

UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

“SIMULACION EN TIEMPO REAL DE CONVERTIDOR MULTINIVEL MODULAR PARA TRANSMISION INALAMBRICA DE ENERGIA ”

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TITULO
INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO MENCIÓN ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL

FRANCISCA DANIELA ISABEL ADASME GARRIDO

Profesor Supervisor
Dr. MARCELO PÉREZ LEIVA

Co-Referente
Dr. CHRISTIAN ROJAS

Marzo 2023, Valparaíso, Chile

AGRADECIMIENTOS

CON este trabajo no solo finaliza mi memoria de titulación, también se cierra una etapa muy importante de mi vida; la cual me ha dado enseñanzas, alegrías, tristezas y muchos recuerdos que llevaré por siempre en mi equipaje.

Agradezco infinitamente a mis padres, Onecima y Daniel, por apoyarme y darme lo necesario para avanzar cada día. Desde que tengo memoria me han mostrado que hagas lo que hagas, debes darlo todo para ser el mejor, sin importar tu procedencia o las dificultades que se te presenten. A mis tías Margot y Teresa, por estar presentes en mi vida y educación y no permitir que me falte nada.

A mi compañero de aventuras, Eduardo Andrés, por ser mi amante y mejor amigo, el que me acompaña y apoya en cualquier situación. Gracias por ayudarme a levantarme en mis peores días o simplemente por quedarte junto a mi hasta que tengo las fuerzas para seguir adelante. Gracias por creer en mi y alentarme a darlo todo hasta la última instancia.

A Germán y Camila, por enseñarme lo que es la verdadera amistad y recibirme con los brazos abiertos en mis momentos más oscuros. El mundo es un poco más brillante con ustedes en él.

Al profesor Marcelo Pérez, por ser mi guía en este trabajo y permitirme aportar un granito de arena a un área que me interesa mucho. Gracias por su paciencia y por ayudarme con su sabiduría durante los últimos años.

A todos los amigos y amigas que logré conocer en mi etapa universitaria, donde algunos dejaron más huella que otros, pero ninguno pasó desapercibido. Un abrazo especial a Iván, Rodrigo, Javier, Joel, Agustín, Alejandro, Loreto, Antonia y Carolina, quienes les guardo un especial cariño. También dedicar este logro a la mar de ahijados y ahijadas que apadriné durante la carrera, espero haber sido de ayuda en alguna pequeña oportunidad o al menos sacarles una sonrisa.

A mis hermanos y hermanas del Escultismo, con quienes compartí muchas noches agotadoras de campamento, velando por el bienestar de nuestros jóvenes y niños. Sin duda, fueron un apoyo emocional fundamental para mi y sin ustedes no estaría aquí.

Finalmente una mención especial a mis mascotas, que con sus alas y patas me han iluminado el sendero hasta llegar a este magnánimo momento. Su amor infinito llenó de calidez mi hogar.

A todos y cada uno de ustedes, les dedico con mi alma y corazón, mi ultimo trabajo universitario.

RESUMEN

EN vista de los recientes esfuerzos por el abandono de los combustibles fósiles, los avances en tecnologías relacionadas a la electromovilidad han ido en aumento con el objetivo de mejorar su eficiencia y aumentar su autonomía en beneficio de su masificación durante los próximos años. En este contexto, el convertidor multinivel modular presenta diversas propiedades que lo hacen un candidato ideal para su implementación en electromovilidad. Posee una estructura modular, opera sin necesidad de transformadores, permite escalar la implementación según la aplicación y además presenta una alta calidad en las formas de onda de tensión generadas.

En base a lo anterior, se busca diseñar un prototipo de cargador inalámbrico para vehículo eléctrico basado en una topología de convertidor multinivel modular. Con esto, se pretende mejorar la eficiencia en la transferencia de potencia, logrando así un mayor rango de transmisión de energía sin utilizar cables, simplificando la experiencia del usuario final.

En el presente trabajo de memoria se presenta el modelado y simulación en tiempo real de un convertidor modular multinivel. Se plantea el modelo del convertidor, el cual consiste en un sistema de corrientes desacopladas al cual se le aplica un esquema de control proporcional integrativo simple, a modo de comprobar su funcionamiento y valores nominales según una carga determinada. Con ello se implementa el esquema en un software de simulación donde se realiza un análisis de las señales, con sus respectivas conclusiones y comentarios respecto a su funcionamiento.

Palabras Claves

Convertidor Modular Multinivel, Simulación en tiempo real, Cargador Vehículo Eléctrico, Electrónica de Potencia.

ABSTRACT

In view of the recent efforts to abandon fossil fuels, advances in technologies related to electromobility have been increasing with the aim of improving its efficiency and increasing its autonomy for the benefit of its mass use in the coming years. In this context, the modular multilevel converter presents several properties that make it an ideal candidate for its implementation in electromobility. The converter provides a modular structure, highest reliability, availability and power quality. The converter operates without the need for transformers, allows the implementation to be scaled according to the application, and also presents high quality voltage waveforms generated with low harmonic content.

Thus, it seeks to design a prototype of a wireless charger for electric vehicle based on a modular multilevel converter topology. With this, it is intended to improve the efficiency in power transfer, thus achieving a greater range of power transmission without using cables, simplifying the end user experience.

In this paper, a real-time simulation of the modular multilevel converter is presented. The model proposed consists a system of uncoupled currents to which a control scheme is applied, in order to verify its operation and nominal values according to a determined load. With this, the scheme is implemented in a simulation software where an analysis of the signals is carried out, with their respective conclusions and comments regarding their operation.

Keywords

Modular Multinivel Converter, Real Time Simulation, Electric Vehicle, EV Charger, Power Electronics.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VI
ÍNDICE DE TABLAS	1
1. INTRODUCCIÓN	2
1.1. Descripción del proyecto	2
1.1.1. Objetivos del trabajo	3
1.2. Estado del Arte	4
1.2.1. Transferencia inalámbrica de potencia	4
1.2.2. Principios del Convertidor Multinivel Modular	4
1.2.2.1. Topologías del MMC	5
1.2.2.2. Tipos de celdas	6
1.2.3. Modelado del MMC	6
1.2.4. Control y modulación del MMC	8
1.2.4.1. Modulación	8
1.2.5. Aplicaciones del MMC	9
1.2.5.1. Transmisión HVDC	9
1.2.5.2. Accionamientos MVDC	9
1.2.5.3. Almacenamiento de energía	10
1.2.5.4. Compensadores estáticos	11
1.3. Estructura del documento	12
2. MODELADO DEL CONVERTIDOR MMC	13
2.1. Modelo dinámico	13
2.2. Modelo desacoplado de corrientes	15
2.2.1. Corriente de modo común	16
2.2.2. Corriente circulante	16
2.2.3. Corriente de salida	18
2.2.4. Corriente de entrada	18

2.2.5. Control de corrientes	18
2.3. Modelo de condensadores por celda	21
3. SIMULACIÓN EN TIEMPO REAL	22
3.1. Armado del esquema	22
3.1.1. Esquema de control	25
3.2. Simulación del sistema	27
3.2.1. Diseño de controladores	27
3.2.2. Resultados de simulación	27
3.3. Implementación en tiempo real	32
3.3.1. Equipos de medición	32
3.3.2. Pruebas experimentales	34
4. CONCLUSIONES	37
4.1. Resultados obtenidos y conclusiones	37
4.2. Trabajo Futuro	37
BIBLIOGRAFÍA	39

Índice de figuras

1.1. Sistema de carga WPT	3
1.2. Clasificación de Convertidores Multinivel	4
1.3. Esquema general convertidor MMC	5
1.4. Convertidor MMC dentro del sistema WPT	6
1.5. Ejemplos de tipos de topologías en las celda	7
1.6. Esquema general de control en el convertidor MMC	8
1.7. Diagrama de sistema HVDC con MMC	9
1.8. Convertidor MMC en accionamiento de motor	10
1.9. Tipos de celdas en aplicaciones de almacenamiento	11
1.10. Diagrama de convertidor para aplicación STATCOM	11
2.1. Topología a utilizar del convertidor MMC	14
2.2. Representación de corrientes desacopladas	17
2.3. Esquema de desacople	19
2.4. Celda puente H	21
3.1. Desacople de matriz de voltaje	22
3.2. Representación de un inductor	23
3.3. Subsistema con ramas del convertidor	23
3.4. Subsistema de celdas	24
3.5. Subsistema de modulación	24
3.6. Subsistema de control	25
3.7. Diagrama completo del convertidor en SIMULINK	26
3.8. Señales de voltajes y corrientes en el convertidor en estado estacionario	28
3.9. Tensiones en las celdas de la rama V_{ap} (zoom)	29
3.10. Señales de voltajes y corrientes al aplicar un cambio en la corriente AC en $t = 10[s]$	30
3.11. Tensión promedio medida en las celdas	31
3.12. Osciloscopio RIGOL	32
3.13. Hardware dSPACE	32
3.14. Punta de voltaje AGILENT	33
3.15. Diagrama general de implementación con dSPACE	34
3.16. Tarjeta I/O dSPACE	34
3.17. Señal de modulación a diferentes escalas de tiempo	36

Índice de tablas

3.1. Parámetros de la simulación	27
3.2. Parámetros de controladores	27

INTRODUCCIÓN

HOY el cambio climático corresponde a una de las mayores preocupaciones a nivel global y el área de transporte es una de las industrias que generan mayor cantidad de gases de efecto invernadero [1] [2]. Esto ha impulsado una constante búsqueda de disminuir la generación de agentes contaminantes al ambiente, generando un desarrollo en el área de la electro-movilidad, siendo la industria de los vehículos eléctricos (EV, del inglés Electric Vehicle) la que ha presentado un desarrollo considerable los últimos años. La principal característica de los Vehículos Eléctricos es que son cero emisiones y pueden utilizar fuentes de energía renovables para su carga.

Las nuevas tecnologías en convertidores apuestan por diseños con topologías multinivel, sistemas de transmisión inalámbrica y de carácter bidireccional [3]. Uno de los principales desafíos en la transición a los vehículos eléctricos es la disponibilidad de estaciones de carga, también llamadas electrolineras, las cuales además aún no logran equiparar en tiempo de recarga a las gasolineras convencionales de combustible fósil. Una posible solución a estos desafíos consiste en encontrar topologías de potencia que permitan entregar mayor energía en menos tiempo hacia las celdas de batería del vehículo, disminuyendo los tiempos de carga e implementando baterías con mayor capacidad, brindando así más kilómetros de autonomía.

1.1. Descripción del proyecto

El presente trabajo se encuentra bajo el marco de desarrollo del proyecto FONDECYT titulado *Wireless Power Transfer based on Modular Multilevel Converters*, a cargo de el profesor Dr. Marcelo Pérez Leiva. El proyecto consiste en el diseño e implementación de un cargador inalámbrico bidireccional para vehículos eléctricos, utilizando un convertidor multinivel modular (MMC, del inglés Modular Multilevel Converter), a modo de aumentar la eficiencia y disminuir los costos de producción de un cargador.

En la Figura 1.1 se muestra un esquema general de un sistema de carga inalámbrica o sistema WPT para vehículos eléctricos. Este es alimentado desde la red eléctrica, utilizando una etapa de rectificación que suministra energía a la estación de carga. Mediante un convertidor de alta frecuencia, la potencia es transferida al EV usando el campo magnético entre las bobinas. El contacto entre las bobinas puede generarse al estacionar el vehículo en

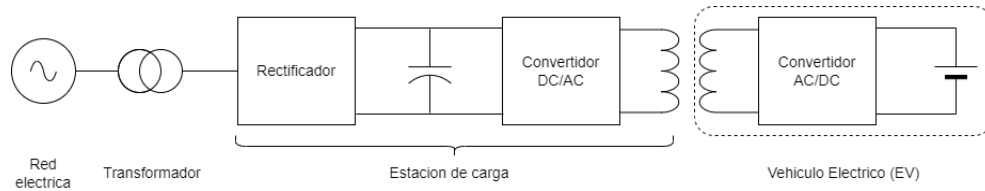


Figura 1.1: Sistema de carga WPT

una zona de recarga, así como también, la bobina de carga puede ser parte de la carretera [4].

Además, el sistema de carga debe permitir un flujo de carga bidireccional, es decir, que la energía fluya desde la red eléctrica al vehículo y viceversa. Esta aplicación se conoce como Vehicle-To-Grid (V2G), permitiendo al vehículo alimentar a la red desde la batería durante el tiempo que se encuentra detenido [5]. Actualmente se encuentran en desarrollo cargadores compatibles con esta tecnología y junto con ello, las normativas eléctricas necesarias para su correcta implementación [6]. Para lograr una carga bidireccional resulta necesario que los convertidores y el rectificador en el sistema de la Figura 1.1 sean compatibles con la configuración. Es posible implementar una integración directa con la red mediante la implementación de un convertidor MMC [7].

