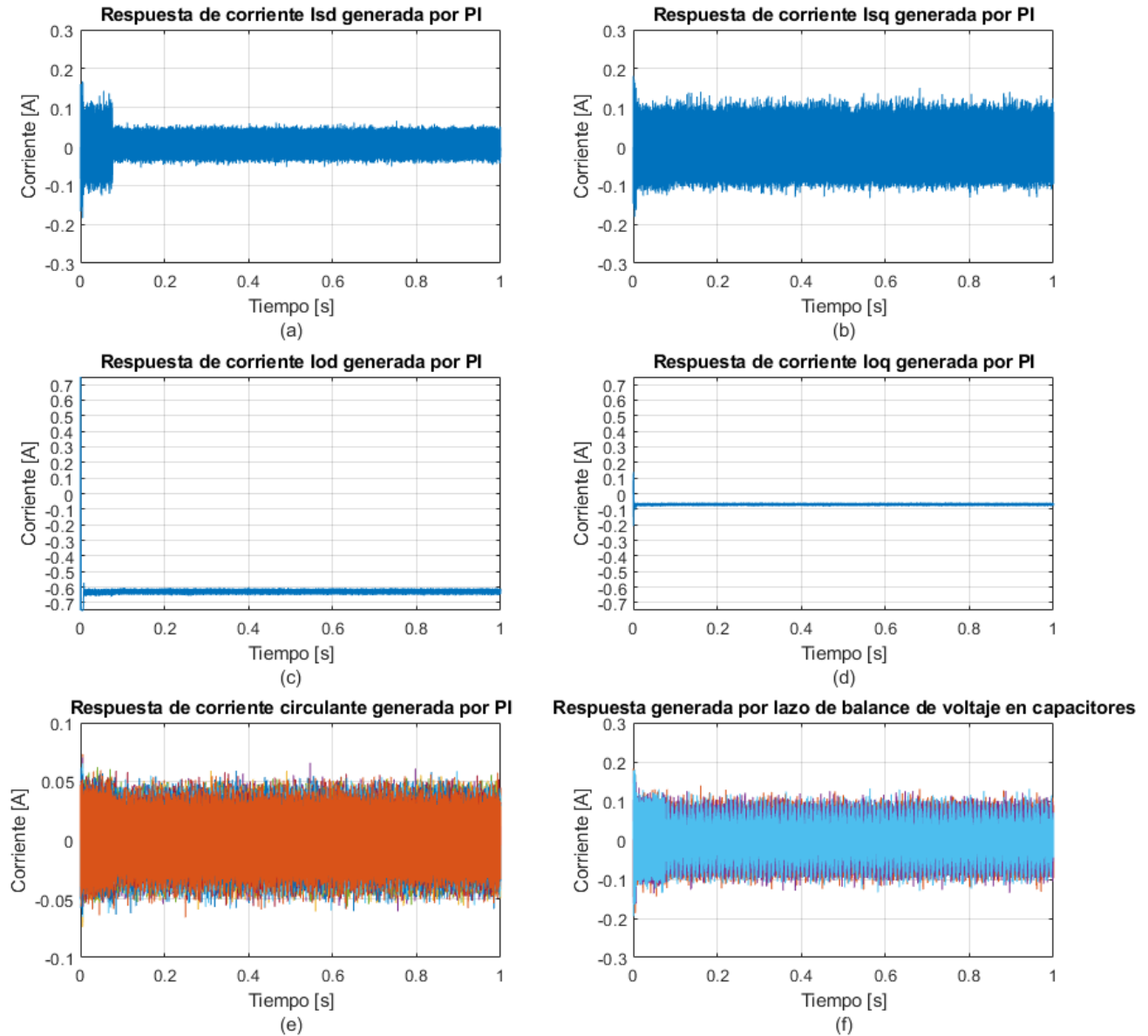
(a) Eficiencia de transferencia de potencia (entre bobinas), (b) Eficiencia sistema IPT en general (desde entrada cargador hasta carga DC)

Fig. 6.17 Eficiencia de cargador inalámbrico trifásico con M3C.

