

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



UCSC

Convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC monofásico

Julio César Fernando Bestel Riquelme.

Informe de habilitación profesional para optar al título de:
Ingeniero Civil Eléctrico

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo Lizana Fuentes.

Comisión evaluadora:
Dr. Guillermo Ramírez.
Dr. Samuel Vergara.

Concepción, Marzo 2023

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION
Facultad de Ingeniería

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo Lizana Fuentes.

Convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC monofásico

Julio César Fernando Besstel Riquelme

Informe de habilitación profesional
para optar al Título de:

Ingeniero Civil Eléctrico

Marzo 2023

Resumen

El presente informe, expone una problemática ligada a las estaciones de carga para vehículos eléctricos, referente al deterioro de la vida útil de los elementos presentes en éstas (transformadores, protecciones, aisladores, unidades de refrigeración, postes de carga, etc) y su relación con el nivel de carga presente en el sistema. A raíz de lo anterior, se formuló y analizó un convertidor de potencia DC-DC parcial basado en topología MMC monofásico.

Para conocer más allá esta topología, se utilizó un prototipo de simulación que fue controlado en base a compensadores PI y una técnica de modulación Phase-shifted PWM (toda simulación fue efectuada en Matlab-Simulink®).

Los resultados obtenidos a partir de lo simulado, muestran que la implementación de la topología presentada es capaz de satisfacer los requerimientos de potencia de un eventual impacto de carga tratándose de un auto eléctrico, sin que la red de distribución perciba este aumento de carga en el sistema (cuidando la vida útil de los componentes de ésta). Adicionalmente, se demostró que las baterías que componen el sistema propuesto pueden ser cargadas a partir de la red de distribución mediante un flujo de corriente controlado gracias a la tecnología que presenta la topología propuesta.

Esta obra se titula “Sangre, Sudor y Lágrimas”.

Agradecimientos

A todos los estudiantes y profesores que fueron parte de mi desarrollo académico. También para futuros estudiantes que deseen hacer uso de esta memoria.

A mi profesor guía Dr. Ricardo Lizana Fuentes quien desempeñó un papel fundamental en la elaboración de este proyecto, más allá de lo práctico y teórico; sino también por su buena voluntad, paciencia y dedicación a la labor docente.

A mi familia, y en especial a mi querida madre quien ha sido indispensable durante todos estos años universitarios; brindándome su cariño, apoyo emocional y soporte en todo momento. Es a ella a quien dedico esta tesis y mi eventual titulación.

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VII
LISTA DE FIGURAS	VIII
ABREVIACIONES	X
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	11
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	11
1.2. TRABAJOS PREVIOS	14
1.2.1 <i>Revisión de antecedentes</i>	14
1.2.2 <i>Discusión</i>	15
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	19
1.4. OBJETIVOS	19
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	19
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	19
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	19
CAPÍTULO 2. CARACTERIZACIÓN DE TOPOLOGÍAS PARCIALES	20
2.1. INTRODUCCIÓN	20
2.2. CONFIGURACIÓN IPOS	20
2.2.1 <i>IPOS elevador</i>	20
2.2.2 <i>IPOS reductor</i>	22
2.3. CONFIGURACIÓN ISOP	24
2.3.1 <i>ISOP elevador</i>	24
2.3.2 <i>ISOP reductor</i>	26
CAPÍTULO 3. CARACTERIZACIÓN MMC MONOFÁSICO	28
3.1. INTRODUCCIÓN	28
3.2. CONSIDERACIONES INICIALES	28
3.3. PLANTEAMIENTO DE ECUACIONES	29
CAPÍTULO 4. TOPOLOGÍA PROPUESTA	38
4.1. INTRODUCCIÓN	38
4.2. PRESENTACIÓN TOPOLOGÍA	38
CAPÍTULO 5. METODOLOGÍA DE CONTROL	41
5.1. INTRODUCCIÓN	41
5.2. CONTROL CORRIENTE DE SALIDA	41
5.3. CONTROL CORRIENTE DE ALIMENTACIÓN	46
5.4. MODULACIÓN	49
CAPÍTULO 6. EVALUACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN	53
6.1. INTRODUCCIÓN	53
6.2. RESULTADOS DE SIMULACIÓN	53
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES	74
7.1. SUMARIO	74
7.2. CONCLUSIONES	74
7.3. TRABAJOS FUTUROS	76
BIBLIOGRAFÍA	77
ANEXO A. PÉRDIDA DE VIDA ÚTIL EN UN TRANSFORMADOR	79

Lista de Tablas

TABLA 6.1 PARÁMETROS DE TOPOLOGÍA PROPUESTA.....	51
--	----

Lista de Figuras

Fig. 1.1 Vida útil de un transformador en función de su temperatura.....	11
Fig. 1.2 Topología MMC monofásico.....	13
Fig. 1.3 Esquema sobre la solución propuesta	14
Fig. 2.1 Configuración IPOS elevador	20
Fig. 2.2 Configuración IPOS reductor	22
Fig. 2.3 Configuración ISOP elevador	24
Fig. 2.4 Configuración ISOP reductor	26
Fig. 3.1 Distribución de corrientes dentro del MMC monofásico	29
Fig. 3.2 Circuito equivalente MMC monofásico.....	30
Fig. 3.3 LVK para corriente de entrada.....	31
Fig. 3.4 LVK para corriente de salida	32
Fig. 3.5 LVK para corriente circulante	33
Fig. 3.6 LVK para amplitud de voltaje en la salida.....	36
Fig. 4.1 Topología propuesta.....	38
Fig. 5.1 Salida del módulo MMC.....	41
Fig. 5.2 Diagrama de Bode control corriente de salida.....	44
Fig. 5.3 L.G.R control corriente de salida	45
Fig. 5.4 Lazo de control corriente de salida	45
Fig. 5.5 Circuito de entrada al módulo MMC	46
Fig. 5.6 Diagrama de Bode control corriente de alimentación.....	48
Fig. 5.7 L.G.R control corriente de alimentación.....	49
Fig. 5.8 Lazo de control corriente de alimentación.....	49
Fig. 5.9 Módulo puente H	51
Fig. 5.10 Modulación PS-PWM.....	52
Fig. 6.1 Distribución de corrientes en la topología	55
Fig. 6.2 Distribución de potencias en la topología para $t < 5$ [s]	56
Fig. 6.3 Distribución porcentual de potencias en la topología para $t < 5$ [s]	58
Fig. 6.4 Distribución de potencias en la topología para $t > 5$ [s]	59
Fig. 6.5 Distribución porcentual de potencias en la topología para $t > 5$ [s]	60
Fig. 6.6 Referencia de corriente MMC (salida rectificador).....	60
Fig. 6.7 Corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].....	61
Fig. 6.8 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].....	61
Fig. 6.9 Corriente alterna módulo MMC para $t > 5$ [s].....	61
Fig. 6.10 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC para $t > 5$ [s].....	61
Fig. 6.11 Voltaje alterno módulo MMC para $t < 5$ [s]	62
Fig. 6.12 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC para $t < 5$ [s].....	62
Fig. 6.13 Voltaje alterno módulo MMC para $t > 5$ [s]	62
Fig. 6.14 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC para $t > 5$ [s].....	62
Fig. 6.15 Índice de modulación alterno para $t < 5$ [s]	63
Fig. 6.16 Índice de modulación alterno para $t > 5$ [s]	63
Fig. 6.17 Voltaje en la carga	63
Fig. 6.18 Referencia de voltaje MMC (condensador de entrada)	64
Fig. 6.19 Voltaje entrada MMC	64
Fig. 6.20 Índice de modulación continuo m_c	64
Fig. 6.21 Corriente de entrada al módulo MMC.....	65

Fig. 6.22 Porcentaje de carga promedio baterías MMC.....	65
Fig. 6.23 Distribución de corrientes en la topología	66
Fig. 6.24 Referencia de corriente MMC (salida rectificador)	67
Fig. 6.25 Distribución de potencias en la topología para $t < 5$ [s]	68
Fig. 6.26 Distribución porcentual de potencias en la topología para $t < 5$ [s]	69
Fig. 6.27 Corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s]	69
Fig. 6.28 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].....	69
Fig. 6.29 Corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].....	70
Fig. 6.30 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].....	70
Fig. 6.31 Voltaje alterno módulo MMC para $t < 5$ [s]	70
Fig. 6.32 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC para $t < 5$ [s].....	70
Fig. 6.33 Voltaje alterno módulo MMC para $t > 5$ [s]	71
Fig. 6.34 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC para $t > 5$ [s].....	71
Fig. 6.35 Comparativa voltajes	72
Fig. 6.36 Índice de modulación alterno para $t < 5$ [s]	72
Fig. 6.37 Índice de modulación alterno para $t > 5$ [s]	72
Fig. 6.38 Índice de modulación continuo m_c	73
Fig. 6.39 Voltaje entrada MMC	73

Abreviaciones

Mayúsculas

AC	: Alternating current.
DC	: Direct current.
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IPOP	: Input parallel – output parallel.
IPOS	: Input parallel – output serie.
ISOP	: Input serie – output parallel.
L.G.R	: Lugar geométrico de las raíces.
LVK	: Ley de voltajes de Kirchhoff.
MMC	: Modular multilevel converter.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking.
PI	: Controlador proporcional-integrador.
PS-PWM	: Phase shifted pulse width modulation.
PV	: Photovoltaic.
RMS	: Root mean square.
THD	: Total harmonic distortion.
UTFSM	: Universidad Técnica Federico Santa María.

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

En la presente memoria se decide abordar la problemática del sobrecalentamiento de los elementos presentes en las estaciones de carga de vehículos eléctricos; específicamente al sobrecalentamiento proveniente de los impactos de carga que los vehículos generan al ser conectados a la red eléctrica para su eventual carga. La figura 1.1 muestra una gráfica que relaciona la pérdida de vida útil para un transformador en función de su temperatura de operación [1].

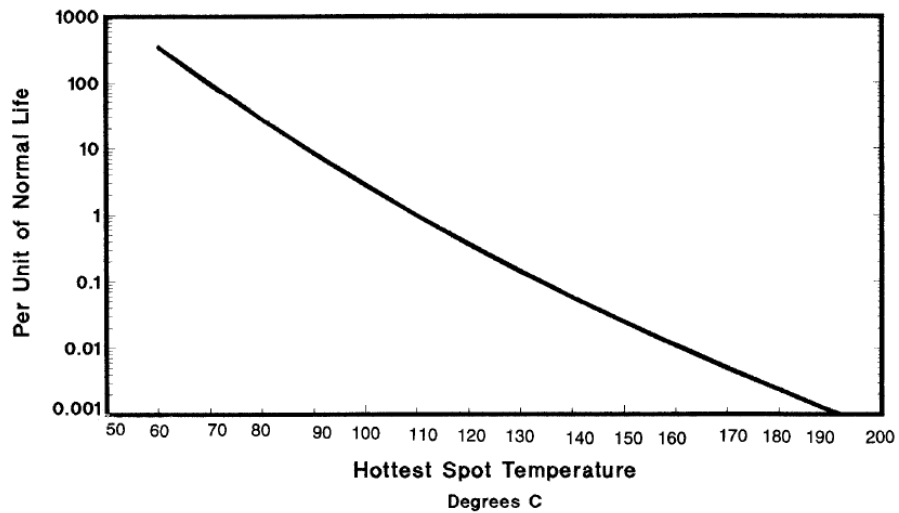


Fig. 1.1 Vida útil de un transformador en función de su temperatura.
Fuente: IEEE Std C57.91-1995.

La gráfica presente en la figura 1.1 es extraída de los estándares del IEEE (específicamente “**IEEE Std. C57.91-1995**”). Cabe mencionar que la gráfica expuesta es relativa a un transformador cuya temperatura nominal de operación es de 110°C. Para cuantificar la pérdida de vida útil en un transformador, el IEEE define la siguiente ecuación:

$$\% \text{ Pérdida de vida útil} = \frac{F_{EQA} \cdot t}{V_{\text{útil}}} \cdot 100\% \quad (1.1)$$

Donde,

$V_{\text{útil}}$: Vida útil en operación nominal,

F_{EQA} : Factor de envejecimiento para un determinado periodo total de tiempo, y

t : Tiempo total.

El término F_{EQA} presente en la ecuación (1.1) es el que relaciona la carga de un transformador y la temperatura que ésta es capaz de inducir mediante las pérdidas de potencia por calor en los devanados del transformador [1].

El objetivo de la presente memoria no es demostrar matemáticamente la relación entre la pérdida de vida útil de un transformador con el nivel de carga al que a éste se le asocie (solo se utiliza a modo de ejemplo), sino proponer una solución para prevenir el deterioro de la ya mencionada vida útil y que el transformador (se incluyen protecciones, aisladores, unidades de refrigeración, postes de carga, etc) no perciba estos aumentos agresivos en su temperatura dado impactos de carga como pueden ser vehículos eléctricos que se conectan a una red de distribución. No obstante, el desarrollo matemático que relaciona la pérdida de vida útil de un transformador con su nivel de carga; se encuentra detallado en el “**anexo A**” de la presente memoria.

Como solución a esta problemática se propone el uso de un convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC monofásico, esta topología perteneciente al área de la electrónica de potencia hace alusión a una familia de convertidores de potencia que llevan en su nombre el término “parcial”, es decir, donde solo una fracción de la potencia total asociada al sistema es procesada por el convertidor. Mientras que la potencia restante no es procesada por éste, sino que sigue su curso normal hacia la carga, es decir, no se encuentra sujeta a la acción del convertidor [2].

Entre las principales ventajas de este tipo de topologías parciales, destaca su eficiencia, pues el hecho de que el convertidor solo procese una fracción de la potencia total y no toda como lo es en convertidores no parciales, resulta en una reducción de las pérdidas de potencia asociadas al sistema derivadas de la acción del convertidor (conducción y conmutación). Otra ventaja es que, al procesar solo una fracción de la potencia total la topología requerirá de componentes más pequeños para el procesamiento de la energía en comparación a un convertidor DC-DC convencional no parcial (suponiendo que se desee desempeñar la misma función con ambos convertidores), esta reducción en el tamaño de los componentes conlleva a una reducción en el tamaño total del convertidor y eventualmente los costos asociados a la implementación de éste [2]. También, este tipo de topologías ofrece una significativa flexibilidad al momento de su operación; ¿cuánta potencia debe ser procesada

por el convertidor?; pues cuanta como el usuario de la topología desee acorde a sus objetivos o requerimientos de potencia; estos objetivos pueden variar desde la transformación de un voltaje DC hasta el almacenamiento de energía.