En base a lo anterior, se propone una topología MMC tanto para el convertidor en la estación de carga como para el convertidor integrado en el vehículo, a modo de permitir el flujo bidireccional de energía y mantener una alta calidad en las señales de voltaje generadas.

1.1.1. Objetivos del trabajo

- **Objetivo general**

Implementar simulación en tiempo real del convertidor multinivel modular para aplicación en electromovilidad.

- **Objetivos específicos**

Validar el modelo de corrientes desacopladas, comprobar la funcionalidad del convertidor y estudiar las características y aplicaciones del convertidor MMC.

- **Alcances y limitaciones**

El modelo será implementado con tres celdas y una carga monofásica. La etapa de transmisión inalámbrica y la implementación física del convertidor quedan pendientes para algún trabajo futuro a esta memoria.

1.2. Estado del Arte

1.2.1. Transferencia inalámbrica de potencia

El principal problema al aumentar la cantidad de energía que se transfiere mediante la carga, es el incremento del grosor del cable de conexión al vehículo, lo que genera mayor riesgo para el usuario dificultando su maniobra al implementar la carga. Ante esto, surge como opción la tecnología de transferencia de carga inalámbrica (WPT, del inglés Wireless Power Transfer) que permite la carga sin contacto, evitando el uso de cables voluminosos y disminuyendo riesgos eléctricos para el usuario final. Esta tecnología se encuentra en desarrollo en cuanto a diseños y esquemas de control, con un enfoque en sistemas de mayor potencia, eficiencia y distancia de operación durante la transmisión de energía [8].

Existen dos métodos de carga inalámbrica, la carga estática y la carga dinámica. La carga estática consiste en que el usuario debe estacionar el vehículo sobre una superficie delimitada con una zona de carga, donde el vehículo detecta la señal y comienza la transmisión de energía. La bobina primaria junto con las etapas de potencia respectivas, como convertidores, filtros y otros componentes, se instalan bajo el suelo, mientras que la bobina secundaria que actúa como receptora, se encuentra bajo el vehículo, ya sea en la parte delantera o central. Ejemplos para esta aplicación podrían ser estacionamientos, garajes, condominios, entre otros.

Por otro lado, la carga dinámica se refiere a aquella donde el vehículo continúa en movimiento durante la carga de la batería. Esto implica la implementación de secciones específicas de la carretera donde se instalen las bobinas y la electrónica de potencia necesaria para este propósito. Actualmente se encuentran diversas investigaciones en proceso con el objetivo de disminuir los costos de producción de la infraestructura relacionada a la carga dinámica y la interoperabilidad entre ambos métodos de carga [9].

1.2.2. Principios del Convertidor Multinivel Modular

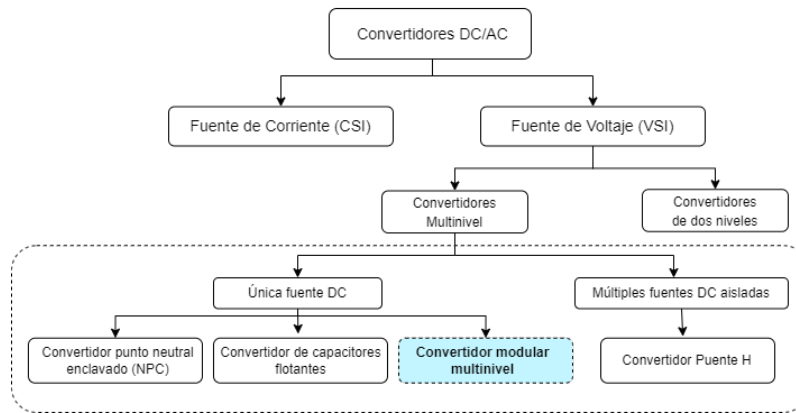


Figura 1.2: Clasificación de Convertidores Multinivel

Los convertidores multinivel corresponden a sistemas de conversión de potencia conformados por una serie de semiconductores y condensadores capaces de proporcionar un voltaje deseado mediante voltajes continuos de bajo nivel. En general los convertidores,

según la naturaleza de sus componentes para almacenar energía, pueden clasificarse en convertidores fuentes de corriente (CSI) y convertidores fuentes de voltaje (VSI). De esta forma, los convertidores multinivel son parte de la familia de los convertidores basados en fuente de voltaje, como se muestra en el diagrama de la Figura 1.2.

La cantidad de un niveles de un convertidor corresponde a los distintos valores de voltaje constante que es posible generar entre la terminal de salida y un nodo neutro arbitrario, usualmente definido como N . Gracias a los distintos niveles de voltaje generados, se genera una forma de onda escalonada de acuerdo a las conexiones realizadas entre las fuentes y la carga, la cual es gestionada por la conmutación de los semiconductores. Cabe destacar, que al distribuir el voltaje en niveles, se reduce el estrés en los dispositivos de conmutación, mejorando así su vida útil.

La señal obtenida a la salida puede ser modificada ya sea en su amplitud, frecuencia y/o fase según los requerimientos de la aplicación. Los convertidores multinivel, a diferencia de los de dos niveles, entregan una mejor calidad en su energía al presentar menor distorsión en la señal de voltaje de salida [10]. Al mejorarse el perfil armónico de la señal, se pueden implementar filtros menos costosos en su estructura.

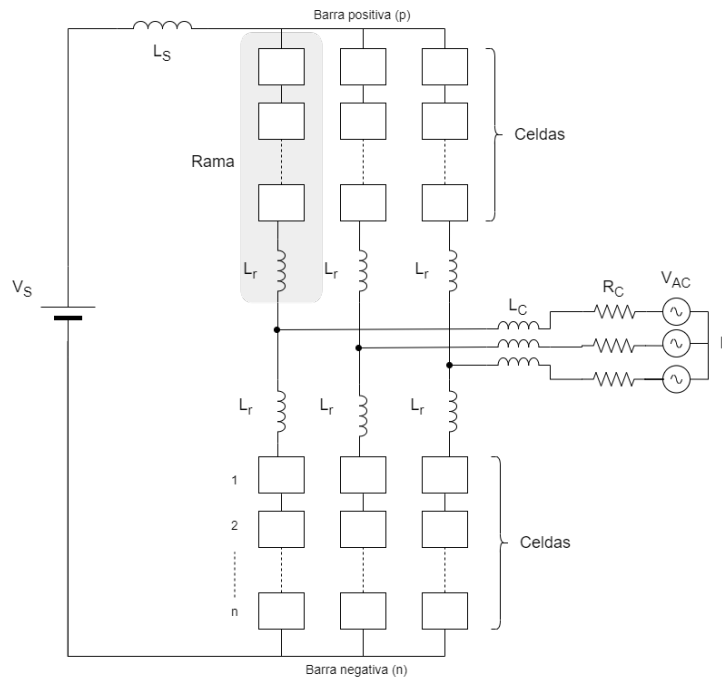


Figura 1.3: Esquema general convertidor MMC

1.2.2.1. Topologías del MMC

La principal característica del convertidor multinivel modular es la conexión en cascada de celdas idénticas en cada fase. En la Figura 1.3 se muestra un diagrama general de un convertidor MMC con carga trifásica. Cada conjunto de n celdas junto a la inductancia L_r en serie, forman una rama del convertidor, mientras que dos ramas conforman una fase. Los

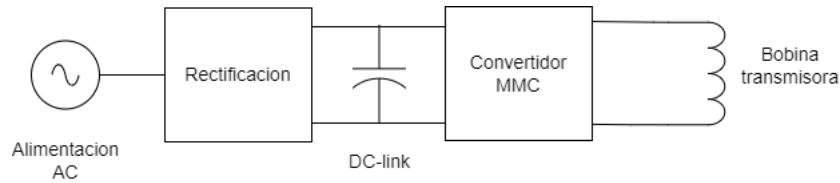


Figura 1.4: Convertidor MMC dentro del sistema WPT

arreglos superiores de celdas corresponde a la barra positiva del convertidor y los inferiores a la barra negativa. El sistema DC se conecta entre estos dos puntos, mientras que el sistema AC, también denominado como carga, en este caso de carácter trifásico, se conecta al punto central de cada fase.

En particular, para la aplicación planteada en este trabajo, se considera el convertidor DC/AC en la etapa de transmisión del sistema WPT. La Figura 1.4 muestra el esquema general del sistema donde se interconecta el convertidor MMC, el cual se encarga de transformar el voltaje continuo proveniente desde la etapa de rectificación y entrega a su salida el voltaje alterno que se transmitirá desde la bobina hacia la etapa receptora.

1.2.2.2. Tipos de celdas

La celda o submódulo es la unidad básica del convertidor MMC y define el tipo de conversión que se va a implementar. Existen diversas topologías para las celdas del convertidor según la aplicación [11], y algunas de estas pueden verse en la Fig. 1.5.

Una de las más simples y elementales corresponde a la celda medio puente (Fig. 3.17a), la cual es capaz de generar voltajes entre cero y positivo, pero permite el flujo de corriente en ambas direcciones. Esta celda solo permite aplicaciones en sistemas DC entre sus terminales. La celda puente H (Fig. 3.17b) corresponde a dos celdas de medio puente conectadas en paralelo y es capaz de generar tensiones negativas, positivas y de valor cero, siendo posible trabajar en los cuatro cuadrantes. El puente H puede ser utilizado tanto para sistemas AC como DC. Por otro lado, la celda de punto enclavado (NPC) junto con la de capacitores flotantes, que se muestran en las Fig. 3.17c y Fig. 1.5d, respectivamente, permiten generar una mayor cantidad de niveles de tensión intermedios en los terminales V_{cell} . En general el principal desafío en estas topologías es mantener los condensadores balanceados, es decir, al mismo nivel de voltaje entre una celda y otra.

1.2.3. Modelado del MMC

En la literatura existen diversos modelos para facilitar el análisis y diseño del convertidor multinivel modular. Esto, debido a la alta complejidad de procesamiento de datos que se requiere al aumentar el número de celdas para análisis teórico y efectos de simulación.

Uno de los modelos propuestos es el modelo promedio del MMC, el cual consiste en un modelo simplificado para obtener la respuesta promedio de los componentes de conmutación y su control. En este caso se asumen que los voltajes en los capacitores de las celdas son iguales. Esto permite reemplazar las celdas por una fuente controlada de corriente, ignorando los efectos de conmutación de los semiconductores [12].

Otra opción es linealizar el modelo promedio del convertidor a un punto de operación determinado con tal de modelar a pequeña señal. Al utilizar un modelo a pequeña señal para el convertidor MMC, se deben considerar las dinámicas de los condensadores en cada

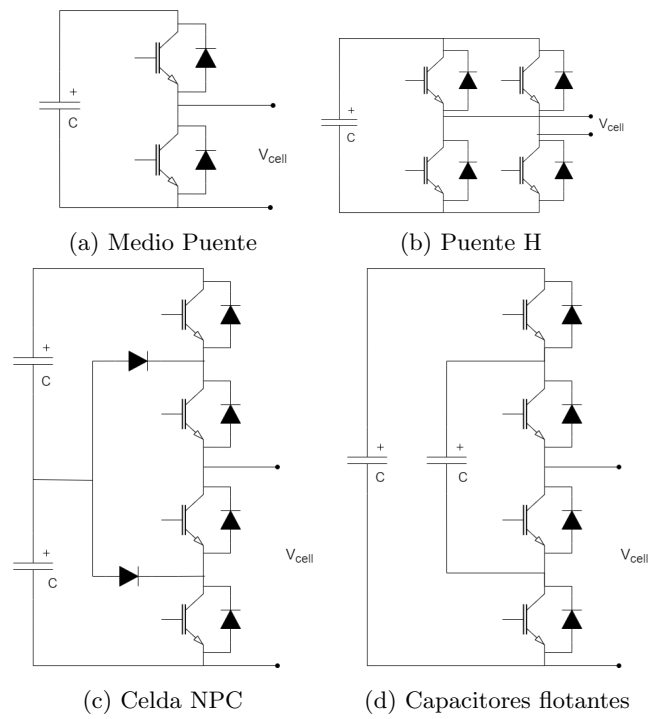


Figura 1.5: Ejemplos de tipos de topologías en las celda

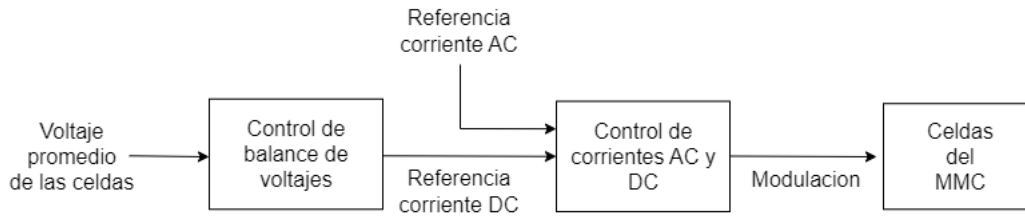


Figura 1.6: Esquema general de control en el convertidor MMC

rama, lo que aumenta el orden del modelo. Ante esto, en [13] se proponen dos modelos de orden reducido utilizando la teoría de realización balanceada, enfocado en aplicaciones de transmisión de alto voltaje en corriente continua.