En Fig. 6.17 se puede observar la eficiencia del cargador inalámbrico con M3C entre las bobinas y el sistema IPT en general, se puede observar que se tiene una caída de eficiencia en comparación con el IPT con convertidor de esquema back-to-back, que alcanzaba 93% aproximadamente, mientras que esta eficiencia utilizando el M3C alcanza un 77% aproximadamente, por otro lado, eficiencia del sistema IPT desde cargador a carga DC es de un 61% aproximadamente mientras que con el convertidor back-to-back se alcanza un 89% aproximadamente.

Estas caídas de eficiencia se deben a el aumento de potencia en el lado Tx del cargador ya que el lado Rx conserva el mismo comportamiento que se tenía con el esquema back-to-back. El ligero aumento de potencia en el lado Tx se puede deber principalmente al aumento de la corriente I_{sd} , que puesto a que su referencia no es fija si no que es obtenida mediante el lazo de control de voltaje DC, es influenciada por el control de voltaje DC en los módulos. Los 2 aspectos que pueden afectar a este control es el diseño del PI y la referencia de voltaje que se tendrá en cada módulo.

De este modo, se puede decir que la eficiencia del cargador inalámbrico utilizando el convertidor M3C recae principalmente en la selección de referencia de voltaje DC en los módulos y el diseño del PI utilizado en este lazo de control. Considerando la caída de eficiencia mostrada anteriormente, se puede decir que la selección de voltaje DC de referencia en los módulos y el diseño del PI de balance de voltaje DC en esta simulación aún puede ser mejorado.



(a) Respuesta de PI de corriente I_d de entrada, (b) Respuesta de PI de corriente I_q de entrada, (c) Respuesta de PI de corriente I_d de salida, (d) Respuesta de PI de corriente I_q de salida, (e) Respuesta de PI de corriente circulante, (f) Respuesta de lazo de balance de voltaje en capacitores.

Fig. 6.18 Respuestas de PI en M3C y lazo de balance de voltaje en capacitores.

En Fig. 6.18 se puede ver que todos los PI generan una respuesta que se encuentra dentro del rango de saturación propuesto en Tabla 6.6. En Fig. 6.18 (a) se puede observar el aumento de la respuesta del PI hasta los 0.09 [s] debido a la saturación del PI de voltaje DC, esto repercute también en un ligero aumento en la respuesta del lazo de balance de voltaje en capacitores que se muestra en Fig. 6.18 (f) ya que este último depende del índice de modulación de la corriente de entrada.

En Fig. 6.18 (c) se puede ver que la corriente I_d satura brevemente en el inicio, esto es debido a que el PI tarda más en llegar a su valor de referencia según la sintonización que se le dio, sin

embargo, al tratarse de un periodo muy breve, no tiene mayores implicancias en el desempeño del cargador. Por otro lado, observando la respuesta de este PI en la corriente d, se puede notar que debido a que esta se mantiene cercana a 0.6, el índice de modulación general se verá altamente influenciado por este, ya terminará requiriendo de más voltaje de los capacitores que el resto de los lazos de control

En cuanto a la respuesta de las corrientes I_q mostradas en Fig. 6.18 (b) y (d), se puede observar que se mantienen cercano a 0, por lo que no representan un problema para la saturación o el índice de modulación general. Esto mismo sucede con la respuesta de la corriente circulante que se observar en Fig. 6.18 (e).

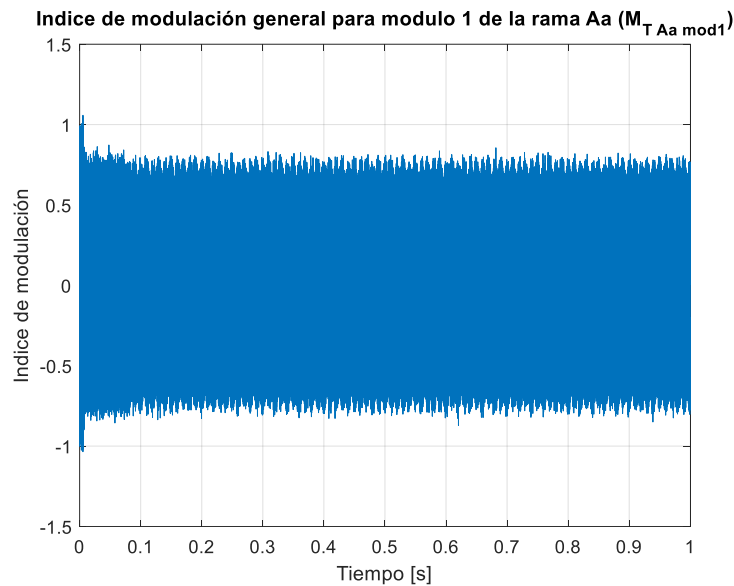


Fig. 6.19 Índice de modulación general para módulo 1 en rama Aa del M3C.