Por otro lado, la topología MMC consiste en la interconexión de módulos (dígase por módulos convertidores monofásicos puente H alimentados por baterías); separados por ramas positivas y negativas en cada pierna del convertidor [3]. El conjunto de módulos es alimentado por un enlace DC compuesto por un condensador conectado en paralelo a estos módulos. Con una técnica de modulación adecuada (en este caso la PS-PWM) cada módulo será capaz de generar un voltaje alterno en sus terminales. Estos voltajes alternos tendrán una componente DC que eventualmente es eliminada en la salida (terminales del convertidor MMC) producto del modelo matemático de esta topología [3]. Gracias a la modulación empleada, la suma total de los voltajes en los módulos de cada rama resultará en un voltaje de salida con una determinada cantidad de niveles.

La topología MMC cuenta con una característica llamada “modularidad”. Esta característica consiste en la capacidad del convertidor de añadir módulos adicionales por rama; con esto el convertidor es capaz de generar una mayor cantidad de niveles en su voltaje de salida en conjunto con la técnica de modulación.

Generalmente, la topología MMC se usa en aplicaciones trifásicas. No obstante, las mismas ventajas y beneficios de su uso pueden ser extendidas hasta el caso monofásico como será demostrado en este documento. En la figura 1.2, se muestra la configuración MMC a ser utilizada.

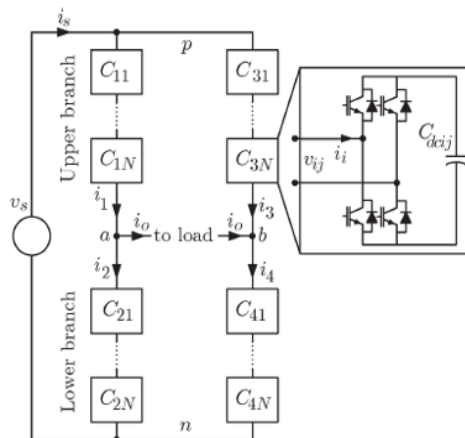


Fig. 1.2 Topología MMC monofásico.

Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

La figura 1.3 ilustra un esquema que representa la estación de carga para vehículos eléctricos interactuando con la etapa abordada en esta memoria. El auto eléctrico y su respectivo sistema de carga (cargador a bordo y el accionamiento del motor) representan la carga del sistema.

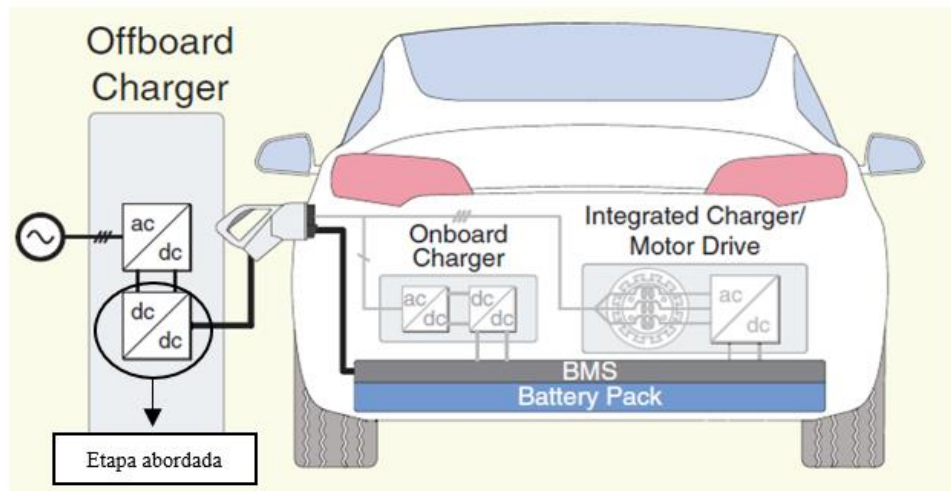


Fig. 1.3 Topología MMC monofásico.
Fuente: IEEE Industrial Electronics Magazine. [5]

1.2. Trabajos Previos

Para poder realizar una investigación en torno al convertidor DC-DC parcial basado en la topología MMC monofásico, es necesario estudiar el modelamiento matemático de cada una de las partes que lo conforman. Adicionalmente, es necesario estudiar otro tipo de topologías parciales con el objetivo de entender a fondo el concepto de parcialidad presente en los convertidores estáticos de potencia.

1.2.1 Revisión de antecedentes

- ♣ M. A. Perez, J. Rodriguez, E. J. Fuentes and F. Kammerer, "Predictive Control of AC-AC Modular Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2832-2839, July 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2159349.

En este documento, se presenta un convertidor AC-AC monofásico basado en la topología MMC donde la conmutación de sus semiconductores se lleva a cabo con control predictivo. El texto planteado sienta las bases del modelamiento matemático de esta topología; que serán útiles para la

investigación del convertidor DC-DC de esta memoria.

- ♣ S. Rivera, J. Rojas, S. Kouro, P. W. Lehn, R. Lizana, H. Renaudineau, T. Dragicevic, "Partial-Power Converter Topology of Type II for Efficient Electric Vehicle Fast Charging," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3117910.

En este documento, se presenta una topología DC-DC parcial basado en un inversor puente H como módulo de interconexión entre ambas etapas DC. La conmutación de sus semiconductores es llevada a cabo con una modulación de onda cuadrada (cada par de semiconductores en una pierna del convertidor conduce durante 180°). Si bien el módulo de interconexión entre ambas etapas DC no es basado en la topología MMC, el documento servirá para entender el principio de funcionamiento de las topologías parciales.

- ♣ "IEEE Guide for Loading Mineral-Oil-Immersed Transformers" in IEEE Std C57.91-1995 , vol., no., pp.i-, 1996, doi: 10.1109/IEEESTD.1996.79665.

En este documento, se presentan recomendaciones generales para la carga de transformadores de potencia y distribución sumergidos en aceite mineral como método de refrigeración y aislamiento. Particularmente, este texto nos ofrece las ecuaciones que relacionan la pérdida de vida útil en un transformador dada su temperatura en función de su nivel de carga. Gracias a los estándares presentados por el texto, es posible sentar las bases de la problemática abordada en este texto para posteriormente plantear su solución.

1.2.2 Discusión

La revisión bibliográfica, muestra que la implementación de modelos de convertidores DC-DC parciales basados en topología MMC no han sido aún planteados. Más aún, en el documento "Predictive Control of AC-AC Modular Multilevel Converters", se propone la utilización de control predictivo para hacer funcionar la topología en cuestión; lo que abre la oportunidad a desarrollar una estrategia de control/modulación distinta en los semiconductores como la técnica de modulación PS-PWM. Esto traería ventajas en ámbitos prácticos y económicos, debido a que la característica de modularidad que ofrece la topología MMC sumado a la modulación PS-PWM que se desea implementar, otorga un factor multiplicativo a los armónicos obtenidos desplazándolos a frecuencias

más altas; de lo cual se infiere que no es necesario contar con una frecuencia de operación en semiconductores demasiado alta, haciendo que la elección de esta técnica de modulación sea más económica y además existan menores pérdidas de potencia debido a la conmutación de semiconductores. Todo esto es posible debido a la naturaleza de la topología MMC.

Explorando más a fondo las distintas topologías de convertidores se encuentra el texto “Grid-Connected Photovoltaic System”, el cual explora distintas topologías de convertidores DC/AC. Si bien el objetivo de esta memoria es implementar un convertidor DC/DC. Esta revisión sirve para obtener antecedentes de otras topologías que podrían ser eventualmente aplicados en lo propuesto, notando que dentro de las 18 topologías ofrecidas en el paper ninguna utiliza la tecnología MMC (añadiendo más posibilidades para explorar las ventajas de esta configuración).

En el texto titulado "Partial-Power Converter Topology of Type II for Efficient Electric Vehicle Fast Charging,"; si bien se ofrece un convertidor DC-DC parcial, el módulo de interconexión entre ambas partes DC es un inversor módulo puente H que, si bien cumple con los objetivos propuestos por el autor genera un significativo THD en las formas de onda que éste genera. Esto es, debido a que la configuración presentada por este inversor es simple y en conjunto con su modulación generan señales de forma cuadrada que, por ende, presentan un alto contenido armónico.

Por lo tanto, al plantear un modelo de convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC controlado a través de una técnica de modulación PS-PWM, se buscará corregir los defectos citados en los textos anteriores. En efecto, al proponer un módulo de interconexión sofisticado como es la configuración MMC capaz de generar señales alternas con un determinado número de niveles; en conjunto con una técnica de modulación PS-PWM que aprovecha la característica natural de este convertidor que es la “modularidad; se obtendrán señales con menor contenido armónico en relación al texto anterior que proponía un inversor H-bridge como módulo de interconexión.

El texto titulado “An Efficient Partial Power Processing DC/DC Converter for Distributed PV Architectures” nos ofrece un convertidor DC/DC parcial de potencia para un sistema de distribución basado en energías fotovoltaicas controlado a través de un método llamado MPPT (Maximum Power Point Tracking). Con esto, se refuerza la idea de implementar un convertidor que sea del tipo parcial debido a la alta eficiencia que es capaz de lograr, experimentalmente en este paper, se logra una eficiencia del 98.22%.

Al querer abordar la problemática acerca de la pérdida de vida útil en los elementos presentes en una estación de carga para vehículos eléctricos dada su temperatura en función de su demanda de energía como es abordado (en el caso de un transformador) en el paper titulado "IEEE Guide for

Loading Mineral-Oil-Immersed Transformers", para prevenir este nocivo efecto se debe escoger cuál será la forma idónea de interconexión del módulo MMC con la fuente de entrada al sistema (teniendo siempre en cuenta el concepto de parcialidad); de manera tal que el transformador asociado a la red de distribución no perciba los altos impactos de carga que se generan a través de la carga de vehículos eléctricos. Específicamente el texto llamado "Analysis of High Efficiency DC/DC Converter Processing Partial Input Output Power" nos presenta dos tipos de conexiones para un convertidor DC/DC parcial la IPOS e ISOP donde exponen las ventajas de cada una y datan acerca de la eficiencia de éstas, al mismo tiempo las comparan con un convertidor DC/DC convencional (no parcial) comprobando la ventaja en eficiencia de las topologías parciales. La información obtenida acerca de las características de cada configuración, será de mucha importancia para determinar qué tipo de conexión se ocupará en el presente proyecto.

La topología que se desea implementar en esta memoria contempla baterías en su módulo de interconexión MMC, es por esta razón que la lectura del texto titulado "Analysis of Partial Power Processing Distributed MPPT for a PV Powered Electric Aircraft" es necesaria porque nos presenta una aeronave que funciona a través de energía PV cargando sus baterías, donde un convertidor DC/DC parcial se encarga de cargar éstas a un determinado nivel a través de la técnica de control MPP. El convertidor presentado en el citado texto, cumple las funciones de Buck y Boost y puede llegar a operar con un 99.3% de eficiencia donde solo éste capta un 26% de la energía total procesada en el sistema. Lo anterior sirve para conocer en profundidad acerca de técnicas de estabilización de voltajes en baterías e introducir el concepto ratio de parcialidad que será utilizado más adelante.

Para el dimensionamiento de los rangos de potencias que deben manipularse para conseguir cargar un auto eléctrico, el texto titulado "Highly Efficient and Compact DC-DC Converter for Ultra-Fast Charging of Electric Vehicles" nos muestra un convertidor DC-DC de medio puente H, donde muchos de estos módulos (medio puente H) son conectados en paralelo con el objetivo de reducir la corriente procesada por cada elemento presente en el circuito dada la alta potencia de entrada que recibirá el convertidor (opera con 220 [kW] nominales para la carga rápida en los vehículos eléctricos). El autor de este texto, es capaz de prever la problemática asociada a los altos impactos de carga que genera la conexión de los autos eléctricos a la red de distribución eléctrica. Es por esto, que en su topología conecta los módulos de medio puente H en paralelo resguardando así los componentes del convertidor. Si bien, este mismo resguardo no ocurre con los elementos de la red de distribución, el texto nos ofrece un enfoque similar al que se busca en la presente investigación (cuidar la vida útil de la instrumentación), por lo tanto, su lectura se hace necesaria.

Para investigar más a fondo los distintos tipos de conexionado que existen para las topologías DC/DC, se nos presenta en el texto “Model predictive control of interleaved dc-dc stage for photovoltaic microconverters” un arreglo de convertidores DC/DC (no parcial) conectados en paralelo a una fuente PV modelado a través del control predictivo cuya aplicación se destina a micro convertidores fotovoltaicos. Cabe señalar que, si bien la configuración del convertidor tratado en el texto no es parcial, se utiliza la configuración IPOP (explicada más adelante) para conectar la entrada y salida de éste. Entender el funcionamiento de este convertidor nos otorgará datos importantes acerca de este tipo de conexión que será utilizada para el desarrollo de la presente memoria. Adicionalmente, el hecho de que puedan conectarse muchos convertidores DC/DC en paralelo a la entrada permite preservar la vida útil de los componentes (se divide la corriente de entrada), y en caso de fallar alguno de esos convertidores éste es fácilmente reemplazable sin interrumpir el funcionamiento general del convertidor. Además, gracias a esto se generan señales con una mejor calidad en su forma de onda pudiendo deducir un símil con la topología MMC y su concepto de modularidad.

Tomando análisis de un caso más cercano, podemos encontrar la memoria redactada por nuestro colega Hugo Venegas titulada “Convertidores de potencia DC-DC parciales”, donde desarrolla un modelo de convertidor DC/DC parcial destinado a la carga rápida de vehículos eléctricos. Principalmente, se enfoca en dos tipos de conexión la IPOS e ISOP ofreciendo las ventajas y desventajas de cada uno. Se deduce que la configuración ISOP es la conexión más idónea para el caso, debido al divisor de corriente que genera esta conexión en la entrada, permitiendo la carga de un condensador conectado entre la entrada y la salida del convertidor. Esta carga que adquiere el condensador impondrá un voltaje que consiste en la diferencia de los voltajes de entrada y salida. Siendo este nuevo voltaje la entrada del convertidor DC/DC que procesará parte de la potencia total del sistema para satisfacer los requerimientos de diseño del usuario. Si bien, al igual que en el texto ya citado "Partial-Power Converter Topology of Type II for Efficient Electric Vehicle Fast Charging," el enfoque es desarrollar el concepto de parcialidad en este tipo de topologías, se descuida totalmente el procesamiento de la energía escogiendo configuraciones de convertidores DC/DC bajas en calidad de forma de onda (inversores puente H simples) y técnicas de control que profundizan estas falencias (no van destinadas a reducir la contaminación armónica).