También existen modelos basados en fasores, basados en coeficientes de Fourier para simplificar las dinámicas del sistema cuando se conecta el convertidor a un sistema AC [14]. Cabe destacar que esta clase de modelos solo son válidos en estado estacionario.

En general, cada modelo tiene sus ventajas y desventajas pero en su mayoría estimaciones adecuadas, validadas mediante simulaciones [15]. En particular para este trabajo se tomara en consideración el modelo de corrientes desacopladas [16], el cual será explicado en el siguiente capítulo.

1.2.4. Control y modulación del MMC

Para aprovechar al máximo las características del convertidor resulta fundamental implementar estrategias de control adecuadas. Los principales objetivos de control del convertidor son el balance en las tensiones de las celdas y el control de las corrientes a través de sus ramas, mediante el ajuste de los índices de modulación que se aplican en los semiconductores de cada celda. En sus inicios, los primeros prototipos del MMC proponían un control a lazo abierto calculando las tensiones en cada brazo según las entradas y salidas [17]. En [18] se plantea un control a lazo cerrado encargado de monitorear el promedio y el balance en los voltajes en cada celda, sin necesidad de circuitos externos al convertidor.

En general, el control del convertidor puede dividirse en tres secciones: el control de las corrientes de las ramas, el voltaje en los capacitores de cada celda y el balance de tensión entre ellas. Su estructura general se muestra en la Figura 1.6, donde el control de las tensiones se conecta en cascada con el de corrientes.

1.2.4.1. Modulación

Con respecto a las técnicas de modulación más utilizadas, se tiene la modulación por ancho de pulso (PWM) y la modulación vectorial (SVM). Los métodos de ancho de pulso fundamentales corresponden a PS-PWM, con portadoras de distinta fase, y LS-PWM, donde las portadoras poseen la misma frecuencia y amplitud pero están distribuidas en distintos niveles de voltaje. Ambas técnicas resultan efectivas en la modulación sin embargo, LS-PWM tiende a presentar menor cantidad de armónicos en la salida [19]. Por otro lado, si bien la modulación vectorial facilita su computo en procesamiento digital, su implementación se vuelve compleja para más de tres niveles, debido a la gran cantidad de estados de conmutación [20].

También está la modulación NLM, tiene como ventaja que presenta una estrategia simple

para convertidores con un alto número de submódulos, pero genera armónicos considerables al implementarse para convertidores con pocas celdas. Sin embargo, actualmente se han planteado modificaciones a su funcionamiento para contrarrestar estas desventajas [21]. Su uso resulta ideal para aplicaciones con un alto número de celdas, como en HVDC.

1.2.5. Aplicaciones del MMC

Las características principales del convertidor multinivel modular como su alta calidad en voltaje y corrientes, alta modularidad y rangos de alto voltaje, han convertido al MMC en una excelente opción para diversas aplicaciones incluyendo transmisión HVDC, compensador síncrono estático (STATCOM) y accionamiento de motor.

1.2.5.1. Transmisión HVDC

Una de las aplicaciones más conocidas es la transmisión de electricidad mediante alto voltaje de corriente continua (High Voltage Direct Current o HVDC). Durante los últimos años la transmisión mediante HVDC ha ganado protagonismo por sobre la transmisión en corriente alterna, principalmente en largas distancias, superiores a los 100 [km], como en cables submarinos [22]. Dentro de los beneficios principales se encuentran su baja interferencia electromagnética, debido a que no hay efectos inductivos como en la transmisión alterna, una alta controlabilidad, alta eficiencia de transmisión, ya que solo se transmite potencia activa y además permite la interconexión de sistemas independientes ya que no requiere sincronización de parámetros entre los sistemas conectados [23].

Si bien las estaciones HVDC pueden implementarse con convertidores de dos niveles, NPC de tres niveles o modulares multinivel, el uso de convertidores MMC resulta ideal gracias a su bajo contenido armónico, con lo cual no se contamina la red ni la energía transmitida y se reduce la cantidad de filtros requeridos en la implementación. Además, gracias a la tolerancia a fluctuaciones de voltaje y corriente del convertidor, el sistema MMC-HVDC es capaz de recuperarse en menor tiempo ante un apagón y sin utilizar sistemas síncronos externos [24].

En la Figura 1.7 se muestra un esquema general de su aplicación. La topología del convertidor para esta aplicación suele componerse de 6 brazos, 3 positivos y 3 negativos, donde en cada brazo se encuentran cerca de 200 celdas. Para efectos de control y diseño del sistema se suelen utilizar modelos reducidos del convertidor, pero sin perder las características dinámicas del circuito [25].

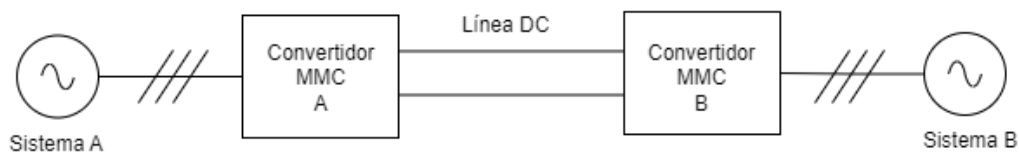


Figura 1.7: Diagrama de sistema HVDC con MMC

1.2.5.2. Accionamientos MVDC

Los accionamiento de media tensión también son un campo de aplicación de los MMC. Un esquema general y simplificado de lo que suele ser una implementación utilizando MMC,

se muestra en la Figura 1.8, donde el motor se conecta entre las ramas del convertidor, de modo que corresponde a la parte AC del sistema. En este bosquejo, los seis voltajes representados (V_{ap} , V_{bp} , V_{cp} , V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) corresponden a la suma de los voltajes de celda en cada brazo.

El principal desafío que enfrenta esta aplicación es la fluctuación de voltaje en los capacitores de las celdas lo que dificulta el funcionamiento a bajas frecuencias de operación. Esto podría provocar fallas en el funcionamiento durante el arranque y/o necesitar de condensadores de mayor costo.

Para combatir el problema del balance en los voltajes, se utilizan celdas NPC (Fig.3.17c) y se agrega un brazo de balance con un inductor para suprimir los pulsos de corrientes en esta última [26]. La principal ventaja de esta topología es la reducción significativa de los sensores para los voltajes en cada capacitor y la capacidad de simplificar los métodos de control de equilibrio de tensiones.

También se proponen otras topologías de carácter híbrido back-to-back, considerando un MMC tanto para el lado de la red como para el lado del motor, generando así mayor estabilidad en los voltajes al modificar la frecuencia de operación [27].

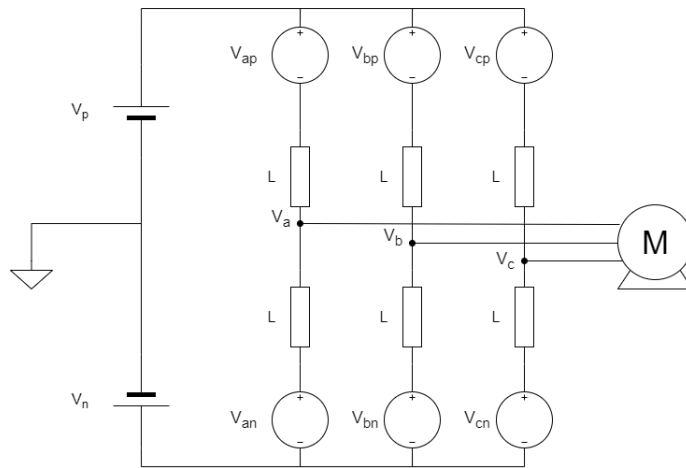


Figura 1.8: Convertidor MMC en accionamiento de motor

1.2.5.3. Almacenamiento de energía

La gran cantidad de celdas del convertidor permite su utilización en almacenamiento de energía, conectando sistemas distribuidos de almacenamiento en cada submódulo (Fig. 1.9a). Esto lo hace una opción ideal para almacenamiento de energía con baterías o BESS (del inglés Battery Energy Storage System) donde la modularidad del sistema permite tolerancia a fallas, es decir, que el sistema de alimentación siga funcionando en caso de alguna batería defectuosa. Se consigue un mejor desempeño cuando la celda a utilizar es puente H en vez de medio puente [28].

Esta misma característica resulta útil para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos. Al no estar recibiendo luz solar de forma constante, los paneles fotovoltaicos requieren de un sistema de almacenamiento fiable, a modo de mantener estable su integración con la red. Al implementar un convertidor MMC en vez de uno convencional de dos niveles, se obtiene

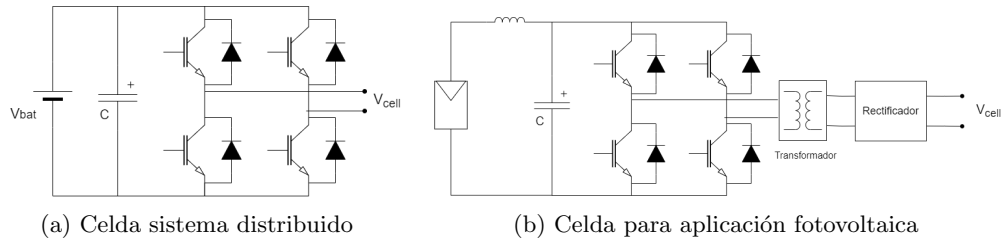


Figura 1.9: Tipos de celdas en aplicaciones de almacenamiento

una alta eficiencia y una reducción en el volumen total del sistema [29]. En la Figura 1.9b se muestra una posible configuración para una celda que se conecta a un modulo fotovoltaico. Cabe destacar que esta celda se conecta en paralelo a otra similar que tiene conectada en sus terminales la batería respectiva.

1.2.5.4. Compensadores estáticos

Con la transición a las energías renovables, cada vez existen más sistemas conectados a la red eléctrica, añadiendo componente dinámicos a su funcionamiento. Esto aumenta la necesidad de compensadores de energía reactiva que mantengan la red estable, disminuyendo el riesgo de caídas del sistema y respetando los códigos de red establecidos. El bajo contenido armónico de los convertidores MMC junto con su modularidad y su capacidad de conectarse a media tensión sin transformador, resultan una opción tentadora para los compensadores [30]. En la Figura 1.10 se muestra una configuración con celdas de capacitor flotante, donde cada brazo del convertidor se acopla a la línea eléctrica mediante un transformador trifásico [31].

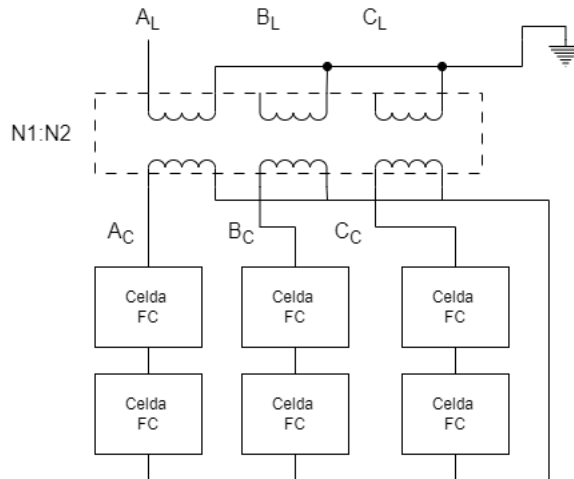


Figura 1.10: Diagrama de convertidor para aplicación STATCOM

1.3. Estructura del documento

Este documento se divide en 4 Capítulos:

Capítulo 1 Presenta una introducción general al trabajo, sus objetivos y estado del arte, incluyendo topologías asociadas a convertidores de potencia, carga inalámbrica y vehículos eléctricos.