En Fig. 6.19 se puede observar que el índice de modulación general se encuentra aproximadamente en 0.78. Este índice de modulación no puede sobrepasar el rango de $[-1, 1]$ ya que sobre modularía, lo que haría que sobrepase el rango de amplitud de la triangular de la modulación, haciendo que se pierda el control del convertidor en estos instantes. En este caso se puede observar que se tiene un rango libre aun para llegar a 1 y -1, este rango puede ser alcanzado mediante un mayor refinamiento de los PI del esquema de control o una selección de voltaje DC en los capacitores más acertada, sin embargo, esto podría causar que ante un cambio de referencias o algún ruido introducido al sistema sobre module, por lo que es preferible dejar un margen libre en el índice de modulación general para garantizar un funcionamiento más robusto ante los cambios repentinos. De este modo se puede decir que se podría tener un funcionamiento más eficiente, aunque sería a cambio de robustez.

6.5. Discusión de resultados

De acuerdo a lo anteriormente mostrado, el IPT pudo diseñarse a alta eficiencia y escalarse a 500 [kW], probando el capítulo 3, también pudo extenderse este diseño a un diseño trifásico, probándose el capítulo 4 y se pudo acoplar el sistema IPT diseñado al convertidor M3C probando el capítulo 5.

Si bien, se tuvo una disminución de eficiencia con el M3C, si se logró disminuir el tamaño y se logró aumentar la robustez de este al depender de varios capacitores en vez de depender de uno solo. Por otro lado, el M3C logró reducir el estrés percibido por el tanque resonante al producir una señal más cercana a una sinusoidal.

A continuación, se puede observar una tabla resumen de las simulaciones anteriormente hechas.

Tabla 6.7 Tabla resumen de simulaciones

Parte de cargador inalámbrico	Parámetro	Monofásico 20 [kW]	Monofásico 500 [kW]	Trifásico 500 [kW]	Trifásico con M3C 500 [kW]
Entrada de convertidor	Voltaje de fase peak [V]	X	X	X	311.127
	Corriente de fase peak [A]	X	X	X	1901.96
	Potencia Activa [W]	X	X	X	884494
	Potencia Reactiva [VAr]	X	X	X	0.00520478
	Factor de Potencia	X	X	X	≈ 1
Parámetros DC de convertidor	Nº de fuentes	1 (fuente DC)	1 (fuente DC)	1 (fuente DC)	3 por rama (Capacitores)

Salida de convertidor/ Lado Tx sistema IPT	Voltaje DC en módulos [V]	625.133	15778.1	19324.1	8000
	Voltaje de fase peak [V]	625.084	15778.2	12881.9	16389.8
	Corriente de fase peak [A]	49.6022	49.2958	29.9116	35.7224
	Potencia Activa [W]	20144.9	498972	554418	847146
	Potencia Reactiva [VAr]	1275.96	44096.1	5383.85	25136.7
	Factor de potencia	≈ 1	≈ 1	≈ 1	≈ 1
Lado Rx sistema IPT	Voltaje de fase peak [V]	511.126	12532.7	9909.8	10053.6
	Corriente de fase peak [A]	57.1307	57.3865	34.9621	34.573
	Potencia Activa [W]	19132.3	470783	500491	525387
	Potencia Reactiva [VAr]	848.305	22783.3	9422.99	10823.6
	Factor de potencia	≈ 1	≈ 1	≈ 1	≈ 1
Carga rectificada DC	Voltaje DC [V]	513.382	12562.6	15004.5	15000

	Potencia DC [W]	18980.1	464620	495753	500001
Entre: Lado Tx- Rx	Eficiencia [%]	95	95	93	77
Entre: Lado Tx- Carga DC	Eficiencia [%]	94.5	93.8	89	61

7. Conclusiones

7.1. Sumario

En este trabajo, primeramente, se habló en general del funcionamiento de un cargador inalámbrico basado en la transmisión de potencia por inductancias también llamado sistema IPT, donde se ahondó en su comportamiento, sus partes y las características que tienen estas como su rango de valores de los parámetros que se utilizan comúnmente.