En definitiva, si se desea estudiar una nueva topología (como es el caso) el estudio de experiencias similares se hace indispensable debido a que nos permitirá recopilar antecedentes acerca de los aciertos o errores que cometen los distintos investigadores. Así también, pueden descubrirse

nuevas aplicaciones y/o necesidades que aún no han sido satisfechas (o que podrían optimizarse) como por ejemplo, la aplicación que se abordará en la presente memoria.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Desarrollar un convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC, capaz de mitigar las alzas de temperatura y la eventual pérdida de vida útil en los transformadores cuando se cuenta con un alto nivel de carga en éstos. Específicamente en los transformadores de distribución presentes en las estaciones de carga correspondientes a vehículos eléctricos.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Presentar el modelamiento matemático y operación de un convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC, para su posterior implementación de prueba.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Definición de conceptos y variables relacionadas al modelo propuesto.
- Representación del modelo propuesto a través de sus ecuaciones fundamentales.
- Obtención del circuito equivalente al modelo propuesto.
- Recopilación de resultados obtenidos de la simulación implementada.
- Comparación de los resultados con la teoría.

1.5. Alcances y Limitaciones

Con la investigación propuesta se busca aportar un proyecto de simulación del convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC monofásico que gracias, a las ventajas que nos entrega su respectiva configuración resolverá la problemática ya expresada en la introducción general. Las limitaciones y alcances de este proyecto de simulación son demostrar la correcta operación del sistema propuesto (control corrientes de alimentación y salida), y que éste demuestre ser una solución a la problemática abordada siendo capaz de recibir los impactos de carga impuestos en lugar de la red de distribución.

Capítulo 2. Caracterización de topologías parciales

2.1. Introducción

En el presente capítulo, se caracterizarán y modelarán matemáticamente las distintas topologías de convertidores DC-DC parciales [6]; esto con el objetivo de poder escoger cuál es la configuración parcial más conveniente en base a los objetivos planteados en esta memoria.

2.2. Configuración IPOS

La configuración denominada IPOS recibe su nomenclatura de los términos “Input parallel – output serie”. Como dice su nombre, la entrada al convertidor se encuentra conectada en paralelo a la fuente de entrada del sistema; y de manera opuesta la salida del convertidor se encuentra conectada en serie a la fuente de entrada del sistema. Particularmente existen dos tipos de configuraciones IPOS, la elevadora y la reductora que serán expuestas a continuación [6].

2.2.1 IPOS elevador

La configuración IPOS elevador, propone un voltaje de salida amplificado con respecto al voltaje de entrada. Su topología se visualiza en la figura 2.1.

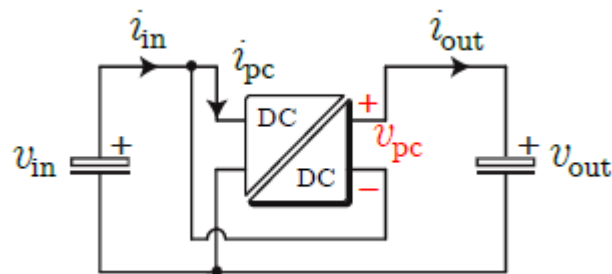


Fig. 2.1 Configuración IPOS elevador.
Fuente: Héctor Ferreira, tesis de grado magíster, UTFSM.

En esta configuración, las relaciones de tensión y corriente vienen dadas por:

$$V_{out} = V_{in} + V_{pc} \quad (2.1)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{pc} : Voltaje de salida del convertidor DC-DC, y

V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

$$I_{in} = I_{out} + I_{pc} \quad (2.2)$$

Donde,

I_{in} : Corriente de entrada del sistema,

I_{pc} : Corriente de entrada al convertidor DC-DC, y

I_{out} : Corriente de salida del sistema.

Dado el conexionado del convertidor, su eficiencia se define como:

$$\gamma_{pc} = \frac{V_{pc} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{pc}} \quad (2.3)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{pc} : Voltaje de salida del convertidor DC-DC,

I_{pc} : Corriente de entrada al convertidor DC-DC, y

I_{out} : Corriente de salida del sistema.

El ratio de parcialidad para esta configuración está dado por:

$$K = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out} + (\gamma_{pc} - 1) \cdot V_{in}} \quad (2.4)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

γ_{pc} : Eficiencia del convertidor DC-DC, y

V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

Finalmente, la eficiencia global del sistema está dada por:

$$\gamma_{gl} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \left(1 - \frac{I_{pc}}{I_{out} + I_{pc}} \right) \quad (2.5)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{out} : Voltaje de salida del sistema,

I_{pc} : Corriente de entrada al convertidor DC-DC, y

I_{out} : Corriente de salida del sistema.

2.2.2 IPOS reductor

La configuración IPOS reductor, propone un voltaje de salida reducido con respecto al voltaje de entrada. Su topología se visualiza en la figura 2.2.

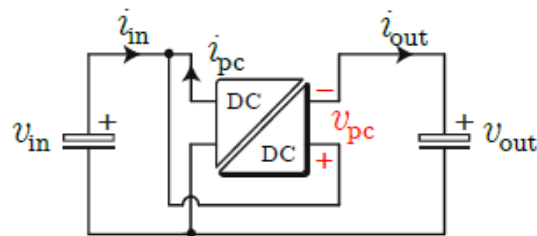


Fig. 2.2 Configuración IPOS reductor.

Fuente: Héctor Ferreira, tesis de grado magíster, UTFSM.

En esta configuración, las relaciones de tensión y corriente vienen dadas por:

$$V_{out} = V_{in} - V_{pc} \quad (2.6)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC, y

V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

$$I_{in} = I_{out} - I_{pc} \quad (2.7)$$

Donde,

I_{in} : Corriente de entrada del sistema,

I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y

I_{out} : Corriente de salida del sistema.

Dado el conexionado del convertidor, su eficiencia se define como:

$$\gamma_{pc} = \frac{V_{in} \cdot I_{pc}}{V_{pc} \cdot I_{out}} \quad (2.8)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC,

I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y

I_{out} : Corriente de salida del sistema.

El ratio de parcialidad para esta configuración está dado por:

$$K = \frac{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{1 - \gamma_{pc} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)} \quad (2.9)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

γ_{pc} : Eficiencia del convertidor DC-DC, y

V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

Finalmente, la eficiencia global del sistema está dada por:

$$\gamma_{gl} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \left(\frac{1}{1 - \gamma_{pc} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)} \right) \quad (2.10)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{out} : Voltaje de salida del sistema, y

γ_{pc} : Eficiencia del convertidor DC-DC.

2.3. Configuración ISOP

La configuración denominada ISOP recibe su nomenclatura de los términos “Input serie – output parallel”. Como dice su nombre, la entrada al convertidor se encuentra conectada en serie a la fuente de entrada del sistema; y de manera opuesta la salida del convertidor se encuentra conectada en paralelo a la fuente de entrada del sistema. Particularmente existen dos tipos de configuraciones ISOP, la elevadora y la reductora que serán expuestas a continuación [6].

2.3.1 ISOP elevador

La configuración ISOP elevador, propone un voltaje de salida amplificado con respecto al voltaje de entrada. Su topología se visualiza en la figura 2.3.

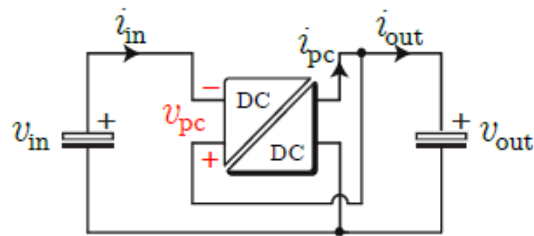


Fig. 2.3 Configuración ISOP elevador.
Fuente: Héctor Ferreira, tesis de grado magíster, UTFSM.

En esta configuración, las relaciones de tensión y corriente vienen dadas por:

$$V_{in} = V_{out} - V_{pc} \quad (2.11)$$

Donde,

- V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,
- V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC, y
- V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

$$I_{out} = I_{in} - I_{pc} \quad (2.12)$$

Donde,

- I_{in} : Corriente de entrada del sistema,
- I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y
- I_{out} : Corriente de salida del sistema.

Dado el conexionado del convertidor, su eficiencia se define como:

$$\gamma_{pc} = \frac{V_{pc} \cdot I_{in}}{V_{out} \cdot I_{pc}} \quad (2.13)$$

Donde,

V_{out} : Voltaje de salida del sistema,

V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC,

I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y

I_{in} : Corriente de entrada del sistema.

El ratio de parcialidad para esta configuración está dado por:

$$K = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{in}} \cdot \frac{1}{\gamma_{pc}} \quad (2.14)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

γ_{pc} : Eficiencia del convertidor DC-DC, y

V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

Finalmente, la eficiencia global del sistema está dada por:

$$\gamma_{gl} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \left(1 - \frac{I_{pc}}{I_{in}}\right) \quad (2.15)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{out} : Voltaje de salida del sistema,

I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y

I_{in} : Corriente de entrada del sistema.

2.3.2 ISOP reductor

La configuración ISOP reductor, propone un voltaje de salida reducido con respecto al voltaje de entrada. Su topología se visualiza en la figura 2.4.

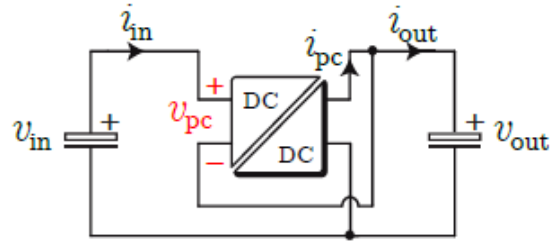


Fig. 2.4 Configuración ISOP reductor.
Fuente: Héctor Ferreira, tesis de grado magíster, UTFSM.

En esta configuración, las relaciones de tensión y corriente vienen dadas por:

$$V_{in} = V_{out} + V_{pc} \quad (2.16)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC, y

V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

$$I_{out} = I_{in} + I_{pc} \quad (2.17)$$

Donde,

I_{in} : Corriente de entrada del sistema,

I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y

I_{out} : Corriente de salida del sistema.

Dado el conexionado del convertidor, su eficiencia se define como:

$$\gamma_{pc} = \frac{I_{pc} \cdot V_{out}}{I_{in} \cdot V_{pc}} \quad (2.18)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,

- V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC,
 I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y
 I_{out} : Corriente de salida del sistema.

El ratio de parcialidad para esta configuración está dado por:

$$K = 1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.19)$$

Donde,

- V_{in} : Voltaje de entrada del sistema, y
 V_{out} : Voltaje de salida del sistema.

Finalmente, la eficiencia global del sistema está dada por:

$$\gamma_{gl} = \frac{V_{out}}{V_{in}} + \frac{V_{out} \cdot I_{pc}}{V_{pc} \cdot I_{in}} \cdot \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (2.20)$$

Donde,

- V_{in} : Voltaje de entrada del sistema,
 V_{out} : Voltaje de salida del sistema,
 V_{pc} : Voltaje de entrada del convertidor DC-DC,
 I_{pc} : Corriente de salida del convertidor DC-DC, y
 I_{in} : Corriente de entrada del sistema.

Capítulo 3. Caracterización MMC monofásico

3.1. Introducción

La topología MMC cuyas siglas significan “Modular Multilevel Converter”, proviene de la familia de convertidores de potencia multinivel, donde la particularidad de esta configuración es la interconexión en cascada (serie) de módulos inversores puente H (compuestos por una batería y 4 semiconductores IGBT (véase figura 5.9)) formando ramas en disposiciones positivas y negativas dentro de la topología, entiéndase por ramas positivas aquellas ramas en la parte superior del convertidor, mientras que las ramas negativas son aquellas ramas en la parte inferior del convertidor (véase figura 3.2). Con una técnica de modulación adecuada (PS-PWM para este caso), cada uno de estos módulos es capaz de producir en sus terminales un voltaje senoidal de 3 niveles que se encontrará desfasado con respecto a los demás módulos pertenecientes a la misma rama del convertidor. Este desfase de señales y la conexión en cascada de los respectivos módulos puente H darán origen a un voltaje multinivel por cada rama del convertidor. Donde el número de niveles de la señal de voltaje (N) está determinado mediante la relación $N = 2k - 1$ donde k es el número de módulos puente H conectados en serie. El voltaje en los terminales del convertidor es igualmente multinivel y su amplitud será determinada en este capítulo.

Para desarrollar un control efectivo sobre esta topología, es necesario conocer las variables principales que rigen su comportamiento, es decir, las corrientes que circulan a través de ésta.

Debido a esto, el presente capítulo sienta las bases del modelamiento matemático de la topología MMC monofásica en función de sus variables principales que serán presentadas a continuación, las ecuaciones a desarrollar son esenciales para la posterior simulación de la topología propuesta.

3.2. Consideraciones iniciales

Para detallar el modelamiento matemático de esta topología, es necesario especificar que existen tres tipos de corrientes presentes en ella, estas son [4]:

- Corriente de entrada (i_s).
- Corriente de salida (i_o).
- Corriente circulante (i_c).

Para poder definir las ecuaciones que rigen el comportamiento de estas corrientes, es necesario saber cómo irán distribuidas dentro del convertidor con su respectiva magnitud. La figura 3.1 entrega esta información.

Nótese que la corriente de entrada ilustrada en la figura 3.1 (a), es una corriente DC presente en la entrada y en las ramas del convertidor, añadiendo offset a las señales multinivel producidas en dichas ramas. Sin embargo, este offset es eliminado en los terminales del convertidor producto del modelamiento físico de éste (se supone $i_o = 0$ para simplificar su análisis).

La corriente de salida presente en la figura 3.1 (b), es la corriente alterna presente en los terminales del convertidor compuesta por la sumatoria de las corrientes presentes en las ramas positivas y negativas (se supone $i_s = 0$ para simplificar su análisis).

La corriente circulante ilustrada en la figura 3.1 (c), es aquella corriente que circula dentro del convertidor sin estar presente en la entrada o salida de éste. Su origen está relacionado a las asimetrías de operación, como el desbalance en el voltaje de los módulos puente H producto de una inadecuada técnica de conmutación en sus semiconductores, o asimetrías en los parámetros de sus componentes (se suponen $i_o = i_s = 0$ para simplificar su análisis).