Capítulo 2 Se realiza un análisis teórico del modelado del convertidor modular multinivel, mediante el modelo de corrientes desacopladas.

Capítulo 3 Se implementa el esquema anteriormente analizado en el entorno MATLAB SIMULINK a modo de comprobar su funcionamiento para luego implementarlo en tiempo real.

Capítulo 4 Se presentan las conclusiones y se menciona posibles mejoras al proyecto y trabajos a futuro.

MODELADO DEL CONVERTIDOR MMC

EN vista de la gran cantidad de celdas que suelen implementarse en el convertidor multinivel modular, el modelado de este mismo puede requerir un tiempo de simulación de varios minutos junto con un análisis teórico engorroso y de muchas ecuaciones. En este capítulo se realizará la descripción del modelo del convertidor MMC y su correspondiente estrategia de control. Se presentará la topología a utilizar y se plantearán las ecuaciones necesarias para el posterior armado de la simulación.

2.1. Modelo dinámico

En la literatura se proponen diversos modelos simplificados para el convertidor, y para este trabajo se considerará el modelo de corrientes desacopladas propuesto en [16]. Este modelo dinámico del MMC se obtiene simplificando las celdas de cada rama del convertidor a una fuente de tensión controlada, y una inductancia en serie. La fuente controlada de voltaje viene de la suma de todas las tensiones de cada celda, multiplicadas por su respectiva señal de conmutación. La inductancia L representa la suma de las inductancias de cada celda y de considerarse pérdidas en la rama, se debe considerar una resistencia R en serie adicional. Además, el sistema DC se separa en dos modelos simétricos, con un punto neutro entre ambos modelos, para así lograr una simetría que simplifique el trabajo con las ecuaciones del sistema. En este trabajo se considerará la topología mostrada en 2.1, donde se consideran cuatro ramas y un carga alterna monofásica conectada.

Para comenzar el análisis, se tienen las siguientes ecuaciones respecto a las corrientes de alimentación :

$$i_p = i_{ap} + i_{bp} \quad (2.1)$$

$$i_n = i_{an} + i_{bn} \quad (2.2)$$

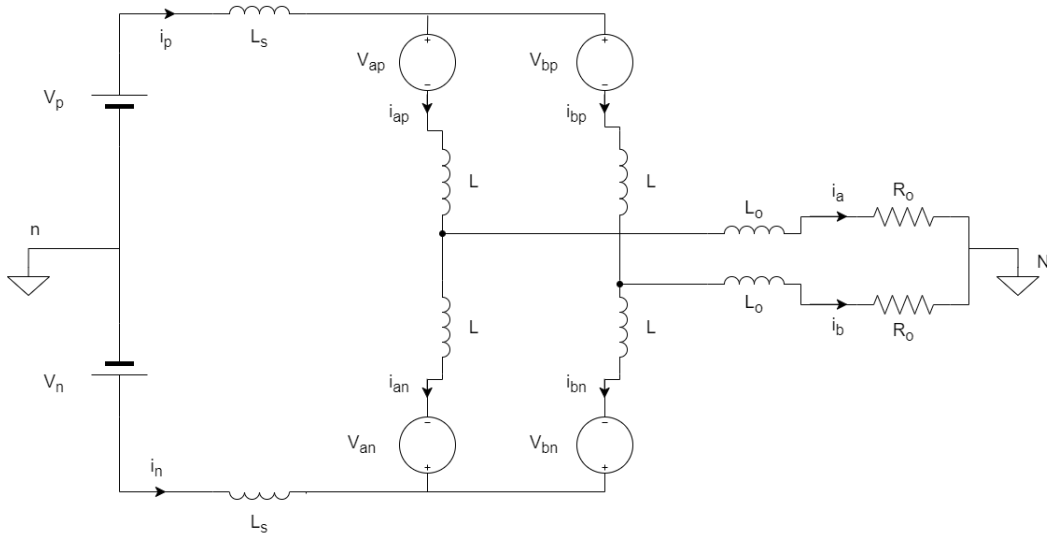


Figura 2.1: Topología a utilizar del convertidor MMC

donde i_p corresponde a la corriente que ingresa por la parte positiva de la alimentación e i_n a la parte negativa. Luego, en relación a las corrientes de rama, se definen:

$$i_a = i_{ap} + i_{an} \quad (2.3)$$

$$i_b = i_{bp} + i_{bn} \quad (2.4)$$

Obteniendo las relaciones de voltaje en las mallas, se tiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$V_p = L_s \frac{di_p}{dt} + V_{ap} + L \frac{di_{ap}}{dt} + L_o \frac{di_a}{dt} + R_o i_a + V_a + V_{Nn} \quad (2.5)$$

$$V_p = L_s \frac{di_p}{dt} + V_{bp} + L \frac{di_{bp}}{dt} + L_o \frac{di_b}{dt} + R_o i_b + V_b + V_{Nn} \quad (2.6)$$

$$V_n = L_s \frac{di_n}{dt} + V_{an} + L \frac{di_{an}}{dt} + L_o \frac{di_a}{dt} + R_o i_a + V_a + V_{Nn} \quad (2.7)$$

$$V_n = L_s \frac{di_n}{dt} + V_{bn} + L \frac{di_{bn}}{dt} + L_o \frac{di_b}{dt} + R_o i_b + V_b + V_{Nn} \quad (2.8)$$

Lo anterior, es posible resumirlo en las siguientes ecuaciones matriciales:

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_p \end{pmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{ap} \\ V_{ap} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \end{pmatrix} + L_o \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} + R_o \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{Nn} \\ V_{Nn} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_n \\ V_n \end{pmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_n \\ i_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{an} \\ i_{bn} \end{pmatrix} + L_o \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} + R_o \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{Nn} \\ V_{Nn} \end{pmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_p & V_p \\ V_n & V_n \end{bmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_p & i_p \\ i_n & i_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ap} & V_{bp} \\ V_{an} & V_{bn} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ap} & i_{bp} \\ i_{an} & i_{bn} \end{bmatrix} + L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a & i_b \\ i_a & i_b \end{bmatrix} \\ + R_o \begin{bmatrix} i_a & i_b \\ i_a & i_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a & V_b \\ V_a & V_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Nn} & V_{Nn} \\ V_{Nn} & V_{Nn} \end{bmatrix}$$

Utilizando notación matricial se puede reescribir el sistema completo en una sola ecuación matricial de la siguiente forma:

$$V_i = L_s \frac{d}{dt} I_i + V_{io} + L \frac{d}{dt} I_{io} + L_o \frac{d}{dt} I_o + R_o I_o + V_o + V_{Nn} \quad (2.9)$$

donde L_s , L , L_o y R_o corresponden a valores escalares de componentes del sistema, V_i e I_i son las tensiones y corrientes de alimentación DC, V_{io} e I_{io} las tensiones y corrientes en las ramas, V_o e I_o las tensiones y corrientes en el sistema AC, mientras que V_{Nn} corresponde a la tensión entre los neutros de los sistemas AC y DC, siendo todas matrices de dimension 2x2. Además es posible representar las ecuaciones 2.1 y 2.2 de la siguiente forma:

$$i_p = \begin{bmatrix} i_{ap} & i_{bp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$i_n = \begin{bmatrix} i_{an} & i_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

De forma similar, se reestructuran las ecuaciones 2.3 y 2.4:

$$i_a = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{an} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$i_b = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{bp} \\ i_{bn} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

También, es posible reescribir la matriz de corriente de entrada I_i y la de salida I_o como función de la matriz I_{io} , a modo de reducir los términos en el sistema.

$$I_i = \begin{bmatrix} i_p & i_p \\ i_n & i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ap} & i_{bp} \\ i_{an} & i_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = I_{io} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$I_o = \begin{bmatrix} i_a & i_b \\ i_a & i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ap} & i_{bp} \\ i_{an} & i_{bn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} I_{io} \quad (2.15)$$

Con esto la Ecuación 2.9 puede ser expresada de la siguiente manera:

$$V_i = L_s \frac{d}{dt} I_{io} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} + V_{io} + L \frac{d}{dt} I_{io} + L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} I_{io} + R_o \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} I_{io} + V_o + V_{Nn} \quad (2.16)$$

2.2. Modelo desacoplado de corrientes

Se necesita obtener un modelo que permita trabajar con las corrientes del convertidor de forma separada, pero sin perder sus características principales. Para esto se definen las siguientes matrices auxiliares de transformación:

$$P = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad Q = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Las cuales cumplen con las siguientes propiedades:

$$P + Q = I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad PQ = QP = 0_{2 \times 2} \quad (2.18)$$

Con lo anterior presentado es posible reescribir la ecuación 2.9 en términos de la matriz P

$$L_s \frac{d}{dt} I_{io} 2P + L \frac{d}{dt} I_{io} + 2L_o \frac{d}{dt} P I_{io} + 2R_o P I_{io} = V_i - V_{io} - V_o - 2P V_{Nn} \quad (2.19)$$

Cabe destacar, que cada combinación de producto entre la matriz de corrientes I_{io} y las matrices auxiliares P y Q, representa las corrientes presentes en el convertidor.

$$I_{CM} = P I_{io} P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ap} & i_{bp} \\ i_{an} & i_{bn} \end{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} i_p + i_n & i_p + i_n \\ i_p + i_n & i_p + i_n \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$I_{CC} = Q I_{io} Q = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} (i_{ap} + i_{bn}) - (i_{an} + i_{bp}) & (i_{ap} + i_{bn}) - (i_{an} + i_{bp}) \\ (i_{ap} + i_{bn}) - (i_{an} + i_{bp}) & (i_{ap} + i_{bn}) - (i_{an} + i_{bp}) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$I_{AC} = P I_{io} Q = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} i_a - i_b & i_b - i_a \\ i_a - i_b & i_b - i_a \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$I_{DC} = Q I_{io} P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_p - i_n & i_p - i_n \\ i_p - i_n & i_p - i_n \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

donde I_{CM} corresponde a las corriente de modo común, I_{CC} a las corriente circulantes por las ramas, I_{AC} corrientes en la carga e I_{DC} corrientes de entrada del convertidor. Esta misma representación es posible con las tensiones de rama, como se muestra a continuación:

$$V_{CM} = P V_{io} P \quad (2.24)$$

$$V_{CC} = Q V_{io} Q \quad (2.25)$$

$$V_{AC} = P V_{io} Q \quad (2.26)$$

$$V_{DC} = Q V_{io} P \quad (2.27)$$

2.2.1. Corriente de modo común

A partir de la Ecuación 2.19, se multiplica por la matriz P en ambos lados de la ecuación obteniéndose así:

$$(2L_s + L + 2L_o) \frac{d}{dt} P I_{io} P + 2R_o P I_{io} P = -P V_{io} P - 2P V_{Nn} P \quad (2.28)$$

Lo obtenido corresponde al modelo de corriente de modo común del convertidor, la cual corresponde a la corriente que pasa a través de todo el circuito (Figura 2.2a).