Luego se presentó una forma de diseñar un cargador inalámbrico monofásico basado en IPT de alta eficiencia. Como no se profundizó en el diseño físico de la bobina utilizada para transmitir potencia, se adaptó una diseñada originalmente para 20[kW] a 500[kW] mediante el uso del sistema p.u, tomando estas como si se tratara de un transformador.

Posteriormente, se presentó una forma de adaptar el diseño del cargador inalámbrico monofásico de alta eficiencia a uno trifásico, para así crear un cargador inalámbrico trifásico de alta eficiencia. Para ello, se aprovechó de la técnica del overlapping poder despreciar las inductancias mutuas de interfase y así reducir la complejidad a la hora de adaptar este sistema monofásico a trifásico. En base a esto se cumplió el 1er y el 2do objetivo específico.

Una vez adaptado el diseño monofásico de alta eficiencia a trifásico, se presentó el convertidor M3C, ahondando en su historia, topología, modelo y control. Posteriormente se mostró como adaptar el control de su uso en cargador inalámbricos trifásico de alta eficiencia desarrollado anteriormente, donde únicamente se requirió adaptar la planta de la corriente dq de salida del convertidor y se creó un lazo de control para obtener la referencia de la corriente “d” de salida del convertidor dependiendo de la potencia DC que se requiera en la carga, de este modo, se acopló el cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos al M3C, cumpliéndose así el 3er objetivo específico.

Finalmente se comprobaron los métodos utilizados en este informe mediante simulaciones en Matlab Simulink y se puede observar el funcionamiento del cargador inalámbrico trifásico para camiones eléctricos acoplado al M3C, lo que finalmente comprueba todos lo presentado, completando así el objetivo general de este informe y determinando la respuesta a la hipótesis presentada en el trabajo.

7.2. Conclusiones

En este trabajo se comprendió que los cargadores inalámbricos trifásicos pueden ser una gran solución a la carga EVs pesados, estos sistemas permiten disminuir el tamaño de la infraestructura de carga, así como también aumentar su robustez, lo que disminuye riesgos.

Gracias a que la complejidad de un cargador inalámbrico trifásico puede ser contrarrestado mediante técnicas físicas para disminuir las inductancias de interfase, se pueden utilizar diseños de alta eficiencia de un cargador inalámbrico monofásicos utilizando la conversión mostrada en este documento, lo que puede disminuir la complejidad a la hora de diseñarlos. De este modo, se cumplió el primer objetivo específico al comprender el funcionamiento de un cargador inalámbrico trifásico.

La adaptación a un uso para camiones eléctricos pesados depende mayormente de aspectos físicos de las bobinas, sin embargo, se puede estimar una adaptación mediante el escalamiento de la potencia para la cual fue diseñado mediante el sistema p.u. De este modo, un diseño trifásico de alta eficiencia para 20 [kW] como el mostrado en este documento, se puede escalar para un uso de 500 [kW] y de este modo asegurar que se puede utilizar para vehículos pesados como camiones eléctricos. De este modo, se diseña el cargador inalámbrico trifásico para su uso en camiones eléctricos que luego será acoplado al M3C, cumpliendo así el objetivo específico 2.

La complejidad del control del M3C puede ser contrarrestada mediante técnicas de control como la presentada en este documento, donde el control desacoplado propuesto por [28] permite un mejor entendimiento de este ya que comporta similitudes con el control optimizado para HVDC presentado en [29], con lo que se contrarresta el principal problema que tiene el M3C. Para adaptar este control optimizado a su uso para cargador inalámbrico trifásico, se debe adaptar únicamente la parte del modelo de la salida del convertidor, ya que aquí es donde se ubica el cargador inalámbrico. Para adaptar el control, se puede aprovechar que gracias al filtro resonante y a técnicas físicas de diseño de bobina como el overlapping, la carga del cargador inalámbrico trifásico consiste en únicamente una carga resistiva trifásica, por lo que el modelo de salida únicamente debe modificarse en parámetros de inductancia de salida (que será 0 puesto a que no percibe ninguna) y resistencia de salida, que será de acuerdo a lo mostrado en la ecuación (41). De este modo se cumple el objetivo específico 3, adaptando el control del M3C para su uso en convertidor inalámbrico trifásico.