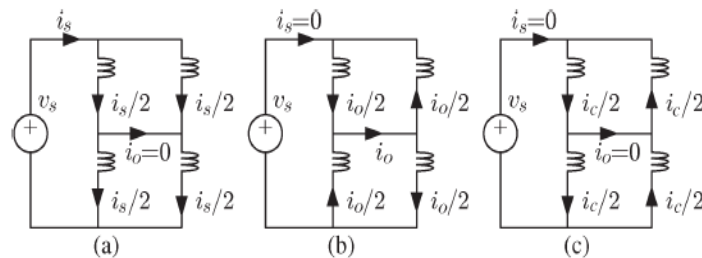


Fig. 3.1 Distribución de corriente dentro del MMC monofásico.

(a) Corriente de entrada. (b) Corriente de salida. (c) Corriente circulante.

Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

3.3. Planteamiento de ecuaciones

Para simplificar el análisis de esta topología, se deducirá a partir de la figura 1.2; que la suma de los voltajes emitidos por todos los módulos DC-AC se comporta como una única fuente controlada de voltaje. Así, el circuito equivalente para el MMC monofásico queda reducido como se muestra en la figura 3.2.

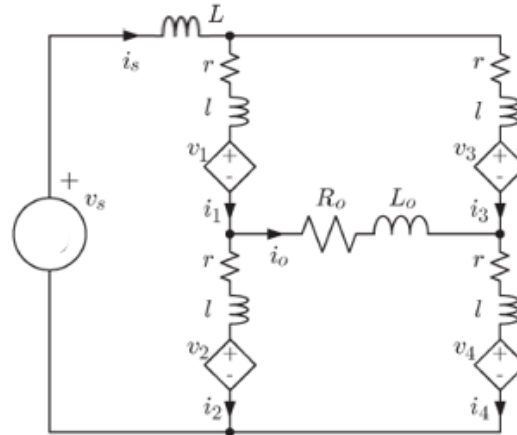


Fig. 3.2 Circuito equivalente MMC monofásico.
Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

Para definir la dinámica de la corriente de entrada, se establecen dos LVK dentro del circuito equivalente del MMC monofásico como se indica en la figura 3.3 (línea verde). Así la corriente de entrada:

$$v_s = L \frac{di_s}{dt} + r \cdot i_s + l \cdot \frac{di_s}{dt} + v_1 + v_2 \quad (3.1)$$

Donde,

L : Inductancia de entrada,

r : Resistencia de rama,

l : Inductancia de rama,

i_s : Corriente de entrada,

v_s : Voltaje de entrada,

v_1 : Voltaje rama positiva, y

v_2 : Voltaje rama negativa.

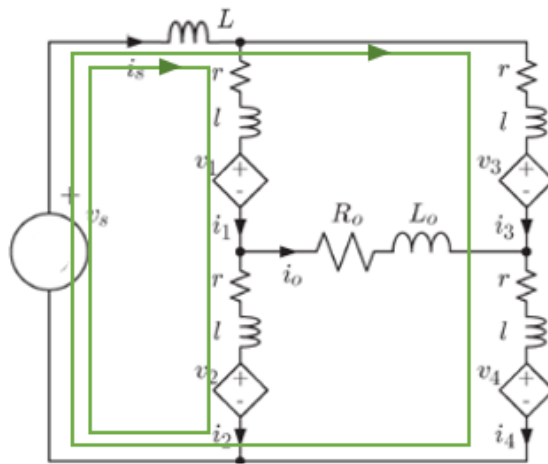


Fig. 3.3 LVK para corriente de entrada.
Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

De igual manera, la segunda malla queda definida como:

$$v_s = L \frac{di_s}{dt} + r \cdot i_s + l \cdot \frac{di_s}{dt} + v_3 + v_4 \quad (3.2)$$

Donde,

- L : Inductancia de entrada,
- r : Resistencia de rama,
- l : Inductancia de rama,
- i_s : Corriente de entrada,
- v_s : Voltaje de entrada,
- v_3 : Voltaje rama positiva, y
- v_4 : Voltaje rama negativa.

Al combinar las ecuaciones (3.1) y (3.2), se obtiene:

$$(L + l) \frac{di_s}{dt} + r \cdot i_s = v_s - \frac{1}{2}(v_1 + v_2 + v_3 + v_4) \quad (3.3)$$

Donde,

- L : Inductancia de entrada,
- r : Resistencia de rama,
- l : Inductancia de rama,
- i_s : Corriente de entrada,

- v_s : Voltaje de entrada,
 $v_{1,3}$: Voltajes ramas positivas, y
 $v_{2,4}$: Voltajes ramas negativas.

Para definir la dinámica de la corriente de carga, es necesario establecer dos análisis por LVK como se indica en la figura 3.4 (líneas roja y azul).

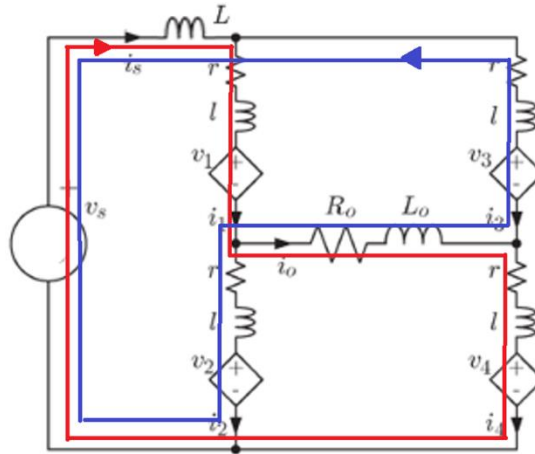


Fig. 3.4 LVK para corriente de salida.
Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

Así las ecuaciones de la dinámica de corriente de salida quedan definidas como:

$$(L_o + L + l) \frac{di_o}{dt} + (r + R_o)i_o = v_s - v_1 - v_4 \quad (3.4)$$

$$(L_o + L + l) \frac{di_o}{dt} + (r + R_o)i_o = -v_s + v_3 + v_2 \quad (3.5)$$

Al combinar las ecuaciones (3.4) y (3.5), se obtiene:

$$(L_o + L + l) \frac{di_o}{dt} + (r + R_o)i_o = \frac{1}{2}(-v_1 - v_4 + v_3 + v_2) \quad (3.6)$$

Donde,

- L : Inductancia de entrada,
 r : Resistencia de rama,
 l : Inductancia de rama,
 L_o : Inductancia de carga,

- R_o : Resistencia de carga,
 i_o : Corriente de carga,
 $v_{1,3}$: Voltajes ramas positivas, y
 $v_{2,4}$: Voltajes ramas negativas.

Para definir la dinámica de la corriente circulante, es necesario establecer un LVK como se indica en la figura 3.5 (línea verde).

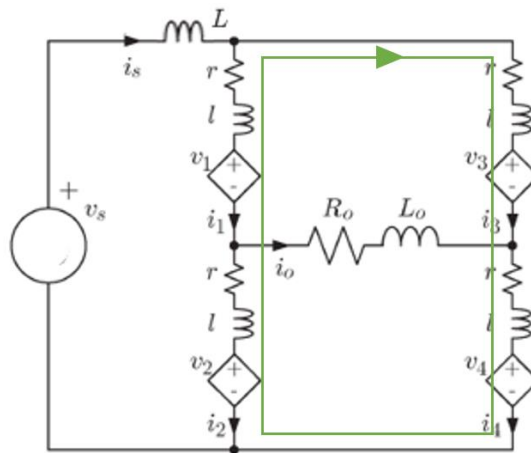


Fig. 3.5 LVK para corriente circulante.
Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

$$r \cdot i_c + l \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2} (v_3 + v_4 - v_1 - v_2) \quad (3.7)$$

Donde,

- r : Resistencia de rama,
 l : Inductancia de rama,
 i_c : Corriente circulante,
 $v_{1,3}$: Voltajes ramas positivas, y
 $v_{2,4}$: Voltajes ramas negativas.

Una vez obtenidas las ecuaciones de las dinámicas para las variables de interés; pueden definirse las funciones de transferencia que modelan el comportamiento entrada-salida entre la corriente en cuestión y el índice de modulación correspondiente a ésta.

Para esto, es necesario definir los voltajes de las fuentes controladas que se muestran en la figura 3.2 con respecto a los índices de modulación de corriente de entrada, salida y circulante que serán utilizados en conjunto con la técnica de modulación PS-PWM. De esta manera [4]:

$$v_1 = v_s(m_c + m_o + m_{cc}) \quad (3.8)$$

$$v_2 = v_s(m_c - m_o + m_{cc}) \quad (3.9)$$

$$v_3 = v_s(m_c - m_o - m_{cc}) \quad (3.10)$$

$$v_4 = v_s(m_c + m_o - m_{cc}) \quad (3.11)$$

Donde,

m_c : Índice de modulación corriente de entrada,

m_o : Índice de modulación corriente de salida,

m_{cc} : Índice de modulación corriente circulante,

v_s : Voltaje conjunto de baterías por rama,

$v_{1,3}$: Voltajes ramas positivas, y

$v_{2,4}$: Voltajes ramas negativas.

Al desarrollar v_1, v_2, v_3 y v_4 dentro de la ecuación (3.3), se obtiene:

$$(L + l) \frac{di_s}{dt} + r \cdot i_s = v_s - 2v_s m_c \quad (3.12)$$

Aplicando transformada de Laplace en ambos lados de la ecuación se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$I_s = \frac{v_s}{(L + l)s^2 + r \cdot s} - \frac{2v_s}{(L + l)s + r} \cdot M_c \quad (3.13)$$

El término $\frac{v_s}{(L+l)s^2+r \cdot s}$ corresponde a una perturbación, por lo tanto, para el control de la corriente de entrada este efecto puede ser despreciado; no obstante, hacer ésto quitará precisión al lazo de control, pero permitirá definir una relación entrada-salida entre el índice de modulación continuo y la corriente de entrada respectivamente. De esta manera:

$$\frac{I_s}{M_c} = -\frac{2v_s}{(L+l)s+r} \quad (3.14)$$

Donde,

M_c : Transformada de Laplace índice de modulación corriente de entrada,

I_s : Transformada de Laplace corriente de entrada,

L : Inductancia de entrada,

l : Inductancia de rama,

r : Resistencia de rama, y

v_s : Voltaje conjunto de baterías por rama.

Al desarrollar v_1, v_2, v_3 y v_4 dentro de la ecuación (3.6), se obtiene:

$$(L_o + L + l) \cdot s \cdot I_o + (r + R_o) \cdot I_o = -2v_s M_o \quad (3.15)$$

Aplicando transformada de Laplace en ambos lados de la ecuación, la relación entrada-salida entre la corriente de carga y el índice de modulación alterno es:

$$\frac{I_o}{M_o} = -\frac{2v_s}{(L_o + L + l) \cdot s + (r + R_o)} \quad (3.16)$$

Donde,

M_o : Transformada de Laplace índice de modulación corriente de salida,

I_o : Transformada de Laplace corriente de entrada,

L : Inductancia de entrada,

L_o : Inductancia de carga,

R_o : Resistencia de carga,

l : Inductancia de rama,

r : Resistencia de rama, y

v_s : Voltaje conjunto de baterías por rama.

Al desarrollar v_1, v_2, v_3 y v_4 dentro de la ecuación (3.7), se obtiene:

$$l \frac{di_c}{dt} + r i_c = -2v_s m_{cc} \quad (3.17)$$

Aplicando transformada de Laplace en ambos lados de la ecuación, la relación entrada-salida entre la corriente circulante y el índice de modulación circulante es:

$$\frac{I_c}{M_{cc}} = -\frac{2v_s}{l \cdot s + r} \quad (3.18)$$

Donde,

M_{cc} : Transformada de Laplace índice de modulación corriente circulante,

I_c : Transformada de Laplace corriente circulante,

l : Inductancia de rama,

r : Resistencia de rama, y

v_s : Voltaje conjunto de baterías por rama.

Para determinar la amplitud del voltaje de salida, es necesario establecer un LVK, según se indica en la figura 3.6, de esta manera:

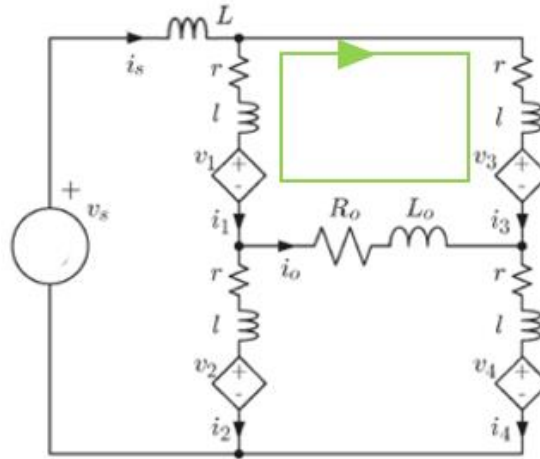


Fig. 3.6 LVK para amplitud de voltaje en la salida.
Fuente: IEEE Transactions on Industrial Electronics. [4]

$$v_3 - v_1 + v_o = 0 \quad (3.19)$$

Al desarrollar v_1 y v_3 dentro de la ecuación (3.19), se obtiene:

$$v_o = 2m_o v_s \quad (3.20)$$

Donde,

m_o : Índice de modulación corriente de salida,

v_o : Amplitud voltaje de salida, y

v_s : Voltaje conjunto de baterías por rama.

Capítulo 4. Topología propuesta

4.1. Introducción

En este capítulo, se presentará la topología DC-DC parcial basado en la configuración MMC monofásico objeto de la presente memoria que relaciona los conceptos presentados en los capítulos II y III. Se abordará su principio de funcionamiento y se plantearán las ecuaciones que rigen el comportamiento de ésta.

4.2. Presentación topología

La topología presentada en la figura 4.1 consta de un convertidor DC-DC parcial basado en la configuración MMC (con módulos puente H compuestos por baterías) para aplicaciones de suministro de energía en estaciones de carga para vehículos eléctricos.