2.2.2. Corriente circulante

Se multiplica por la matriz Q a la izquierda de la ecuación 2.19, quedando:

$$2L_s \frac{d}{dt} Q I_{io} P + L \frac{d}{dt} Q I_{io} + 2L_o \frac{d}{dt} Q P I_{io} + 2R_o Q P I_{io} = Q V_i - Q V_{io} - 2Q P V_{Nn} \quad (2.29)$$

Luego, se multiplica por el lado derecho nuevamente por la matriz Q y se cancelan los términos que contengan el producto entre las matrices P y Q.

$$L \frac{d}{dt} Q I_{io} Q = Q V_i Q - Q V_{io} Q \quad (2.30)$$

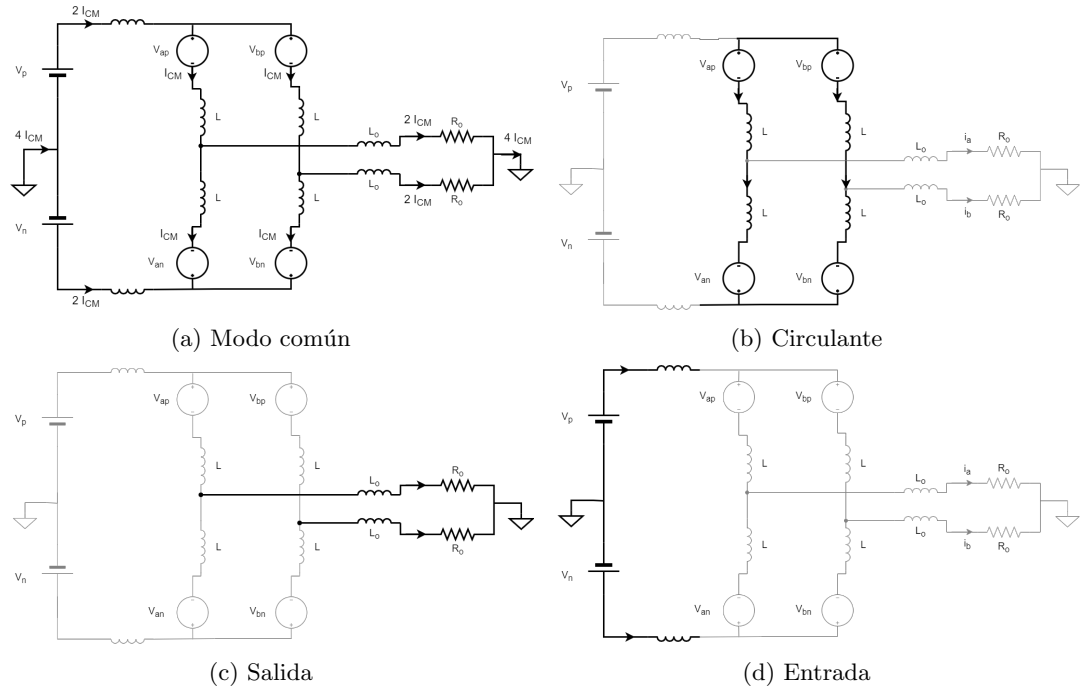


Figura 2.2: Representación de corrientes desacopladas

Si se desarrolla el producto QV_iQ se obtiene valor nulo, lo que reduce la ecuación a:

$$L \frac{d}{dt} QI_{io}Q = -QV_{io}Q \quad (2.31)$$

Lo obtenido corresponde al modelo de corriente circulante del convertidor, la cual es la corriente que atraviesa exclusivamente las ramas del convertidor, sin pasar a los sistemas AC ni DC (Figura 2.2b).

2.2.3. Corriente de salida

Se multiplica la Ecuación 2.19 por la matriz P a su izquierda y posteriormente por la matriz Q desde la derecha, obteniéndose el sistema:

$$(2L_o + L) \frac{d}{dt} PI_{io}Q + 2R_o PI_{io}Q = -PV_{io}Q \quad (2.32)$$

Esto corresponde al modelo de corriente de salida del convertidor, la cual corresponde a la corriente que circula por el sistema AC (Figura 2.2c).

2.2.4. Corriente de entrada

Se multiplica la Ecuación 2.19 por la matriz Q a su izquierda y posteriormente por la matriz P desde la derecha, obteniéndose:

$$(2L_s + L) \frac{d}{dt} QI_{io}P = QV_iP - QV_{io}P \quad (2.33)$$

Finalmente, se obtiene la ecuación correspondiente al modelo de corriente de entrada, la cual es la corriente que circula por la parte DC del convertidor (Figura 2.2d).

Con el análisis anterior, al realizar el producto con las matrices auxiliares P y Q definidas, se tiene el siguiente sistema de ecuaciones de primer orden 2.34 a 2.36, donde se representan cada una de las señales de corriente dentro del convertidor.

$$(2L_s + L + 2L_o) \frac{d}{dt} PI_{io}P + 2R_o PI_{io}P = PV_iP - PV_{io}P - 2PV_{nN}P \quad (2.34)$$

$$L \frac{d}{dt} QI_{io}Q = -QV_{io}Q \quad (2.35)$$

$$(2L_o + L) \frac{d}{dt} PI_{io}Q + 2R_o PI_{io}Q = -PV_{io}Q \quad (2.36)$$

$$(2L_s + L) \frac{d}{dt} QI_{io}P = QV_iP - QV_{io}P \quad (2.37)$$

2.2.5. Control de corrientes

El sistema de ecuaciones presentado anteriormente, representa cuatro sistemas dinámicos de primer orden, donde es posible relacionar cada una de ellas con la ecuación de un circuito inductivo. La inductancia que acompaña al término diferencial junto con la resistencia representada, permiten representar cada ecuación como un sistema RL que relaciona la

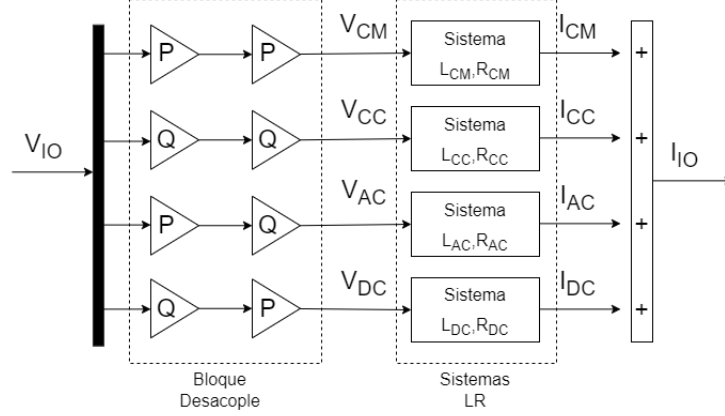


Figura 2.3: Esquema de desacople

corriente y la tensión para cada componente desacoplada, como se muestra en el esquema de la Figura 2.3.

La magnitud de las corrientes va a ser consecuencia de los estados de conmutación de las celdas en cada rama, por lo que la señal de conmutación generada que se aplique, define los voltajes que se estén generando en cada celda. Esto puede representarse de la siguiente forma:

$$V_{IO} = m_{xy} V_{cxi} \quad (2.38)$$

donde m_{xy} corresponde a la señal moduladora proveniente de la etapa de modulación y V_{cxi} es el voltaje en cada celda de las ramas. Si se encuentra controlado el convertidor, las tensiones en cada condensador debiesen ser iguales, por lo que $V_{cxi} = V_c$ para cada uno de sus elementos, lo que puede representarse como:

$$V_{IO} = m_{xy} V_c \quad (2.39)$$

Como se mostró anteriormente, se pueden obtener las componentes desacopladas a partir de la matriz de tensiones en las ramas V_{IO} . En vista que V_c es un valor constante, las componentes se desprenden de la señal moduladora:

$$V_{IO} = (m_{CM} + m_{CC} + m_{AC} + m_{DC}) V_c \quad (2.40)$$

Con esto puede representarse el sistema de ecuaciones de las corrientes de la siguiente forma:

$$(2L_s + L + 2L_o) \frac{d}{dt} I_{CM} + 2R_o I_{CM} = -m_{CM} V_c \quad (2.41)$$

$$L \frac{d}{dt} I_{CC} = -m_{CC} V_c \quad (2.42)$$

$$(2L_o + L) \frac{d}{dt} I_{AC} + 2R_o I_{AC} = -m_{AC} V_c \quad (2.43)$$

$$(2L_s + L) \frac{d}{dt} I_{DC} = -m_{DC} V_c \quad (2.44)$$

De esta representación se desprende que las corrientes pueden controlarse mediante la señal de modulación, por lo que los controladores se diseñan a partir de estas ecuaciones.

$$\frac{I_{CM}(s)}{V_c(s)} = -\frac{m_{CM}}{(2L_s + L + 2L_o)s + 2R_o} \quad (2.45)$$

$$\frac{I_{CC}(s)}{V_c(s)} = -\frac{m_{CC}}{Ls} \quad (2.46)$$

$$\frac{I_{AC}(s)}{V_c(s)} = -\frac{m_{AC}}{(2L_o + L)s + 2R_oQ} \quad (2.47)$$

$$\frac{I_{DC}(s)}{V_c(s)} = -\frac{m_{DC}}{(2L_s + L)s} \quad (2.48)$$

2.3. Modelo de condensadores por celda

La celda a utilizar corresponde a una celda puente H (Figura 2.4). La fuente de voltaje modelada en cada rama, es decir, los elementos de la matriz V_{IO} , representa la suma entre el producto de la tensión y la señal de modulación de cada celda.

$$v_x = \sum_{i=1}^N v_{xi} s_{xi} \quad (2.49)$$

donde $x = \{ap, bp, an, bn\}$ y N corresponde al número de celdas por rama.

La ecuación dinámica correspondiente a la celda es:

$$C \frac{d}{dt} v_{xi} + \frac{1}{R_c} v_{xi} = s_{xi} i_x \quad (2.50)$$

Es posible controlar el balance de tensiones mediante la modificación del índice de

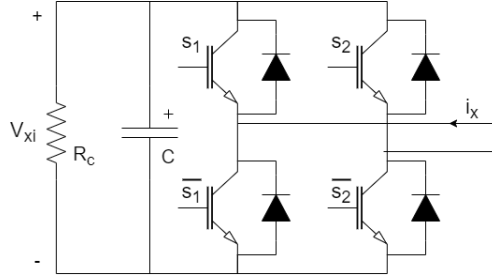


Figura 2.4: Celda puente H

modulación que entra a cada celda [16]. A partir de puede definirse la variación en el voltaje de celda como la suma del voltaje y un delta, lo mismo que en el índice de modulación. Cuento eso se obtiene que puede controlarse el balance desde el producto entre el índice de modulación de cada celda y su valor de corriente de rama correspondiente.

De acuerdo con [16] se tiene que la dinámica de la tensión DC en términos de la corriente del sistema DC queda definida como:

$$\frac{C}{2} \frac{d}{dt} V_c^2 + \frac{1}{R_c} V_c^2 = \frac{V_s}{2N} I_s \quad (2.51)$$

Con esta dinámica de primer orden entre la corriente y el cuadrado del voltaje, es posible controlar la tensión DC mediante la referencia de corriente DC como se ilustra en 1.6.

SIMULACIÓN EN TIEMPO REAL

EN este capítulo se describe la implementación del modelo desacoplado de corrientes para la simulación del convertidor utilizando la plataforma MATLAB, mediante su entorno SIMULINK para posteriormente, implementar la simulación en tiempo real.

3.1. Armado del esquema

Se definen las matrices auxiliares P y Q como ganancias que se encargaran de realizar el desacople de las matrices V_{IO} e I_{IO} que corresponden a los voltajes y corrientes en las ramas, respectivamente. En la Figura 3.1 se muestra en particular la implementación para representar y , a su vez, separar la matriz de voltaje.

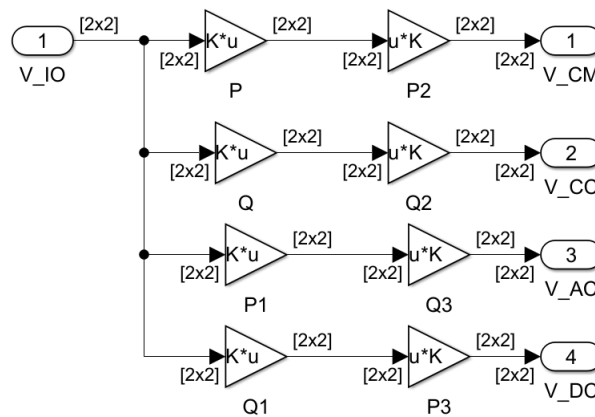


Figura 3.1: Desacople de matriz de voltaje

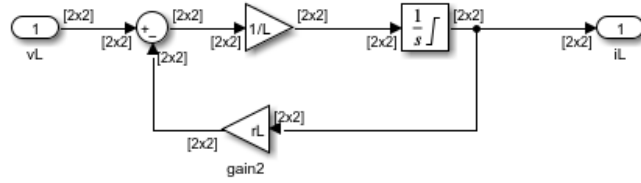


Figura 3.2: Representación de un inductor

Para representar los sistemas de primer orden que corresponden a cada componente de corriente, se construye la ecuación del inductor correspondiente para cada una de ellas, como se ilustra en la Fig. 3.2. Realizando esto para cada componente de corriente, se construye el bloque 'Ramas' (Fig. 3.3) el cual recibe como entrada la matriz de voltajes (2x2) y a la salida entrega la matriz de corrientes en las ramas (2x2).