En cuanto a los resultados obtenidos, la eficiencia del cargador inalámbrico se ve disminuida con el uso del M3C debido al exceso de potencia activa que se genera en el lado Tx, este es generado principalmente debido a la selección de referencia de voltaje DC en los módulos, los PI sintonizados en toda la etapa de control en general y las pérdidas internas en las ramas del convertidor. El diseño de alta eficiencia requiere de un voltaje $V_{dc,1}$ fijado en un valor y las simulaciones utilizaron este valor fijado en una fuente DC, sin embargo, en la realidad, este voltaje $V_{dc,1}$ es obtenido mediante el control del convertidor para que el voltaje en el capacitor sea lo más constante posible en dicho valor. En el caso del M3C, se cuenta con múltiples fuentes en las ramas y el voltaje en estas deben ser capaz de superar las pérdidas internas del convertidor y asegurar un funcionamiento robusto ante cambios repentinos en el sistema, por lo que se opta por aumentar este voltaje del necesario lo que genera un exceso de potencia y por ende una caída de eficiencia. De este modo, se puede decir que la hipótesis de este trabajo no se cumple, pero aún existe la posibilidad de que seleccionando un mejor voltaje $V_{dc,1}$ y sintonizando mejores PI en general se pueda mejorar la eficiencia. Tampoco se descarta que mejorando la adaptación del diseño de cargador inalámbrico de alta eficiencia al M3C se logre una mejor eficiencia.

Si bien los convertidores back-to-back tipo AFE utilizados son más simples de controlar, estos son voluminosos y poco robustos, por lo que su reemplazo por el M3C en la topología de un cargador inalámbrico trifásico basado en IPT puede mejorar su compactidad y su robustez a altas potencias, por ende, la utilización del M3C en casos donde se requieran este tipo de mejoras en este tipo de uso puede ser conveniente.

El diseño y el modelo realizado en este trabajo demuestra que es posible realizar un cargador inalámbrico trifásico con el M3C para su uso en camiones eléctricos con una potencia adaptable, por lo que el diseño puede ser escalable para camiones de todo tipo de potencia, sin embargo, también se demuestra el potencial que tiene este convertidor para usos de media-alta tensión, ofreciendo mejoras mencionadas anteriormente. Por lo que se puede decir que el convertidor M3C podría reemplazar el convertidor back-to-back AFE en la mayoría de los usos que no requieran de un enlace DC intermedio.

7.3. Trabajo Futuro

La topología de cargador inalámbrico presentada en este documento aún tiene un amplio espectro de mejora, además, el convertidor M3C aún tiene potencial en otros tipos de usos como se dijo anteriormente, es por ello que se sugieren los siguientes trabajos a futuro:

- **Mejorar la eficiencia del cargador inalámbrico trifásico acoplado al M3C:** La eficiencia presentada en este documento aún puede mejorarse mediante un mejor control en el M3C, una mejor selección de voltaje DC en los módulos o una mejor adaptación de los parámetros del cargador inalámbrico diseñado a este convertidor.
- **Reducción de complejidad del cargador mediante la utilización de Convertidores Modulares Multinivel Series-Paralelo (MMSPC):** La utilización de módulos serie-paralelo reduce la complejidad de control del M3C, garantizando un balance de voltaje entre todos los módulos sin requerir de un lazo de control dedicado a esto. Además, este tipo de módulos entregan una potencia con menos ripple y de mejor calidad cuanto más rápido se conmuten, por lo que la alta frecuencia de los sistemas IPT podría ser compatible con este módulo lo que podría aportar mejoras al cargador inalámbrico con M3C diseñado en este documento.
- **Diseño físico de bobina considerando overlapping:** Este documento no se enfocó en el diseño físico de las bobinas considerando el overlapping. La implementación de un diseño física de esta puede permitir que se tengan resultados más compatibles con la realidad.
- **Usos del M3C:** El M3C demostró su versatilidad en este documento, utilizándose para un cargador inalámbrico trifásico donde puede reemplazar al convertidor back-to-back tipo AFE, mejorando la compacidad y robustez, sin embargo, puede haber otros usos y contextos donde también sea conveniente reemplazar el convertidor back-to-back tipo AFE por el M3C.
- **Diseño de convertidor DC-DC de salida:** En este documento se mencionó que para poder alcanzar una alta eficiencia se debe tener una carga ideal la cual es regulada mediante un convertidor DC-DC. Sin embargo, no se ahondó en este y se optó por directamente ocupar una resistencia DC que sería la que emula este convertidor DC.