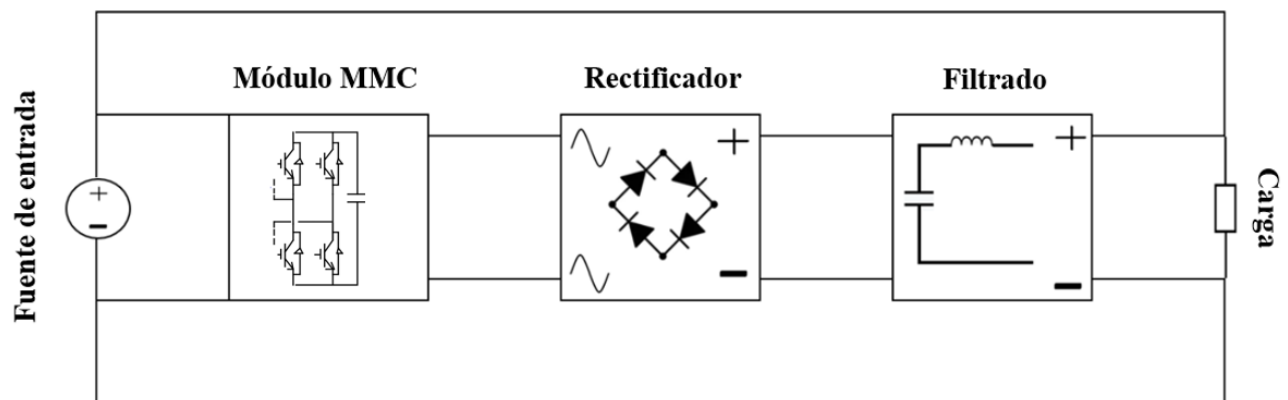


Fig. 4.1 Topología propuesta.
Fuente: Elaboración propia.

Como se mencionó anteriormente, la topología es un convertidor DC-DC parcial donde la entrada y la salida del sistema se encuentran interconectadas a través de un módulo MMC, un rectificador y una etapa de filtrado. Adicionalmente éstas se encuentran conectadas en paralelo (obviando la impedancia de línea), por lo cual, la carga siempre se encontrará al mismo nivel del voltaje de la fuente de entrada.

Los requerimientos de potencia por parte de la carga pueden ser satisfechos mediante dos caminos, uno de estos, es proveer la potencia requerida directamente a través de la fuente de entrada al sistema (camino directo). El otro camino, es proveer la potencia requerida a través de la etapa de

interconexión MMC cuya potencia se encuentra almacenada en sus respectivos módulos puente H compuestos por baterías.

Debido a la flexibilidad que entrega este convertidor, el usuario de esta topología podrá optar por cuánta potencia fluye a través de cada camino (camino directo o través del módulo MMC) con el objetivo de satisfacer los requerimientos de potencia por parte de la carga. Esta característica nos permite procesar solo una parte de la potencia total requerida a través del módulo MMC (proveniente de las baterías), la potencia requerida restante circulará a través del camino directo hacia la carga. Gracias a esto, es posible atribuirle la cualidad de “**parcial**” a la topología propuesta. Debido a tal característica, es posible suplir a través del convertidor presentado todo impacto de carga proveniente de la conexión de autos eléctricos a la red eléctrica sin que ésta logre percibirlo.

Los módulos puente H pertenecientes al bloque MMC que conecta la carga y la fuente de entrada del sistema, se componen por baterías como fuente de alimentación. Estas baterías pueden ser cargadas a través de la fuente de entrada, almacenando energía y liberándola hacia la carga cuando sea requerido. Eventualmente y de igual manera, la energía almacenada en las baterías puede ser devuelta hacia la fuente de entrada.

La caracterización matemática de esta topología (relativo a su módulo de interconexión), ocupa las mismas ecuaciones características correspondientes a la topología MMC monofásico que son deducidas en el capítulo III del presente documento. Adicionalmente, para la selección del tipo de topología parcial (relativo al capítulo II) que recibiría el convertidor presentado; se escoge una mezcla de las topologías ISOP e IPOS denominada IPOP (input parallel – output parallel) [7]. Este tipo de configuración parcial es la idónea para solucionar la problemática abordada en esta memoria, pues no modifica el voltaje de salida impuesto por la red de distribución, y además es capaz de imponer un flujo de corriente hacia las baterías que componen el módulo MMC con el objetivo de cargarlas.

La recientemente planteada configuración parcial IPOP, cuenta con sus propias relaciones de voltajes y corrientes; estas relaciones vienen definidas como:

$$V_{in} = V_{out} \quad (4.1)$$

Donde,

V_{out} : Voltaje de salida (carga), y

V_{in} : Voltaje de entrada (fuente).

$$I_{out} = I_{directa} + I_{conv} \quad (4.2)$$

Donde,

I_{out} : Corriente de salida (carga),

I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC, y

$I_{directa}$: Corriente camino directo hacia la carga.

El ratio de parcialidad de la topología viene dado por:

$$K = \frac{I_{conv}}{I_{out}} \quad (4.3)$$

Donde,

I_{out} : Corriente de salida (carga), y

I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC.

Adicionalmente, la eficiencia del convertidor viene dada como:

$$\gamma = \frac{I_{conv} \cdot V_{out}}{P_{ttb}} \cdot 100\% \quad (4.4)$$

Donde,

V_{out} : Voltaje de salida (carga),

I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC, y

P_{ttb} : Potencia total conjunta de las baterías provenientes del módulo MMC.

Una vez expuesta la topología, se deberá explicar la metodología de control utilizada para obtener los resultados esperados. Este tema se aborda en el capítulo V.

Capítulo 5. Metodología de control

5.1. Introducción

Para el control de esta topología, se debe tener en consideración las variables de interés a controlar. Estas son, la corriente DC que alimentará a la carga y proviene desde el módulo de interconexión MMC (descargando sus baterías). La otra es, el flujo de corriente DC entre la fuente de entrada al sistema y el módulo de interconexión MMC; esto provocará la carga o descarga de las baterías asociadas a éste. Ambas variables son presentadas en el capítulo III de la presente memoria.

5.2. Control corriente de salida

Para lograr un control efectivo sobre la corriente DC que alimenta la carga, es necesario manipular el índice de modulación alterno correspondiente al módulo de interconexión MMC, este índice es explicado en el capítulo de caracterización matemática para la topología MMC monofásico de la presente memoria (capítulo III). Para lograr esto, se plantea un LVK en la figura 5.1 a través del circuito RLC (filtro de salida) perteneciente a la topología planteada, de esta manera:

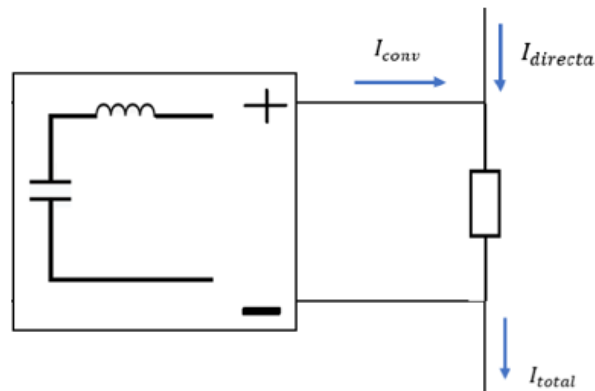


Fig. 5.1 Salida del módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

$$V_{conv} = l \cdot \frac{dI_{conv}}{dt} + r \cdot I_{total} \quad (5.1)$$

Donde,

V_{conv} : Voltaje de salida del módulo de interconexión,

I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC,

- I_{total} : Corriente de salida (carga),
 l : Inductancia de filtro, y
 r : Resistencia de carga.

Nótese que el término I_{total} correspondiente a la ecuación 5.1, es la suma de las corrientes I_{conv} e $I_{directa}$ (por LCK). Con esto en consideración se reescribe la ecuación 5.1 de la siguiente manera:

$$V_{conv} = l \cdot \frac{dI_{conv}}{dt} + r \cdot I_{conv} + r \cdot I_{directa} \quad (5.2)$$

Donde,

- V_{conv} : Voltaje de salida del módulo de interconexión,
 I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC,
 $I_{directa}$: Corriente camino directo,
 l : Inductancia de filtro, y
 r : Resistencia de carga.

El término $r \cdot I_{directa}$ (de la ecuación 5.2) corresponde al aporte realizado por la fuente de entrada del sistema, el cual es un valor continuo que puede ser calificado como una perturbación y tratado propiamente como tal. Esto es, debido a que el término $I_{directa}$ no es directamente controlable y corresponde a la diferencia entre la corriente demandada por la carga, y la corriente provista por el módulo de interconexión MMC. Entonces, al efectuar la transformada de Laplace en ambos lados de la ecuación, se obtiene:

$$V_{conv}(s) = l \cdot s \cdot I_{conv}(s) + r \cdot I_{conv}(s) + r \cdot \frac{I_{directa}}{s} \quad (5.3)$$

Donde,

- V_{conv} : Voltaje de salida del módulo de interconexión,
 I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC,
 $I_{directa}$: Corriente camino directo,
 l : Inductancia de filtro, y
 r : Resistencia de carga.

Para realizar el control sobre esta topología, se implementará un controlador PI. Al ser éste del tipo integrador, toda perturbación será eliminada en el tiempo, afectando solamente la parte transitoria de la respuesta más no la parte estacionaria. Por lo tanto, eliminando la perturbación presente en la ecuación 5.3 (relativo a $I_{directa}$), y obteniendo la función de transferencia entre I_{conv} y V_{conv} da como resultado la siguiente ecuación:

$$\frac{I_{conv}(s)}{V_{conv}(s)} = \frac{1}{l \cdot s + r} \quad (5.4)$$

Donde,

- V_{conv} : Voltaje de salida del módulo de interconexión,
- I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC,
- l : Inductancia de filtro, y
- r : Resistencia de carga.

Como se vio en el capítulo III de la presente memoria, el término $V_{conv}(s)$ puede ser reescrito como $2v_s m_o(s)$ (ecuación 3.20). Con esto, la ecuación (5.4) puede ser reescrita como:

$$\frac{I_{conv}(s)}{m_o(s)} = \frac{2v_s}{l \cdot s + r} \quad (5.5)$$

Donde,

- m_o : Índice de modulación corriente de salida,
- I_{conv} : Corriente de salida desde módulo MMC,
- v_s : Voltaje conjunto de baterías por rama,
- l : Inductancia de filtro, y
- r : Resistencia de carga.

Acorde al modelo de prueba para esta topología y sus parámetros de sistema (mostrados en el capítulo VI), la función de transferencia de la ecuación 5.5 es reescrita como:

$$\frac{I_{conv}(s)}{m_o(s)} = \frac{3000}{0.025 \cdot s + 20} \quad (5.6)$$

Para efectos de esta investigación, se propone un controlador capaz de controlar la relación entrada y salida entre la corriente continua que ofrece el módulo de interconexión MMC y el índice de modulación alterno; además el controlador debe configurar una frecuencia de corte cercana a los 1 [Hz] en la función de transferencia para lazo cerrado (esto debido a que se requiere regular una señal continua); por lo tanto, el controlador viene dado por:

$$PI_{m_o} = \frac{0.0003 \cdot s + 0.03}{s} \quad (5.7)$$

Luego, la función de transferencia en lazo cerrado, viene dada por:

$$W = \frac{0.9 \cdot s + 90}{0.025 \cdot s^2 + 20.9 \cdot s + 90} \quad (5.8)$$

El diagrama de Bode para la función de transferencia en lazo cerrado es mostrado en la figura 5.2:

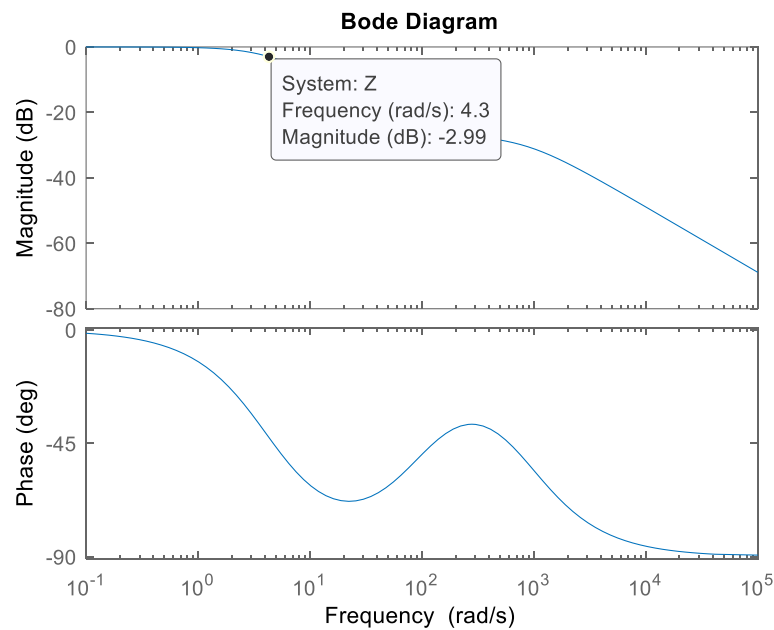


Fig. 5.2 Diagrama de bode control corriente de salida.
Fuente: Elaboración propia.

De la figura anterior, se comprueba la frecuencia de corte está en torno a los 1 [Hz] (ya que la magnitud de la respuesta ante una determinada entrada se reduce a -3 [dB]), si bien el resultado está en [rad/s], la conversión a [Hz] es la siguiente:

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (5.9)$$

Donde,

ω_c : Frecuencia de corte en [rad/s], y

f_c : Frecuencia de corte en [Hz].

Con la ecuación 5.9, se deduce que a frecuencia de corte presentada en la figura 5.2 (4.3 [rad/s]) equivale a 0.684 [Hz]. Luego, el L.G.R de la función de transferencia en lazo cerrado para el sistema propuesto es:

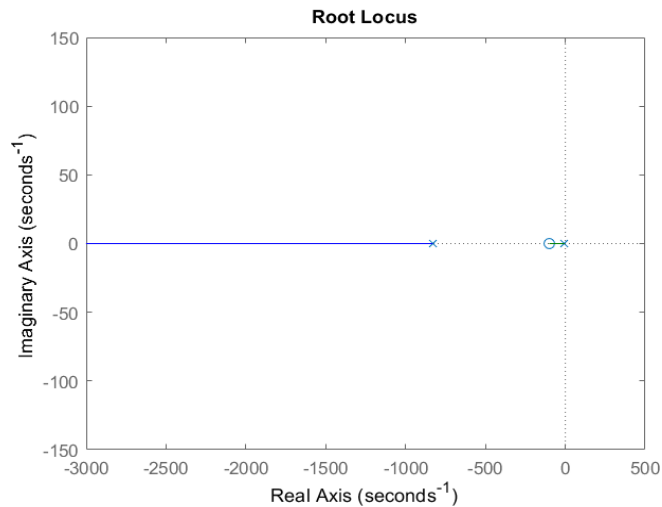


Fig. 5.3 L.G.R control corriente de salida.

Fuente: Elaboración propia.