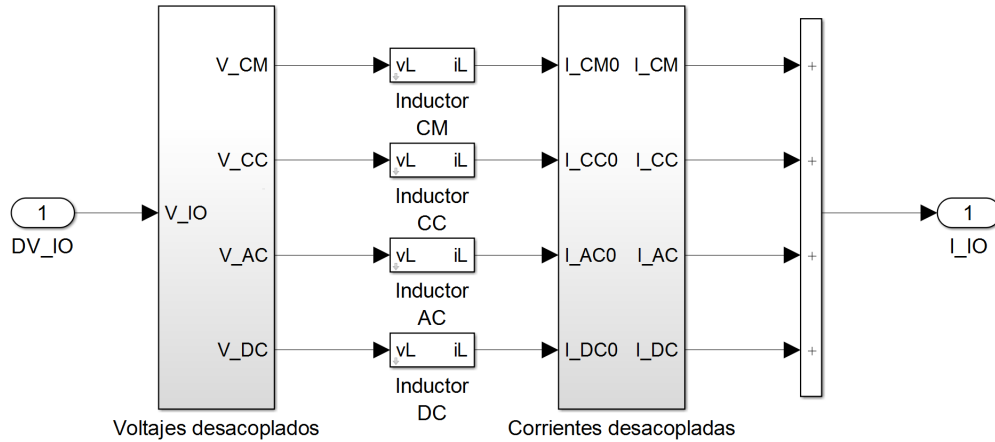


Figura 3.3: Subsistema con ramas del convertidor

Para representar las celdas del convertidor, de manera análoga a lo ilustrado en 3.2, se construye la ecuación del condensador, representada como bloque 'Condensador'. (Fig. 3.4). Cada bloque representa la suma de las tensiones de las celdas en cada rama, es decir, los valores V_{ap} , V_{an} , V_{bp} y V_{bn} , los cuales se multiplican por su señal de conmutación respectiva. Las tensiones en cada rama del subsistema 'Celdas', se organizan como salida en la matriz V_{IO} de dimensiones 2x2.

Para realizar la conmutación de las celdas, se necesita un subsistema de modulación (Fig. 3.5), el cual se encarga de generar las señales portadoras que rigen los estados de conmutación en cada rama. La cantidad de señales triangulares generadas, de frecuencia f_c , depende de la cantidad de celdas N , que en este caso son $N = 3$. Cada una de ellas es comparada con el índice de modulación mxy proveniente de la etapa de control.

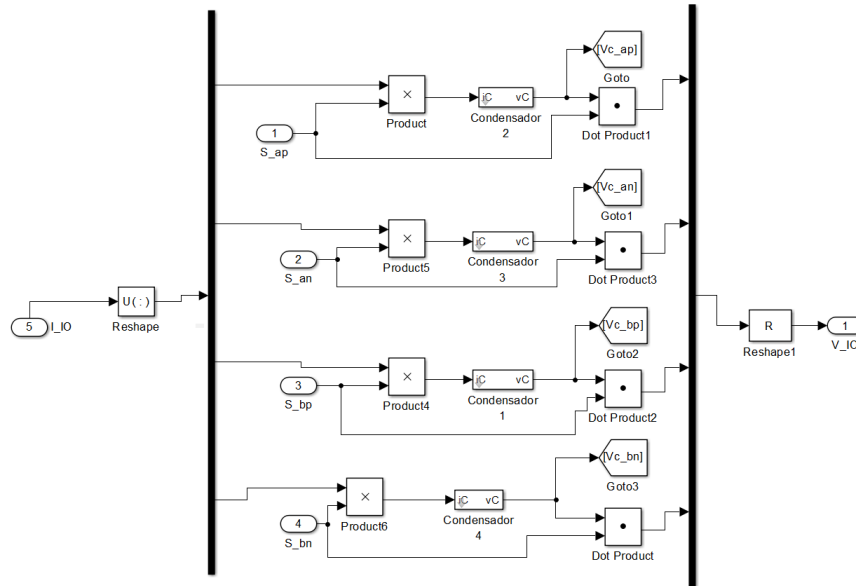


Figura 3.4: Subsistema de celdas

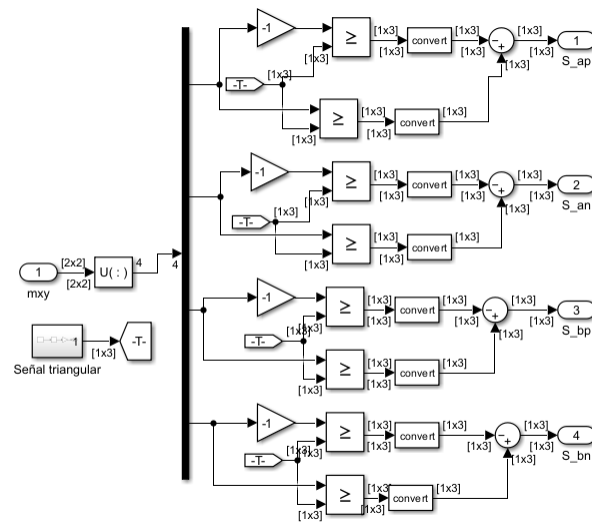


Figura 3.5: Subsistema de modulación

3.1.1. Esquema de control

Una vez validado el control de cada uno de los controladores PI diseñados para las corrientes, se construye el subsistema 'Controladores de corrientes', mostrado en la Figura 3.6, el cual recibe como entrada las referencias y las señales medidas de corriente. Cada controlador entrega como actuación una componente del índice de modulación, las cuales se suman para generar la señal m , que posteriormente servirá como entrada del subsistema 'Modulación'.

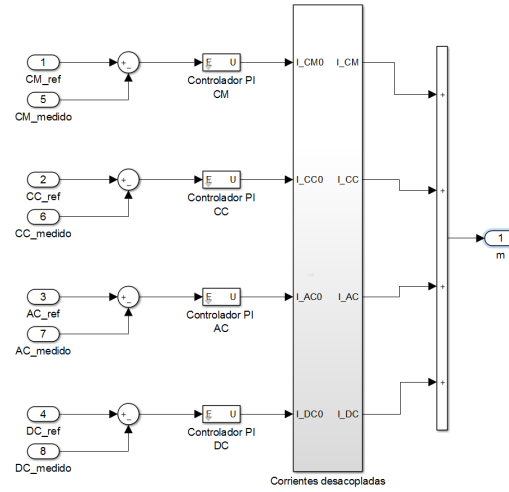


Figura 3.6: Subsistema de control

Para el control de los voltajes se implementan los dos controladores PI, el de tensiones promedio y el de balance, los cuales entregan la referencia del controlador de modo común y del controlador DC, respectivamente. Una vez validado el control de cada uno de ellos, se implementan en el esquema justo antes del subsistema de controladores de corriente.

Finalmente en la Figura 3.7 se muestra la implementación completa del convertidor multinivel modular en SIMULINK. Las señales V_{ac} y V_{dc} corresponden a las fuentes de voltaje alterna y continua, respectivamente.

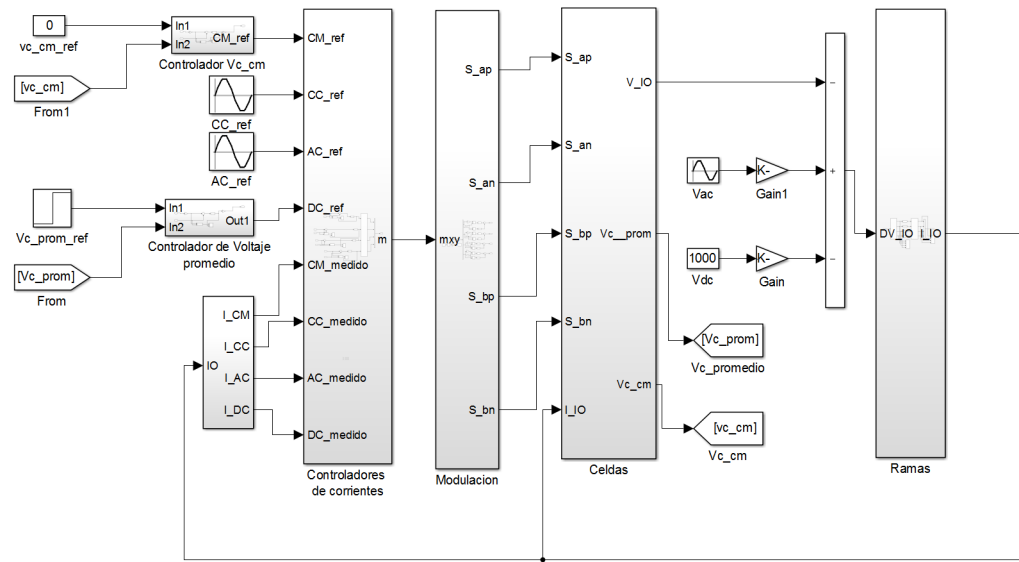


Figura 3.7: Diagrama completo del convertidor en SIMULINK

3.2. Simulación del sistema

A continuación se muestran los parámetros a considerar para las componentes del sistema implementado.

Parámetro	Valor
Inductancia de entrada	$L_s = 1mH$
Resistencia de entrada	$R_s = 0,1\Omega$
Inductancia de carga	$L_o = 1mH$
Resistencia de carga	$R_o = 0,1\Omega$
Inductancia de rama	$L = 1mH$
Resistencia de rama	$R = 0,1\Omega$
Capacitancia en la celda	$C_c = 10,000\mu F$
Resistencia en la celda	$R_c = 100k\Omega$
Voltaje en la entrada	$V_s = 500V$
Frecuencia modulación	$f_s = 1kHz$
Número de celdas	$N = 3$

Tabla 3.1: Parámetros de la simulación

3.2.1. Diseño de controladores

Se diseña un controlador PI para cada modelo de corriente (Ec.2.45 - 2.48), considerando la siguiente estructura:

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$$

Para el diseño de cada uno de ellos se utilizó la herramienta *PID tuning* de MATLAB. Se consideró como criterio que el periodo transiente del sistema fuera cercano a los 0,02 segundos y de carácter robusto, considerando que los valores principales de la tabla pudiesen presentar variaciones en futuros diseños. Además se observó el rechazo a perturbaciones de entrada durante el análisis temporal de la respuesta del sistema a modo de escoger uno capaz de reaccionar con rapidez y sin aumentar demasiado en magnitud la actuación.

Controlador	Valores Kp	Valores Ki
Corrientes modo comun	-0,25	-25
Corrientes circulantes	-0,01	-0,13
Corriente AC	-0,565	-56,5
Corriente DC	-0,02	-0,02
Voltaje promedio celdas	0.399	4
Balance celdas	10	0

Tabla 3.2: Parámetros de controladores

3.2.2. Resultados de simulación

Se simula el esquema de la Fig. 3.7, con los parámetros mostrados en la Tabla 3.1. En la Tabla 3.2 se muestran los valores asignados a cada controlador PI.

En la Figura 3.8 se muestran las señales principales del convertidor en estado estacionario. Respecto a las componentes de corrientes desacopladas en estado estacionario (Fig. 3.8b), donde se ha considerado como referencia $I_{CC} = 0$, se refleja de forma coherente en la corriente medida. Se considera una referencia de corriente alterna de $I_{ac} = 500V$, lo que arroja una corriente continua I_{DC} centrada en $150V$ con un ripple de $\Delta = 34V$.

En 3.8a se muestran las tensiones en cada celda del convertidor. Cada gráfica representa una rama del convertidor y en cada una de ellas se encuentran tres señales que corresponden a los voltajes en los capacitores. En total se tienen doce voltajes, debido a que la cantidad de celdas es $N = 3$, que se encuentran oscilando de tal forma que se mantienen entre $200V$ y $700V$. En particular en 3.9 se muestra un acercamiento a los voltajes en la celda de la rama V_{ap} donde se ve que los condensadores en cada celda se cargan y descargan intercambiando el orden pero manteniendo el promedio constante.