7.4. Bibliografía

- [1] R. Zeng, O. C. Onar, M. Mohammad, G. Su, E. Asa and V. P. Galigekere, "Modeling and Analysis of a Polyphase Wireless Power Transfer System for EV Charging Applications," *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, 2022, pp. 1885-1890, doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773

- [2] S. Chowdhury, M. T. B. Tarek and Y. Sozer, "Design of a 7.7 kW Three-Phase Wireless Charging System for Light Duty Vehicles based on Overlapping Windings," *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2020, pp. 5169-5176, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9235697.

- [3] Almulla, O.A., Thrimawithana, D.J., Covic, G.A., Kim, S.: Design and analysis of a decoupled three-phase coil array for inductive power transfer systems. *IET Power Electron.* 17, 2013–2025 (2024). <https://doi.org/10.1049/pel2.12762>

- [4] Zhang, X., Gao, J., Wei, X., Gao, P., & Wang, L. (2024). "Research on Three-Phase Wireless Power Transfer System". *Applied Sciences*, 14(7), 2787. <https://doi.org/10.3390/app14072787>

- [5] Wu, C.-H., Lai, C.-M., Mishima, T., & Liang, Z.-B. (2021). Simulation-Assisted Design Process of a 22 kW Wireless Power Transfer System Using Three-Phase Coil Coupling for EVs. *Sustainability*, 13(21), 12257. <https://doi.org/10.3390/su132112257>.

- [6] Colussi, J., La Ganga, A., Re, R., Guglielmi, P., & Armando, E. (2021). 100 kW Three-Phase Wireless Charger for EV: Experimental Validation Adopting Opposition Method. *Energies*, 14(8), 2113. <https://doi.org/10.3390/en14082113>

- [7] Y. Liu, W. Wang, R. Huang, S. Liu, H. Wen and C. Liu, "Three-phase EV Charging System Based on Matrix Converters with Improved Current Commutation," *2023 IEEE 32nd*

International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Helsinki, Finland, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISIE51358.2023.10228167

- [8] C. S. Wong, J. Liu, L. Cao and K. H. Loo, "A SWISS-Rectifier-Based Single-Stage Three-Phase Bidirectional AC–DC Inductive-Power-Transfer Converter for Vehicle-to-Grid Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 3, pp. 4152-4166, March 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3220327.
- [9] Gili, L. C., Dias, J. C., & Lazzarin, T. B. (2022). Review, Challenges and Potential of AC/AC Matrix Converters CMC, MMC, and M3C. *Energies*, 15(24), 9421. <https://doi.org/10.3390/en15249421>
- [10] L. F. J. Schrittwieser, *Ultra-Efficient Three-Phase Buck-Type PFC Rectifier Systems*, Ph.D. dissertation, ETH Zürich, 2018. <https://doi.org/10.3929/ethz-b-000311863>
- [11] Colussi, J., Re, R., & Guglielmi, P. (2022). Modelling and Design of a Coils Structure for 100 kW Three-Phase Inductive Power Transfer System. *Energies*, 15(14), 5079. <https://doi.org/10.3390/en15145079>.
- [12] B. Alberdi Esuain, *Estudio de un convertidor resonante para la carga de vehículos eléctricos*. Terrassa, España: Universitat Politècnica de Catalunya, Escuela Técnica Superior de Ingenierías Industrial y Aeronáutica de Terrassa, Abr. 2019.Disponible: <https://upcommons.upc.edu/handle/2117/165339>
- [13] M. Aganti, B. Chokkalingam, R. Verma and L. Mihet-Popa, "7.7-kW Inductive Coupling Three-Phase Coil Wireless Power Transfer Pads for Electric Vehicles Charging," in *IEEE Access*, vol. 13, pp. 54648-54662, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3552825.