El hecho de que los polos de la función de transferencia se encuentran en el semiplano izquierdo del mapa cartesiano, indica que la respuesta será estable en el tiempo (figura 5.3). A su vez, el lazo de control propuesto para esta etapa viene mostrado en la figura 5.4

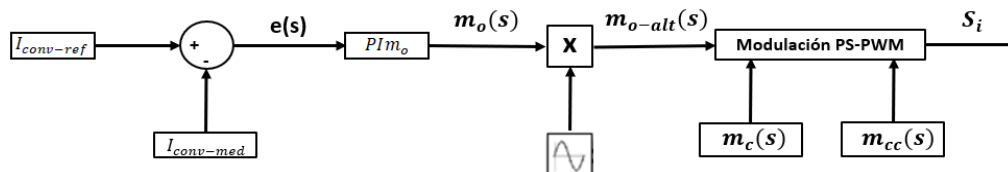


Fig. 5.4 Lazo de control corriente de salida.

Fuente: Elaboración propia.

Cabe señalar, que el índice de modulación alterno obtenido con el controlador PI_{m_o} (ecuación 5.7) es una señal continua que necesita ser transformada en alterna para llevar a cabo la modulación, es por esto, que en el lazo de control mostrado en la figura 5.4 se multiplica la señal continua obtenida (m_o) con una función senoidal normalizada y con una frecuencia definida por el usuario de la topología (dando como resultado m_{o-alt}). La definición de esta frecuencia es importante, ya que definirá las frecuencias fundamentales de las señales de salida equivalentes al voltaje y corriente del módulo de interconexión MMC. En caso de que escoger trabajar a altas frecuencias, se recomienda altamente la utilización de un transformador de alta frecuencia debido a su alta eficiencia de operación, además de su reducción en costo y tamaño. Así se consigue proveer aislación galvánica entre el convertidor y la carga, también se consigue elevar los voltajes suministrados. En caso de trabajar a bajas frecuencias, la implementación de un transformador se hace más elevada en costo y tamaño por lo que es sugerible implementar convertidores DC-DC Boost en paralelo a las baterías de cada módulo puente H. Con esto se consigue elevar la tensión en las baterías, y por ende, en el voltaje que entregue el convertidor.

5.3. Control corriente de alimentación

Para controlar la corriente que circula entre la fuente de entrada al sistema y el módulo de interconexión MMC, es necesario manipular el índice de modulación continuo. Este índice es explicado en el capítulo de caracterización matemática para la topología MMC monofásico de la presente memoria (capítulo III). Para lograr esto, se plantea un LVK en la figura 5.5 a través de la rama positiva y negativa y el condensador del módulo MMC perteneciente a la topología planteada, de esta manera:

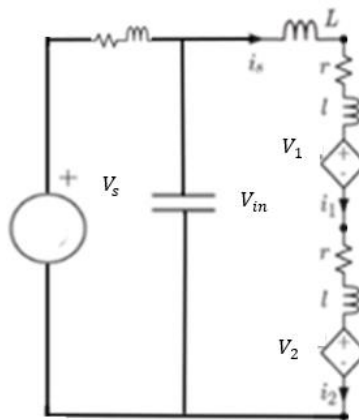


Fig. 5.5 Circuito de entrada al módulo MMC.
IEEE Transactions on Industrial Electronics.

$$V_{in} = V_1 + V_2 \quad (5.10)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada al módulo MMC,

V_1 : Voltaje rama positiva,

V_2 : Voltaje rama negativa.

Cabe señalar que se desprecian aportes de elementos resistivos e inductivos (pérdidas debido al cobre) debido a la baja magnitud de voltaje que estos puedan recibir. Luego, desarrollando los términos V_1 y V_2 de la ecuación 5.10 (estos términos se desprenden del capítulo III ecuaciones 3.8 y 3.9), se obtiene:

$$V_{in} = 2V_s(m_c + m_{cc}) \quad (5.11)$$

Donde,

V_{in} : Voltaje de entrada al módulo MMC,

V_s : Voltaje conjunto de baterías por rama,

m_c : Índice de modulación continuo, y

m_{cc} : Índice de modulación circulante.

Como el sistema planteado contempla baterías en los módulos de la etapa MMC en lugar de condensadores, no será necesario hacer uso del índice de modulación circulante m_{cc} ; pues éste es necesario para mitigar la corriente circulante que surge como producto de un desbalance en el voltaje de los condensadores de las celdas del MMC; en su reemplazo todas las baterías pertenecientes a la topología se encuentran cargadas a un mismo nivel, imponiendo así un mismo voltaje en los terminales de cada celda del respectivo módulo de interconexión. Es por esta razón que el término m_{cc} puede ser despreciado de la ecuación 5.11, por lo tanto, la relación entrada y salida entre el voltaje de entrada al módulo MMC con su respectivo índice de modulación continuo queda expresada de la siguiente manera:

$$\frac{V_{in}}{m_c} = 2V_{dc} \quad (5.12)$$

Acorde al modelo de prueba para esta topología y sus parámetros de sistema (que se mostrarán en el capítulo VI), la función de transferencia anterior es reescrita como:

$$\frac{V_{in}}{m_c} = 3000 \quad (5.13)$$

Para efectos de esta investigación, se propone un controlador capaz de controlar la relación entrada y salida entre el voltaje de entrada al módulo MMC con su respectivo índice de modulación continuo. Que este a su vez controlará indirectamente la corriente de alimentación hacia el módulo MMC (la diferencia entre el voltaje de entrada al módulo MMC con el voltaje de entrada al sistema impondrá un flujo de corriente en una determinada dirección (véase figura 5.5)); además el controlador debe configurar una frecuencia de corte cercana a los 1 [Hz] en la función de transferencia para lazo cerrado; por lo tanto, el controlador viene dado por:

$$PI m_c = \frac{0.00017156 \cdot s + 0.0027}{s} \quad (5.14)$$

Luego, la función de transferencia en lazo cerrado, viene dada por:

$$W = \frac{0.3398 \cdot s + 5.386}{s + 5.386} \quad (5.15)$$

El diagrama de Bode para la función de transferencia en lazo cerrado es mostrado en la figura 5.6:

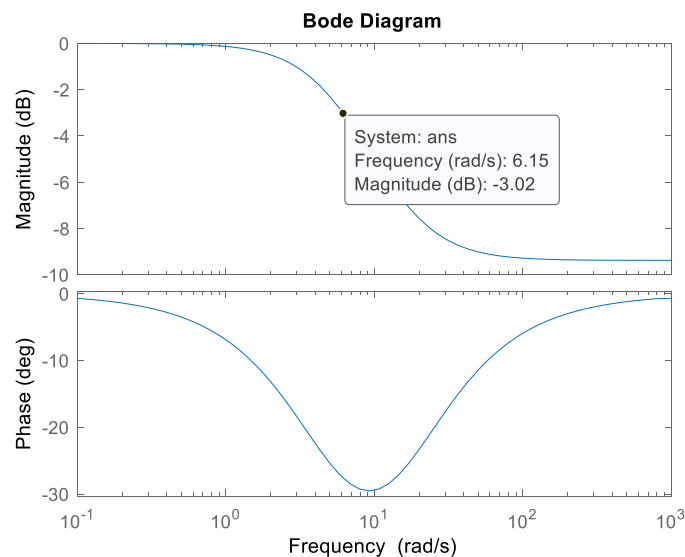


Fig. 5.6 Diagrama de bode control corriente de alimentación.
Fuente: Elaboración propia.

De la figura 5.6 se comprueba que la frecuencia de corte está en torno a los 1 [Hz]; si bien la frecuencia de corte se encuentra expresada en [rad/s], su equivalente en [Hz] es $f_c = 0.978$ [Hz] (apoyándose en la ecuación 5.9).

Luego, el L.G.R de la función de transferencia en lazo cerrado para el sistema propuesto es:

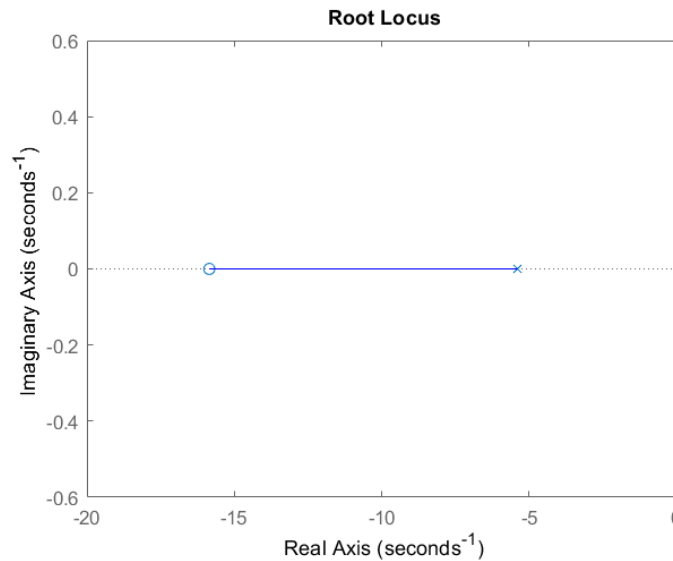


Fig. 5.7 L.G.R control corriente de alimentación.
Fuente: Elaboración propia.

Específicamente, el lazo de control propuesto para esta etapa viene mostrado en la siguiente figura:

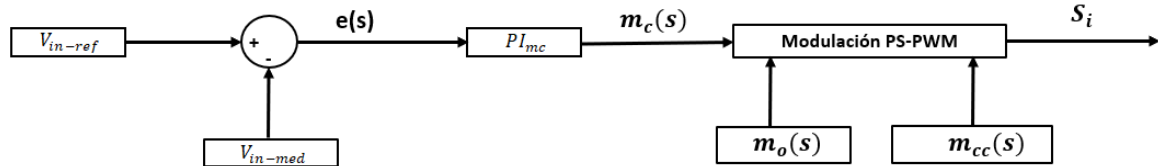


Fig. 5.8 Lazo de control corriente de alimentación.
Fuente: Elaboración propia.

5.4. Modulación

La actuación de esta topología recae en los semiconductores IGBT, estos a su vez realizan su respectiva conmutación mediante una técnica de modulación PS-PWM. Esta estrategia de modulación es muy beneficiosa cuando se necesita controlar una topología multicelda como la tratada en la presente memoria; pues su particular característica consiste en el desfase de la señal portadora en cada celda de una misma rama del convertidor MMC [8], con esto se consigue mitigar parte del THD

proveniente de la conmutación de los semiconductores y las características intrínsecas de la topología. Específicamente, esta regla de desfase de las señales portadoras entre las distintas celdas de una misma rama del convertidor es [8]:

$$\phi = \frac{180^\circ}{N} \quad (5.16)$$

Donde,

- ϕ : Desfase óptimo entre señales portadoras, y
- N : Número de módulos puente H por rama.

Por ejemplo, si son 3 celdas por cada rama en el convertidor (como se tratará en el capítulo VI), el desfase ϕ entre las señales portadoras sería de 60° .

La señal moduladora, para esta investigación, se compone por los aportes provenientes de los índices de modulación alterno y continuo; ésta será la misma para todas las celdas de una misma rama del convertidor. Por lo tanto, tomando un ejemplo para 3 celdas por rama (como se plantea en la investigación), la señal moduladora de manera matemática viene dada de la siguiente manera:

$$mod(t) = m_o \sin(\omega t) + m_c \quad (5.17)$$

Donde,

- m_o : Índice de modulación alterno,
- m_c : Índice de modulación continuo,
- ω : Velocidad angular, y
- t : Tiempo.

Nótese que el término $m_o \sin(\omega t)$ (en la ecuación 5.17) es una señal alterna la cual será sumada con una señal continua como es m_c , este último término aportará offset a la señal moduladora. De esta manera, la señal moduladora será comparada con las 3 señales portadoras de forma triangular (tomando el ejemplo de $N=3$) pertenecientes a cada celda de una misma rama del convertidor; estas señales portadoras vienen dadas por:

$$tri_1(t) = \frac{2}{\pi} \text{asin}(f_{tri} \cdot \omega t) \quad (5.18)$$

$$tri_2(t) = \frac{2}{\pi} \text{asin}(f_{tri} \cdot \omega t + 60^\circ) \quad (5.19)$$

$$tri_3(t) = \frac{2}{\pi} \text{asin}(f_{tri} \cdot \omega t + 120^\circ) \quad (5.20)$$

Donde,

f_{tri} : Frecuencia de la señal portadora,

ω : Velocidad angular, y

t : Tiempo.

Luego, la estrategia de modulación es igual a la de una PWM unipolar, esta viene dada por:

Si $\text{mod}(t) > tri_k(t)$, entonces s_1 y s_4 son iguales a 1 (estado cerrado)

Si $\text{mod}(t) < tri_k(t)$, entonces s_1 y s_4 son iguales a 0 (estado abierto)

Si $-\text{mod}(t) > tri_k(t)$, entonces s_2 y s_3 son iguales a 1 (estado cerrado)

Si $-\text{mod}(t) < tri_k(t)$, entonces s_2 y s_3 son iguales a 0 (estado abierto)

La imagen 5.9 referencia los semiconductores s_1, s_2, s_3 y s_4 para una celda cualquiera presente en la topología:

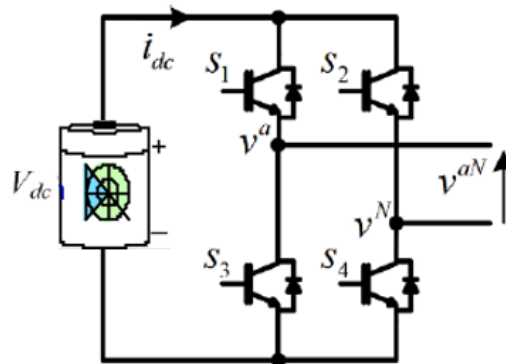


Fig. 5.9 Módulo puente H.
Fuente: Elaboración propia.