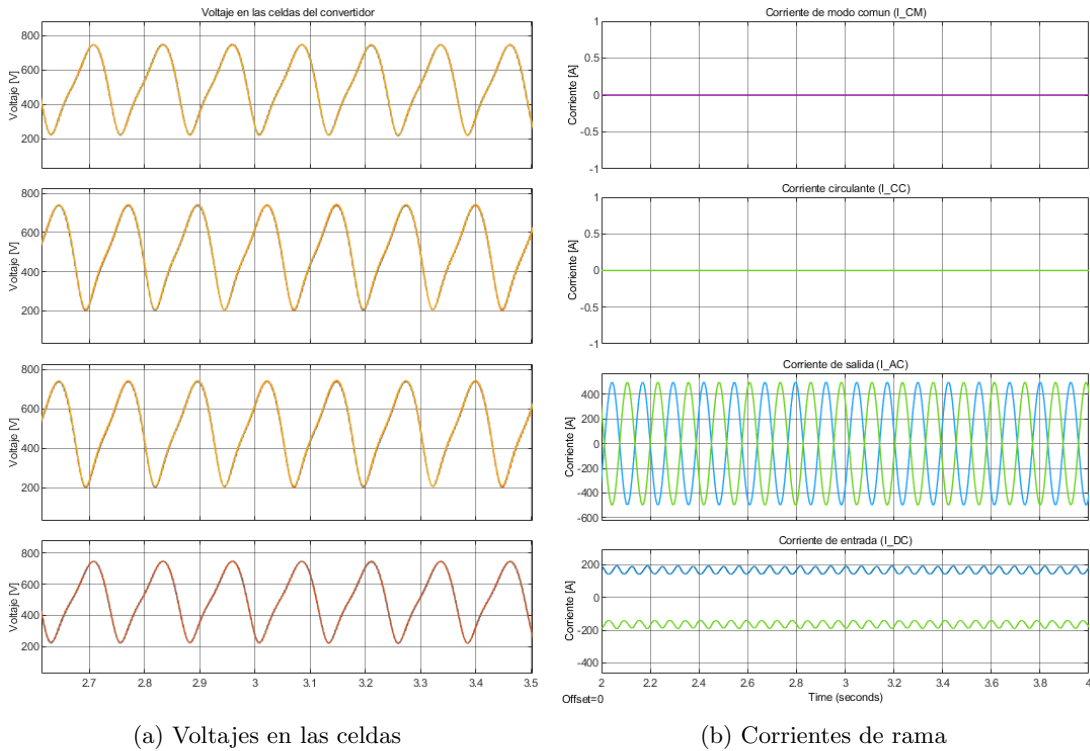


Figura 3.8: Señales de voltajes y corrientes en el convertidor en estado estacionario

Para corroborar el modelo, se aplica un cambio en la referencia para la corriente de salida I_{AC} , generando un escalón que cambia el valor de $500V$ a $700V$. En la Figura 3.10 se aprecian las señales de corrientes del convertidor, donde las corrientes de modo común y circulante no presentan cambios. Se aprecia que la corriente alterna logra seguir la referencia de forma correcta, mientras que en la corriente continua aumenta la magnitud de esta. Esto se debe a que al exigirle mayor voltaje a la salida del convertidor, se necesita mayor energía, es decir, mayor corriente de entrada. Respecto al voltaje en los condensadores, estos se ven levemente afectados por el cambio de referencia, sin embargo, mantienen el equilibrio entre sus tensiones.

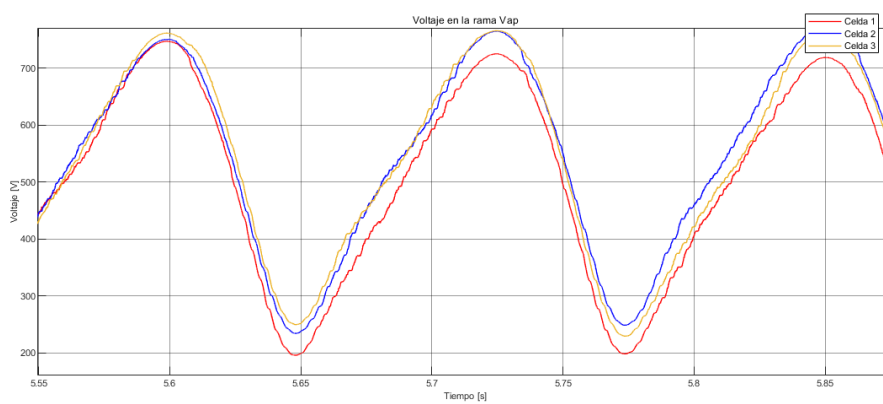


Figura 3.9: Tensiones en las celdas de la rama V_{ap} (zoom)

En relación al control del voltaje promedio entre las celdas, en la Fig. 3.11 se muestra tanto la referencia de 500V fijada como la señal medida en los condensadores. Se aprecia que el seguimiento al promedio oscila entre los 440V y 560V, manteniéndose centrado en el valor referencial.

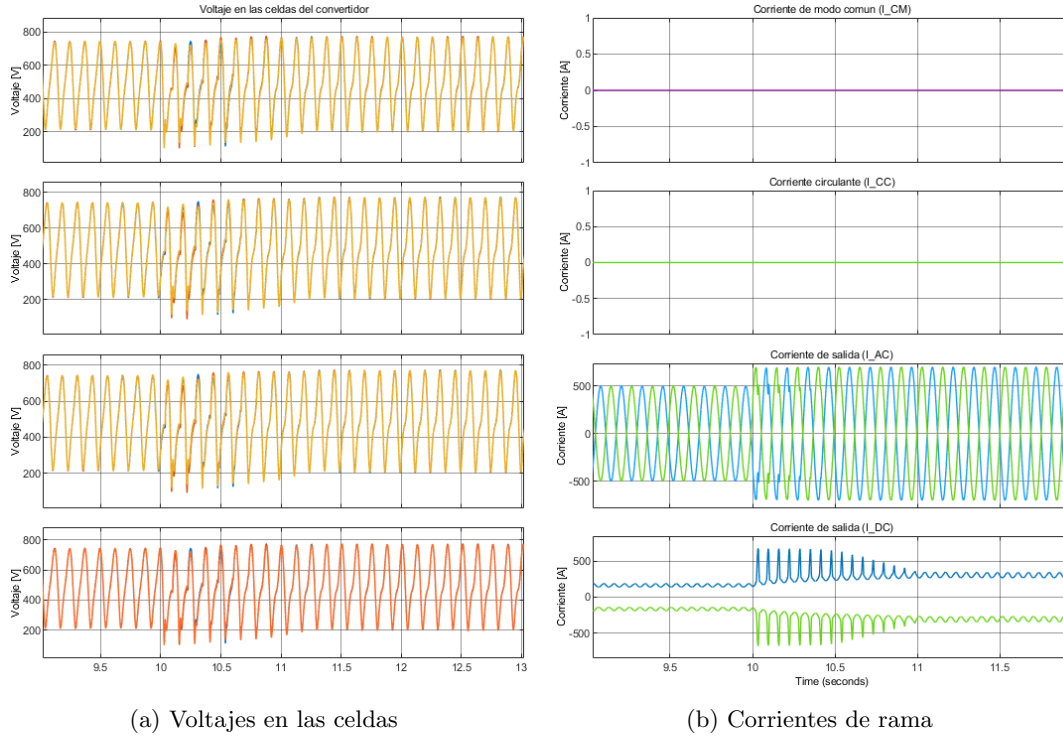


Figura 3.10: Señales de voltajes y corrientes al aplicar un cambio en la corriente AC en $t = 10[s]$

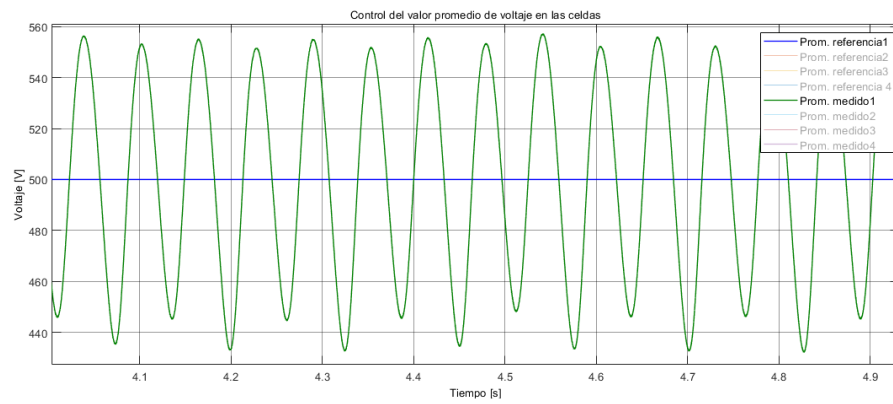


Figura 3.11: Tensión promedio medida en las celdas

3.3. Implementación en tiempo real

En esta etapa se tenía como principal objetivo el visualizar en tiempo real, es decir en un osciloscopio, las señales obtenidas a través del modelo implementado en MATLAB para ser validado de forma experimental. Al terminar la etapa de simulación se encontró que la tarjeta procesadora de datos disponible dentro del laboratorio solo permitía generar salidas de carácter digital, lo que imposibilita la visualización total de las señales del sistema, las cuales en su mayoría son de carácter análogo. Por este motivo, a continuación se describe la adquisición de las señales digitales del sistema simulado, las cuales corresponden a las señales de modulación del convertidor.

3.3.1. Equipos de medición

Los equipos utilizados para esta etapa fueron los siguientes:

- Osciloscopio RIGOL DS1054Z

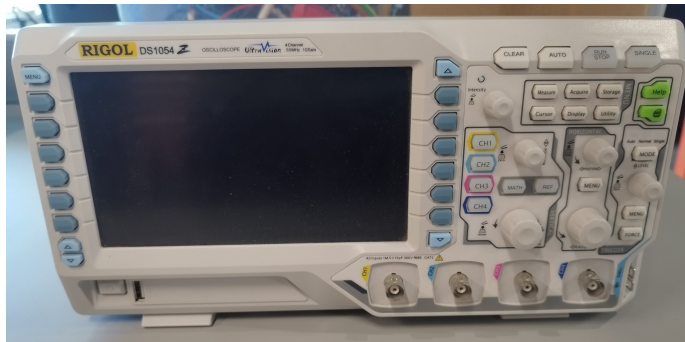


Figura 3.12: Osciloscopio RIGOL

- Tarjeta Digital I/O CP4003 dSPACE

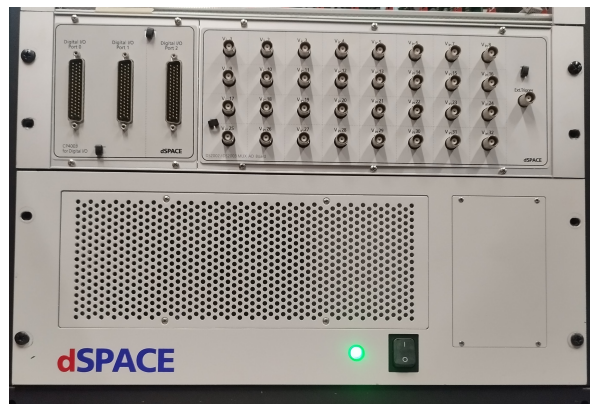


Figura 3.13: Hardware dSPACE

- Puntas de voltaje Agilent N2863B



Figura 3.14: Punta de voltaje AGILENT

3.3.2. Pruebas experimentales

La tarjeta dSPACE corresponde a un procesador de señales digitales utilizado ampliamente en control para electrónica de potencia y otras aplicaciones afines. Permite realizar simulaciones en tiempo real, con el objetivo de validar diseños y sistemas de control de forma previa a la experimentación a modo de reducir riesgos en las componentes, ajustar diseños y mejorar el desempeño de los sistemas antes de su experimentación.

Para realizar las mediciones, se establece la conexión con la Tarjeta Digital I/O desde la simulación del convertidor en SIMULINK. A través de los pines de la tarjeta, se visualizan las señales en tiempo real en el osciloscopio, como se muestra en el diagrama de la Figura 3.15.