- [14] SAE International Technical Standard, Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology, SAE Standard J2954_202408, Revised August 2024, Issued May 2016, https://doi.org/10.4271/J2954_202408.
- [15] M. S. Haque, M. Mohammad, J. L. Pries and S. Choi, "Comparison of 22 kHz and 85 kHz 50 kW Wireless Charging System Using Si and SiC Switches for Electric Vehicle," *2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Atlanta, GA, USA, 2018, pp. 192-198, doi: 10.1109/WiPDA.2018.8569097
- [16] André Kurs et al. ,Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances.Science317,83-86(2007).doi:10.1126/science.1143254
- [17] W. Shi et al., "Design of a Highly Efficient 20-kW Inductive Power Transfer System With Improved Misalignment Performance," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 2, pp. 2384-2399, June 2022, doi: 10.1109/TTE.2021.3133759.
- [18] Infineon Technologies. “Wireless Charging - Resonant wireless power transfer”. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies. Disponible: <https://www.infineon.com/cms/en/product/gated-document/wireless-charging-resonant-wireless-power-transfer-5546d462636cc8fb0163aaf282900eef/>
- [19] Y. Tezcan, H. Ünal, T. Sürgevil, and M. Boztepe, “Optimum Coil Design Considering Skin and Proximity Effects for a Wireless Battery Charger of Electric Vehicle,” in *Proc. Int. Conf. on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Izmir, Turkey, pp. 1–6. [Online]. Disponible: https://www.emo.org.tr/ekler/6c8abd6caa403b8_ek.pdf
- [20] H. Kim et al., "Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 2, pp. 383-400, Feb. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2513394

- [21] S. Bandyopadhyay, P. Venugopal, J. Dong and P. Bauer, "Comparison of Magnetic Couplers for IPT-Based EV Charging Using Multi-Objective Optimization," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 6, pp. 5416-5429, June 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2909566.
- [22] C. M. Awuah, P. Danuor, J.-I. Moon, and Y.-B. Jung, "Novel coil design and analysis for high-power wireless power transfer with enhanced Q-factor," *Scientific Reports*, vol. 13, no. 4187, Mar. 2023. doi: <https://doi.org/10.1038/s41598-023-31389-y>
- [23] "Deployment of 500 kW inductive charger to power electric trucks in cold climates," *AJOT*, Jan. 16, 2024. [Online]. Available: <https://www.ajot.com/news/deployment-of-500kw-inductive-charger-to-power-electric-trucks-in-cold-climates>
- [24] L. Gyugi and B. Pelly, Static "Power frequency changers: theory, performance and applications". John Wiley and Sons, 1976.
- [25] A. Alesina y M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 4, n.º 1, pp. 101–112, 1989. doi: <https://doi.org/10.1109/63.21879>
- [26] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler and J. C. Clare, "Technological Issues and Industrial Application of Matrix Converters: A Review," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4260-4271, Oct. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2216231
- [27] R. Erickson and O. Al-Naseem, "A new family of matrix converters," in *Industrial Electronics Society*, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE, vol. 2, 2001, pp. 1515–1520 vol.2. doi:10.1109/IECON.2001.976015
- [28] D. Arancibia, M. A. Perez and J. Rodriguez, "Decoupled control of a three-phase to threephase modular multilevel matrix converter," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, USA, 2013, pp. 404-408, doi: 10.1109/ECCE.2013.6646729

- [29] M. A. Pérez, R. Lizana F. and J. Rodríguez, "Decoupled current control of modular multilevel converter for HVDC applications," 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hangzhou, China, 2012, pp. 1979-1984, doi: 10.1109/ISIE.2012.6237396
- [30] L. V. Stroppiana, "Sequential Phase-Shifted PWM for Cascaded-H-Bridge Multilevel Converters," M.S. thesis, Dept. of Energy, Politecnico di Torino, Turin, Italy, Oct. 2022. Disponibile: <https://webthesis.biblio.polito.it/24153/1/tesi.pdf>.