Con las reglas de modulación anteriormente planteadas y la figura 5.9, es posible obtener 3 valores de voltaje por cada celda (en base a las combinaciones de estados de conmutación posibles),

estos son, V_{dc} , $-V_{dc}$ y 0. Finalmente, para $N=3$ la modulación PS-PWM vendría dada gráficamente en la siguiente imagen (nótese el desfase de 60° entre señales portadoras):

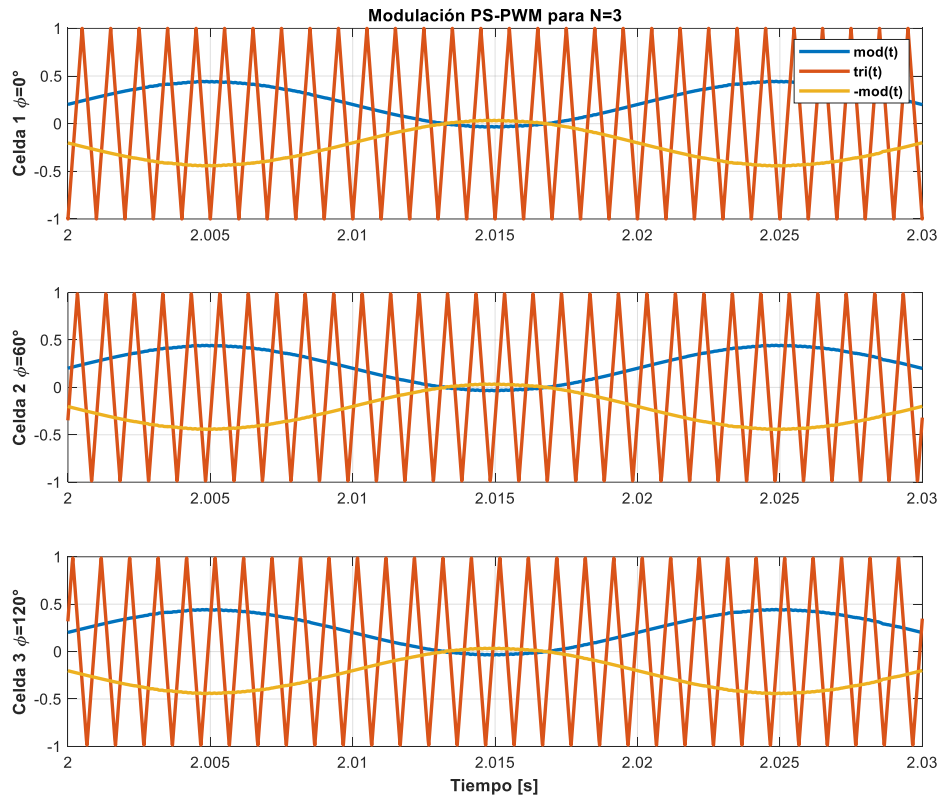


Fig. 5.10 Modulación PS-PWM.
Fuente: Elaboración propia.

Capítulo 6. Evaluación mediante simulación

6.1. Introducción

Con el sistema mostrado en la figura 4.1, se procederá a mostrar los resultados obtenidos al simular éste en Matlab-Simulink®. Donde los parámetros de éste se muestran en la tabla 6.1 (la elección de parámetros está basada en la disponibilidad de materiales en el LEPA, UCSC), estos son:

Tabla 6.1 Parámetros del sistema.
Fuente: Elaboración propia.

Parámetro	Valor
v_s (voltaje de entrada al sistema)	700 V
v_{in} (voltaje inicial condensador MMC)	700 V
C_{in} (Condensador MMC)	1000 μ F
L_{in} (inductancia de entrada MMC)	10 mH
r (resistencia de rama)	0.1 Ω
l (inductancia de rama)	10 mH
V_{bat} (Voltaje baterías MMC)	500 V
K (n° Puente H por rama)	3 ---
R_o (resistencia de carga)	17.5 Ω
L_o (inductancia de filtro)	25 mH
C_o (capacitancia de filtro)	3000 μ F
f (frecuencia de operación)	50 Hz

Para validar el correcto funcionamiento de la topología, se propone evaluar la capacidad de respuesta de ésta bajo 3 criterios (respuesta en estado estacionario, uso de índices de modulación bajos/altos, respuesta ante impactos de carga). Específicamente, para los impactos de carga se plantean dos situaciones, la primera es un incremento en la demanda de corriente de salida proveniente del módulo MMC a los 5 segundos de simulación. El segundo consiste en imponer un flujo de corriente desde la fuente de entrada al sistema hacia el módulo MMC para alimentar las baterías pertenecientes a éste cuando la simulación alcanza los 9 segundos. Las magnitudes, comportamientos y efectos de estos impactos serán comentados en el presente capítulo.

6.2. Resultados de simulación

Para dimensionar los requerimientos de potencia por parte de la carga, es necesario calcular la corriente que ésta demanda, para esto se usa la ley de Ohm de la siguiente manera:

$$I_{carga} = \frac{V_{carga}}{R_{carga}} \quad (6.1)$$

Donde:

I_{carga} : Corriente de carga,

V_{carga} : Voltaje de carga, y

R_{carga} : Resistencia de carga.

A partir de la tabla 6.1 se obtiene el valor de la resistencia de carga que es equivalente a 17.5 [Ω]; de igual manera se obtiene un voltaje de carga equivalente a 700 [V]. Si bien en la tabla 6.1 se muestra el voltaje de entrada al sistema y no el de carga, sin embargo, la presente topología es del tipo IPOP, por lo tanto, se infiere que el voltaje de carga es igual al voltaje de entrada al sistema.

Con lo anteriormente mencionado, es posible emplear la ecuación 6.1 para deducir la corriente de carga, siendo ésta equivalente a 40 [A]. Adicionalmente, es posible deducir la potencia que demandará la carga de esta manera:

$$W_{carga} = \frac{(V_{carga})^2}{R_{carga}} \quad (6.2)$$

Donde:

W_{carga} : Potencia de carga,

V_{carga} : Voltaje de carga, y

R_{carga} : Resistencia de carga.

A partir de los datos recopilados anteriormente y la ecuación 6.2, se calcula la potencia demandada por la carga, la cual es equivalente a 28 [kW]. Lo calculado con anterioridad, se comprueba a partir de las figuras 6.1, 6.2 y 6.3 donde se enseñan la distribución de corrientes, de potencias en forma numérica y porcentual respectivamente.

Nótese que la distribución de corrientes relativa a la figura 6.1, se compone de dos caminos por los cuales la corriente circula hacia la carga; uno directamente desde la fuente de entrada al sistema, y el otro, desde el módulo de interconexión MMC. Con esto, se comprueba la premisa planteada en el capítulo I de la presente memoria relacionado a cómo satisfacer los requerimientos de potencia por parte de la carga.

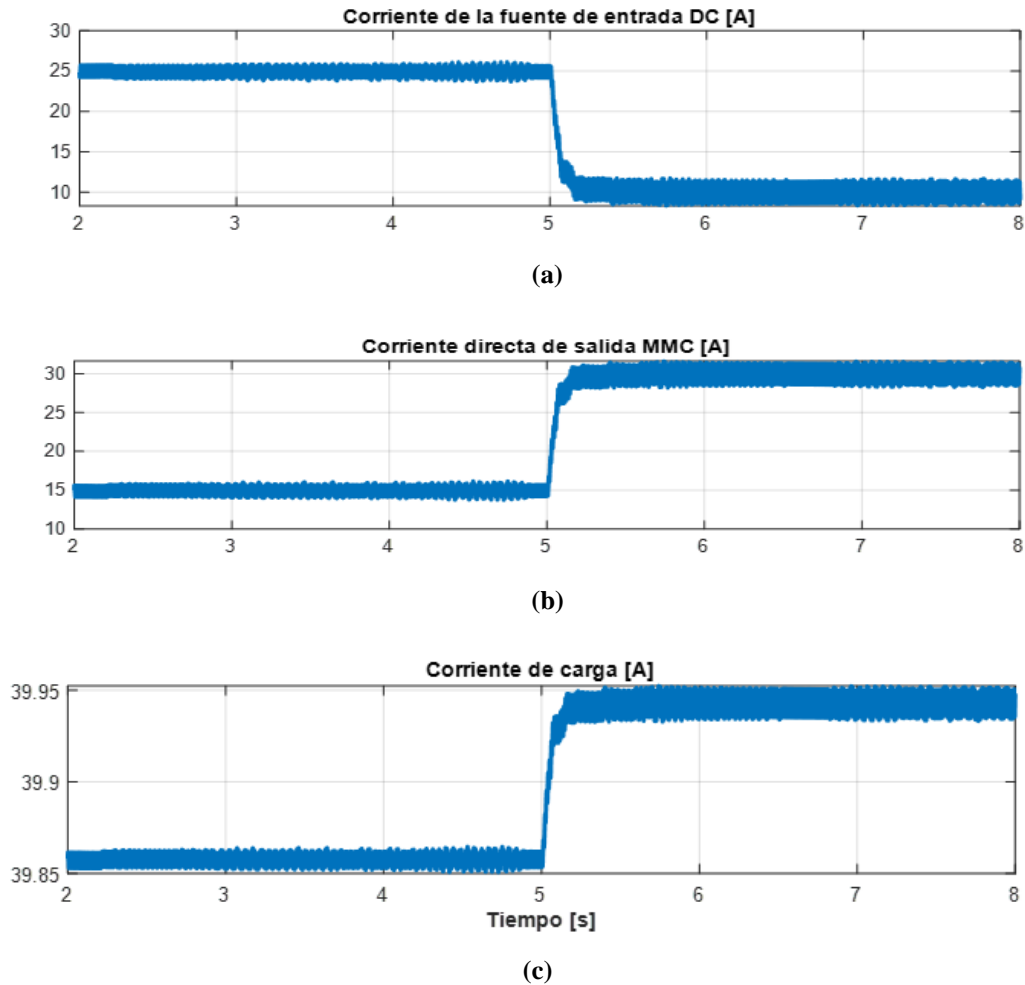


Fig. 6.1 Distribución de corrientes en la topología.

(a) Corriente desde la fuente de entrada DC; (b) Corriente proveniente del módulo MMC; (c) Corriente de carga.

Fuente: Elaboración propia.

Profundizando lo anteriormente mencionado, los dos caminos para la corriente destinados a satisfacer los requerimientos de la carga se detallan en la figura 6.1 (a) y (b); donde la sumatoria de ambas magnitudes en todo instante de tiempo da como resultado la corriente que circula a través de la carga mostrada en la figura 6.1 (c). Cabe señalar que la distribución en magnitud para las corrientes de ambos caminos es escogida de manera arbitraria (como se menciona en el capítulo I).

Para reforzar lo anterior dicho, a los 5 segundos de simulación se redistribuyen las magnitudes de corriente que circularán por cada camino hacia la carga; haciendo que el camino disponible hacia la carga a través del módulo MMC adquiera más preponderancia y circule el doble de corriente a través de él (un impacto de carga desde el punto de vista del módulo MMC) si se compara con los 5 primeros segundos de simulación.

Lo anteriormente mencionado, se realiza sin aumentar la corriente demandada por la carga; si bien en la figura 6.1 (c) se aprecia un aumento en la magnitud de ésta luego de la redistribución de corrientes, este cambio es apenas perceptible (un aumento de 0.1 [A]) y se debe a diversas razones como el ruido o el error asociado a los controladores. Debido a que el aumento es pequeño y carece de importancia en el análisis final, se mantendrá que la carga demanda 40 [A] de corriente en cualquier instante de tiempo.

La distribución de potencias previo al impacto de carga del módulo MMC, se muestra de manera numérica y porcentual en las figuras 6.2 y 6.3 respectivamente.

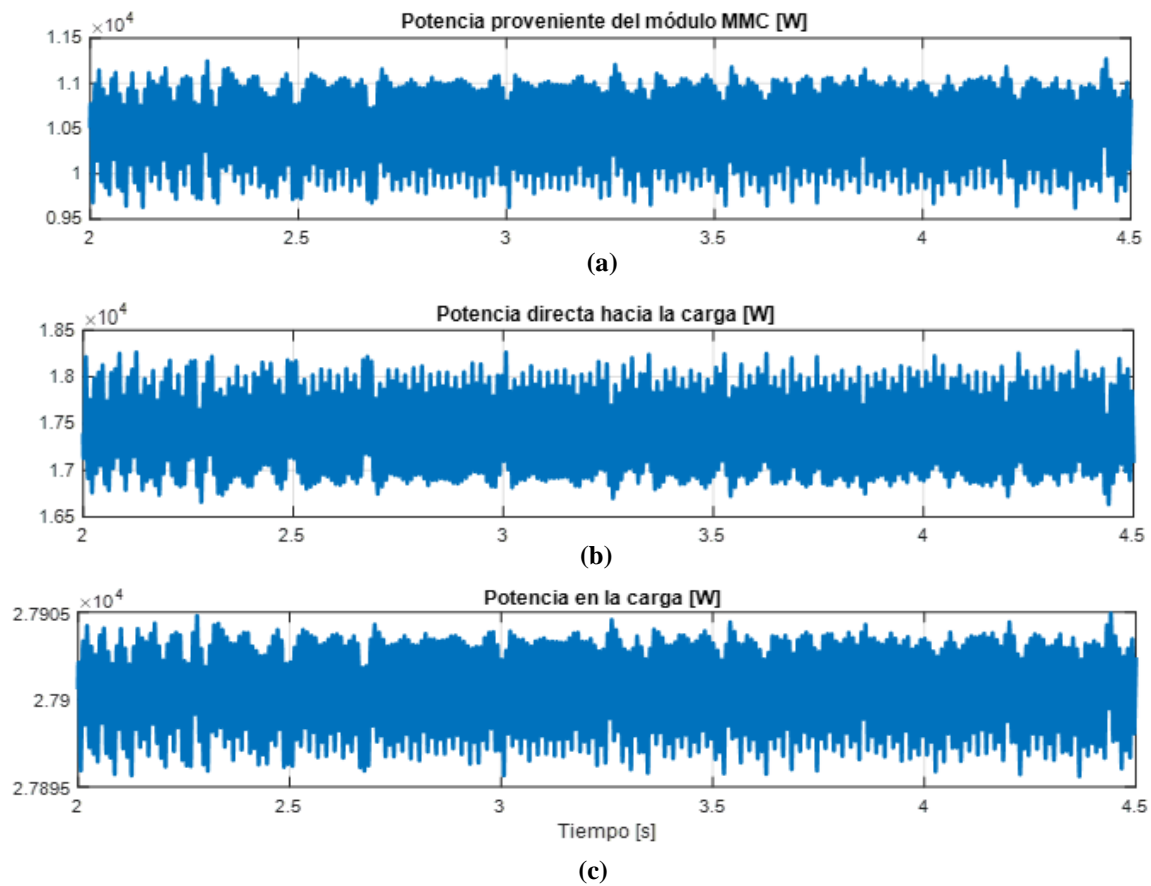


Fig. 6.2 Distribución de potencias en la topología.

(a) Potencia proveniente del módulo MMC; (b) Potencia desde la fuente de entrada; (c) Potencia de la carga.

Fuente: Elaboración propia.