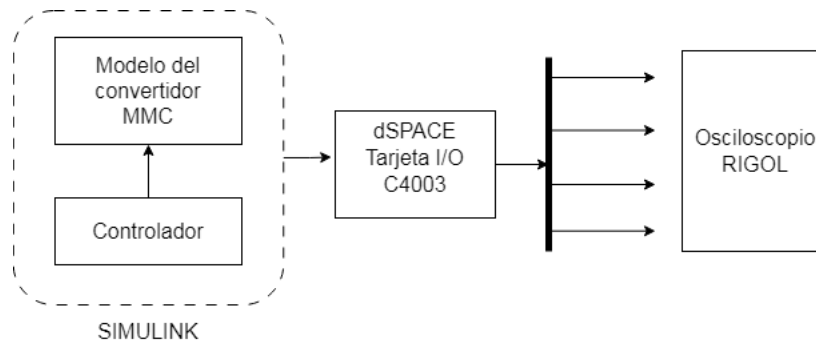


Figura 3.15: Diagrama general de implementación con dSPACE

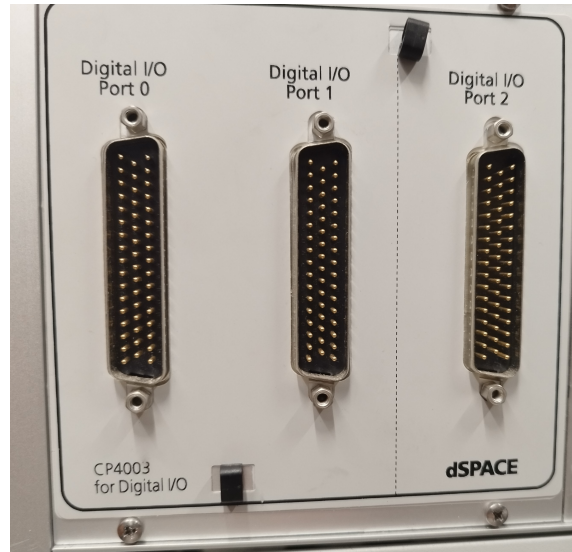


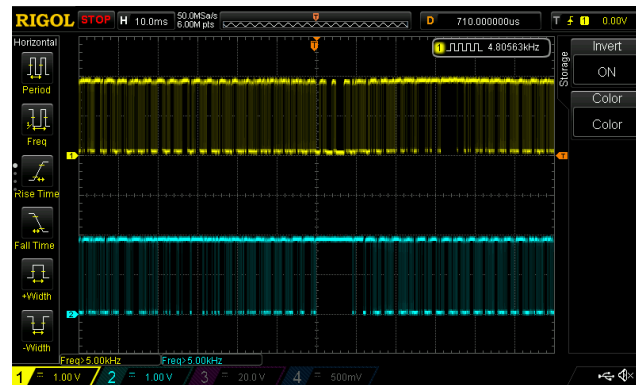
Figura 3.16: Tarjeta I/O dSPACE

El hardware a utilizar en este trabajo corresponde a la Tarjeta Digital I/O CP4003, mostrada en la Figura 3.16. Cuenta con tres puertos DD-50 macho, los cuales poseen 50

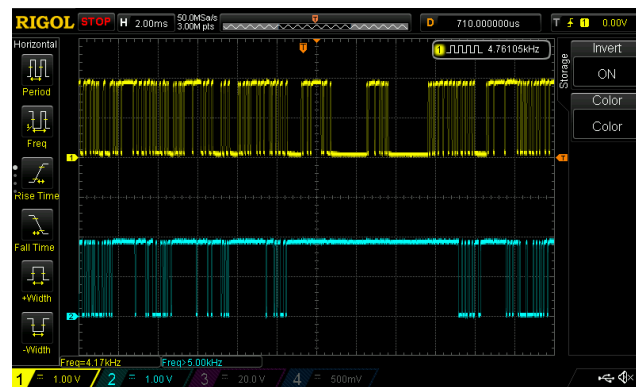
pinos que pueden ser definidos como entradas o salidas según corresponda. En vista que las salidas disponibles son de carácter digital, es decir, solo presenta valores lógicos altos y bajos, se visualizarán principalmente las señales de modulación provenientes del controlador de la simulación.

Para obtener las señales se utilizó un osciloscopio RIGOL de cuatro canales. En la Figura 3.17 se muestran las señales de modulación de las celdas de la barra positiva del convertidor, S_{ap} (en amarillo) y S_{bp} (en azul), a diferentes escalas de tiempo. Cabe destacar que la simulación se fija en un tiempo de paso fijo de $50e - 3$ para apreciar las señales de forma precisa.

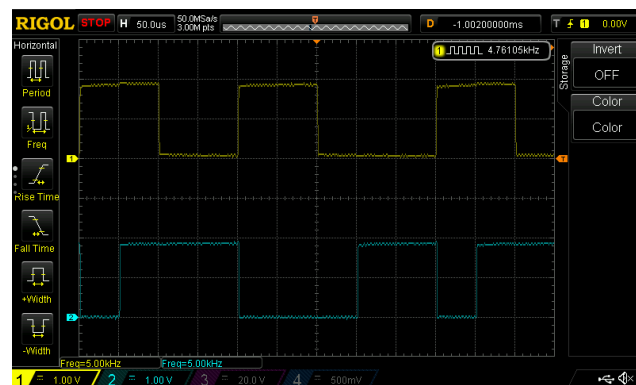
Las señales de conmutación varían entre 0V (cero lógico) y 2V (uno lógico)



(a) Escala 10ms



(b) Escala 5ms



(c) Escala 50μs

Figura 3.17: Señal de modulación a diferentes escalas de tiempo

CONCLUSIONES

4.1. Resultados obtenidos y conclusiones

Inicialmente se realizó una investigación relacionada al área de electromovilidad y sus recientes avances, junto con un estudio al convertidor multinivel modular con sus principales características, topologías y ventajas para esta aplicación. Luego se planteó el modelo matemático del convertidor, el cual tiene la característica de desacoplar las corrientes y representar el convertidor en sistemas separados de primer orden, simplificando así el diseño de controladores y la implementación del esquema de simulación.

Al realizar la simulación se comprobó la efectividad del modelo para desacoplar sus señales, permitiendo así simplificar las labores de diseño de controladores, las cuales se pueden realizar y comprobar de forma independiente para cada señal de corriente para posteriormente implementarlo en conjunto. El modelo generalizado permite cambiar de manera sencilla los parámetros de las componentes y del sistema, de modo que puede servir para análisis en diversas aplicaciones.

El convertidor multinivel modular ha demostrado ser una herramienta útil a la hora de generar voltajes de alta calidad utilizando un esquema de control PI sencillo y desacoplado. En particular las señales alternas mostraron una baja distorsión lo que facilita la posibilidad de su conexión a la red eléctrica, cumpliendo funciones de carga de vehículo.

4.2. Trabajo Futuro

Como continuación a este trabajo quedan pendientes algunas tareas con tal de validar la utilización del convertidor MMC para la implementación de un cargador inalámbrico para vehículo eléctrico. Se requiere realizar una simulación en tiempo real de la etapa transmisora del WPT, la cual ya posee una señal de voltaje alterno de alta calidad para su futura transmisión. Posteriormente, la implementación de un prototipo de laboratorio a modo de evaluar el comportamiento del convertidor diseñado mediante pruebas experimentales, lo que involucra el proceso de diseño de la placa impresa, la elección y compra de componentes, el armado del circuito, el diseño de las bobinas y las posteriores pruebas de funcionamiento. Dentro de este análisis se debe analizar los efectos de las pérdidas en los semiconductores, la potencia activa y reactiva presente en el sistema, junto con diferentes condiciones de

operación a modo de comprobar la calidad de las señales y el funcionamiento del sistema de control propuesto para el convertidor y sus respectivas señales.

Además, se debe evaluar el desempeño del controlador respecto a variaciones en la carga y en la distancia entre las bobinas de transmisión de energía y cómo este compensa las fluctuaciones de potencia, debido a que el cargador debe ser capaz de suministrar energía a diferentes tipos de vehículos con sus respectivas características, respetando el código de red y sin dañar los circuitos de cada EV para una futura aplicación comercial.

Por ultimo, una correcta implementación del sistema completo debiese permitir aplicaciones Vehicle-to-Grid, lo cual debe ser comprobado experimentalmente utilizando un banco de baterías capaz de inyectar potencia a la red conectada.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] EPA, “Inventory of u.s greenhouse gas emissions and sinks: 1990-2020,” U.S Environmental Protection Agency, Tech. Rep. 430-R-22-003, 2022.
- [2] R. Martínez, “Informe del inventario nacional de chile 2020: Inventario nacional de gases de efecto invernadero y otros contaminantes climáticos 1990-2018,” Ministerio del Medio Ambiente, Tech. Rep., 2021.
- [3] R. Hariri, F. Sebaaly, and H. Y. Kanaan, “A review on modular multilevel converters in electric vehicles,” in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2020, pp. 4987–1993.
- [4] D. Niculae, M. Iordache, M. Stanculescu, M. L. Bobaru, and S. Deleanu, “A review of electric vehicles charging technologies stationary and dynamic,” in *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, 2019, pp. 1–4.
- [5] C. Rodríguez, C. Vidal, M. Díaz, E. Contreras, G. Guggisberg, and I. Rivas, “An overview of challenges and benefits associated to the development of vehicle to grid technology,” in *2021 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2021, pp. 1–6.
- [6] —, “An overview of challenges and benefits associated to the development of vehicle to grid technology,” in *2021 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2021, pp. 1–6.
- [7] G. Guidi, S. D’Arco, J. A. Suul, R. Iso, and J.-I. Itoh, “A modular multilevel interface for transformerless grid integration of large-scale infrastructure for wireless electric vehicle charging,” in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 2019, pp. 2059–2066.
- [8] C. G. Colombo, S. M. Miraftebadeh, A. Saldarini, M. Longo, M. Brenna, and W. Yaici, “Literature review on wireless charging technologies: Future trend for electric vehicle?” in *2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, 2022, pp. 1–5.
- [9] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Modern advances in wireless power transfer systems for roadway powered electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, 2016.

- [10] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. M. Prats, and M. A. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, 2009.
- [11] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, "Modular multilevel converters for hvdc applications: Review on converter cells and functionalities," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 18–36, 2015.
- [12] H. Yang, Y. Chen, W. Li, X. He, W. Sun, Y. Chi, and Y. Li, "Average-value model of modular multilevel converters considering capacitor voltage," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 1462–1467.
- [13] Q. Hao, Z. Li, F. Gao, and J. Zhang, "Reduced-order small-signal models of modular multilevel converter and mmc-based hvdc grid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2257–2268, 2019.
- [14] H. Fang, H. Xiang, S. Li, Y. Xin, J. Zhou, and Y. Wang, "Dynamic phasor modeling of mmc-hvdc systems," in *2022 IEEE 5th International Conference on Information Systems and Computer Aided Education (ICISCAE)*, 2022, pp. 988–995.
- [15] R. Coelho-Medeiros, B. Džonlaga, J.-C. Vannier, J. Dai, L. Queval, and P. Egrot, "A comparison between different models of the modular multilevel converter," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, 2020, pp. P.1–P.10.
- [16] M. A. Pérez, R. Lizana F., and J. Rodríguez, "Decoupled current control of modular multilevel converter for hvdc applications," in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2012, pp. 1979–1984.
- [17] M. Glinka, "Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 mw power rating and 17-level-output-voltage," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 4, 2004, pp. 2572–2576 Vol.4.
- [18] M. Hagiwara and H. Akagi, "Pwm control and experiment of modular multilevel converters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 154–161.
- [19] R. Bekhouche, F. Khoucha, A. Benrabah, K. Benmansour, and M. E. H. Benbouzid, "Comparison of pwm techniques for modular multilevel converter: A comparison based on different voltage level waveforms," in *2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP)*, 2020, pp. 460–465.
- [20] Y. Deng, K. H. Teo, and R. G. Harley, "A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1239–1243.
- [21] Q. Liu, A. Chen, C. Du, and C. Zhang, "A modified nearest-level modulation method for modular multilevel converter with fewer submodules," in *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2017, pp. 6551–6556.
- [22] O. U. Zachia, A. Tolea, G. Lazaroiu, M. Tirsu, and V. Galbura, "Possibilities of connection for the offshore wind power plants: Comparison between hvac and hvdc-lcc," in *2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, 2017, pp. 1–6.

- [23] M. P. Bahrman and B. K. Johnson, "The abcs of hvdc transmission technologies," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 32–44, 2007.
- [24] B. Feng, X. Zhai, Y. Li, and Z. Wang, "Experimental study on black-start capability of vsc-hvdc for passive networks," in *2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2016, pp. 2560–2563.
- [25] A. Carreno, M. Perez, and M. Malinowski, "Modeling of mmc-hvdc for grid integration applications," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2017, pp. 1–6.
- [26] T. Zheng, C. Gao, X. Liao, X. Liu, B. Sun, and J. Lv, "A medium-voltage motor drive based on diode-clamped modular multilevel converters," in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2017, pp. 1–6.
- [27] M. Guan, B. Li, S. Zhou, Z. Xu, and D. Xu, "Back-to-back hybrid modular multilevel converters for ac motor drive," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 1822–1827.
- [28] G. Liang, G. G. Farivar, G. N. B. Yadav, C. D. Townsend, S. Ceballos, H. D. Tafti, and J. Pou, "A comparison of the battery fault tolerance of modular multilevel converters with half-bridge and full-bridge submodules," in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2021, pp. 153–159.
- [29] L. Zhang, Z. Zhang, J. Qin, D. Shi, and Z. Wang, "Design and performance evaluation of the modular multilevel converter (mmc)-based grid-tied pv-battery conversion system," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 2649–2654.
- [30] K. Jafri, B. Chen, S. Z. You, and Y. Chen, "Static and dynamic characteristics of a novel statcom based on modular multilevel converter," in *IET International Conference on Information Science and Control Engineering 2012 (ICISCE 2012)*, 2012, pp. 1–5.
- [31] I. Efika, C. Nwobu, and L. Zhang, "Reactive power compensation by modular multilevel flying capacitor converter-based statcom using ps-pwm," in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, 2014, pp. 1–6.