La potencia proveniente de cada camino hacia la carga mostradas en las figuras 6.2 (a) y (b), se comprueba mediante la siguiente fórmula:

$$W = V \cdot I \quad (6.3)$$

Donde:

W : Potencia,

V : Voltaje, e

I : Intensidad de corriente.

Como ya se mencionó anteriormente, la topología propuesta en la presente memoria es del tipo IPOP, por lo tanto, la carga y los dos caminos desde donde provendrá la energía eléctrica hacia ésta estarán conectados en paralelo a la fuente de entrada al sistema. En consecuencia, para el cálculo del aporte de potencia proveniente de cada camino hacia la carga (desde el módulo MMC o directamente desde la fuente de entrada) se considera un voltaje igual a 700 [V] en sus terminales. Teniendo en consideración lo anterior, la ecuación 6.3 y la distribución de corrientes presentada en la figura 6.1, se procede a corroborar lo expuesto en la figura 6.2 de esta manera:

$$W_{MMC} = 700 \cdot 15 = 10.5 [kW]$$

$$W_{directa} = 700 \cdot 25 = 17.5 [kW]$$

Los términos W_{MMC} y $W_{directa}$ hacen alusión a las potencias mostradas en las figuras 6.2 (a) y (b) respectivamente; de tal manera que, si se suman ambos términos da como resultado W_{carga} mostrada en la figura 6.2 (c).

El ratio de parcialidad para el escenario propuesto, se calcula a partir de la ecuación 4.3 y con los datos entregados en la figura 6.1, de esta manera:

$$K = \frac{15}{40} = 0.375$$

El ratio de parcialidad calculado anteriormente, es comprobado con la distribución porcentual de potencias presentes en la figura 6.3, específicamente, las viñetas (a) y (b). Dicho de otro modo, la potencia total demandada por el sistema, un 37.5% es provista a través del módulo de interconexión MMC; mientras que el restante 62.5% proviene directamente desde la fuente de entrada al sistema.

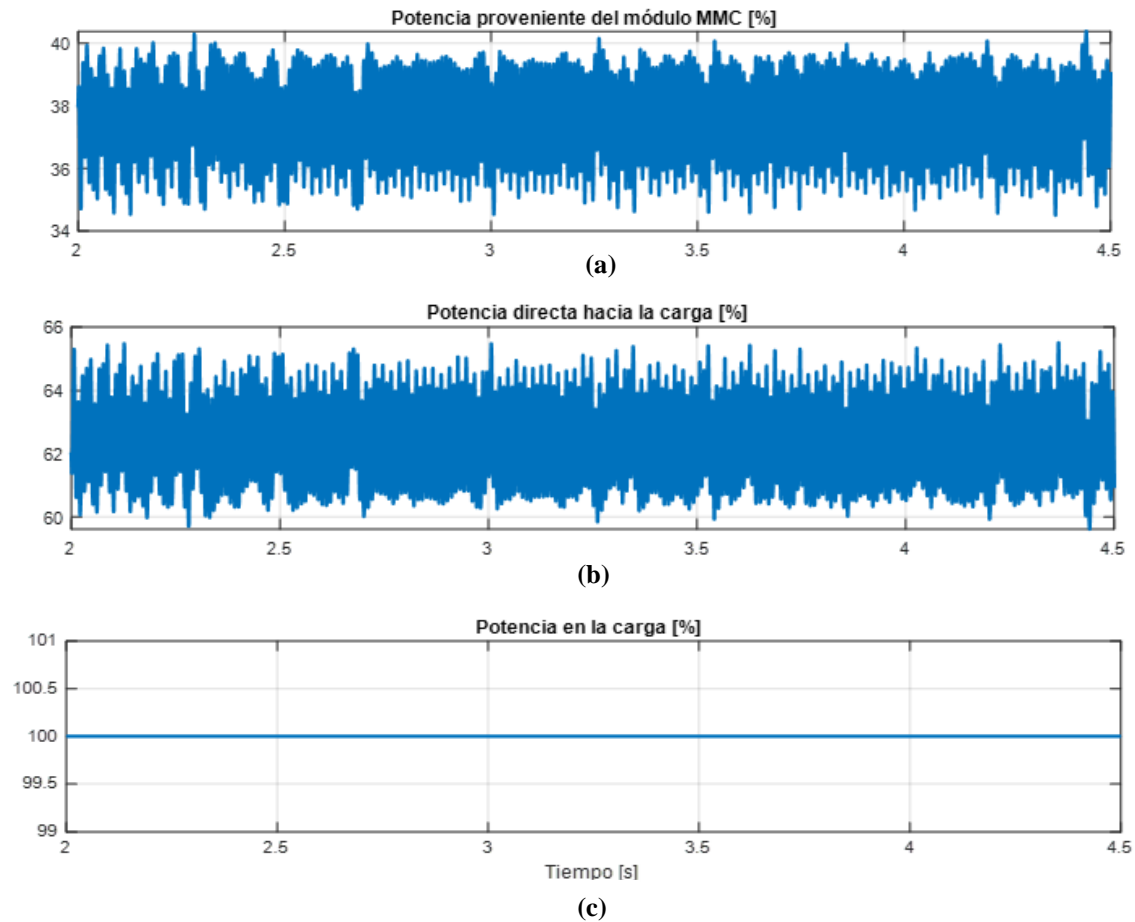


Fig. 6.3 Distribución porcentual de potencias en la topología.

(a) Potencia proveniente del módulo MMC; (b) Potencia desde la fuente de entrada; (c) Potencia de la carga.

Fuente: Elaboración propia.

Como se mencionó anteriormente, a los 5 segundos de simulación ocurre una redistribución de corrientes dentro del convertidor, que visto desde la perspectiva del módulo MMC es un impacto de carga. En consecuencia de lo anterior, la distribución de potencias dentro de la topología sufre un cambio que se evidencia en la figura 6.4. Para comprobar lo anteriormente expuesto, se procede a recalcular la distribución de potencias de igual manera cuando $t < 5$ [s]; así:

$$W_{MMC} = 700 \cdot 30 = 21 \text{ [kW]}$$

$$W_{directa} = 700 \cdot 10 = 7 \text{ [kW]}$$

Nuevamente, la suma de los términos W_{MMC} y $W_{directa}$ da como resultado la potencia total presente en la carga W_{carga} ; la cual se encuentra sin variación alguna (los mismos 28 [kW] iniciales demandados). Sin embargo, lo importante a destacar es la redistribución de potencias para ambos

caminos de la corriente hacia la carga; lo anteriormente expuesto, se complementará con el concepto de ratio de parcialidad.

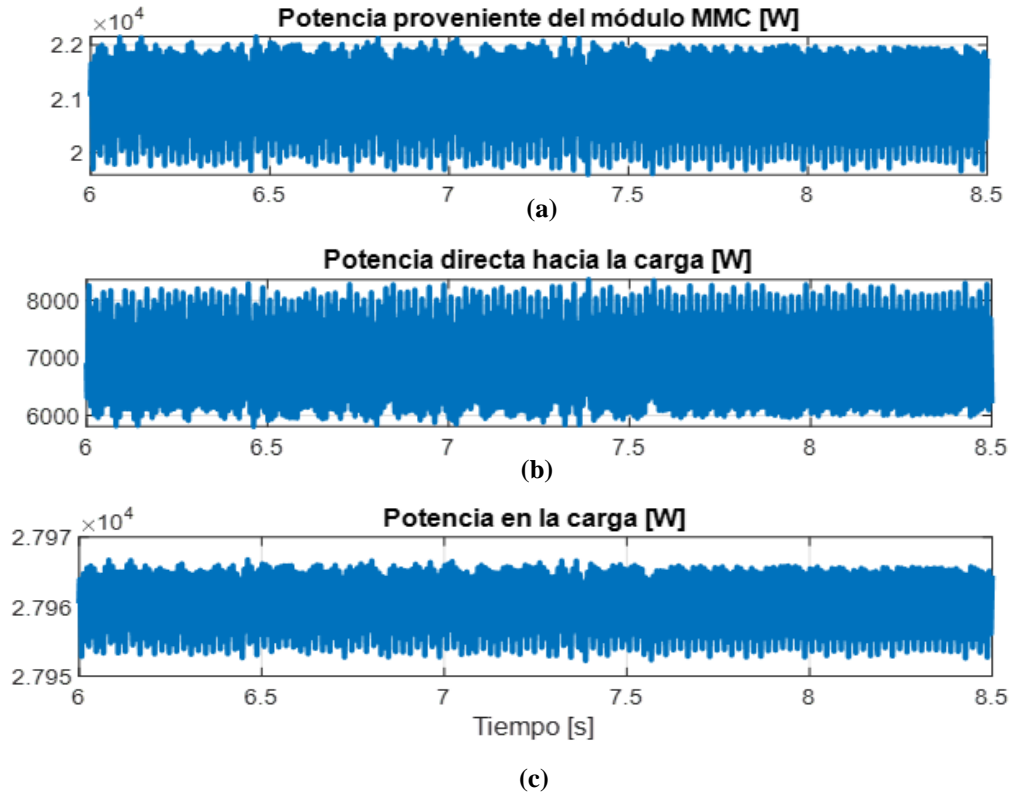


Fig. 6.4 Distribución de potencias en la topología.

(a) Potencia proveniente del módulo MMC; (b) Potencia desde la fuente de entrada; (c) Potencia de la carga.
Fuente: Elaboración propia.

A partir de la figura 6.1 y la ecuación 4.3, se calculará el ratio de parcialidad para $t > 5$ [s] de la siguiente manera:

$$K = \frac{30}{40} = 0.75$$

El ratio de parcialidad calculado anteriormente, es comprobado con la distribución porcentual de potencias presentes en la figura 6.5, específicamente, las viñetas (a) y (b). Finalmente, de esta manera se comprueba que desde el punto de vista del módulo MMC existe un impacto de carga cuando $t > 5$ [s]; exigiendo de esta manera que aumente al doble su aporte en potencia (pasó de un 37.5% al 75% de carga) en comparación a $t < 5$ [s]. Esto provoca un efecto de descarga desde el punto de vista

de la fuente de entrada al sistema, pues ahora solo deberá proveer un 25% de la energía eléctrica total demandada por el sistema.

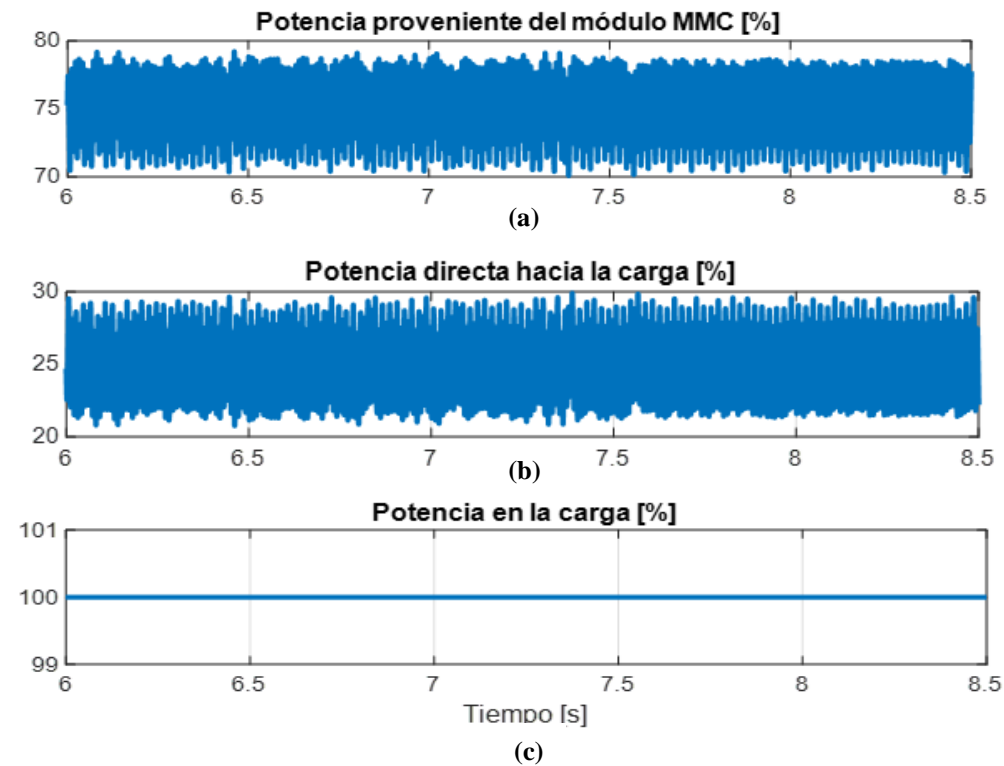


Fig. 6.5 Distribución porcentual de potencias en la topología.

(a) Potencia proveniente del módulo MMC; (b) Potencia desde la fuente de entrada; (c) Potencia de la carga.

Fuente: Elaboración propia.

Para reforzar lo mostrado en la figura 6.1, se presenta la referencia de corriente impuesta al módulo MMC (salida rectificador) en la figura 6.7.

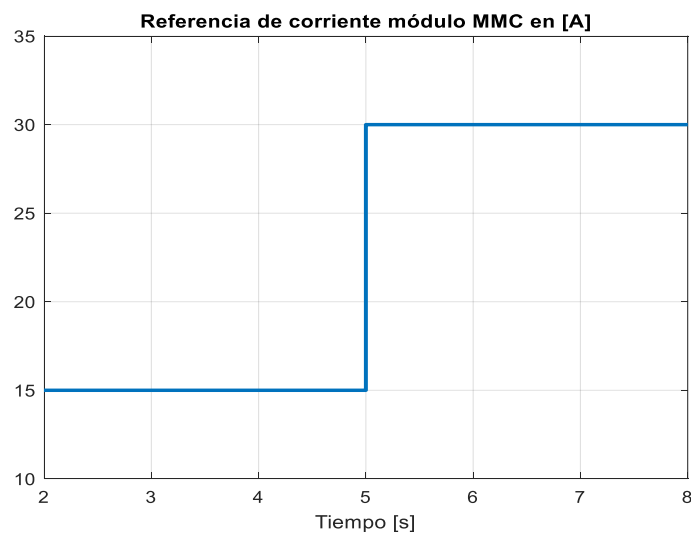


Fig. 6.6 Referencia de corriente MMC (salida rectificador).

Fuente: Elaboración propia.

Las figuras 6.7 y 6.9 muestran las corrientes de salida del módulo MMC previas a ser rectificadas para $t < 5$ [s] y $t > 5$ [s] respectivamente.

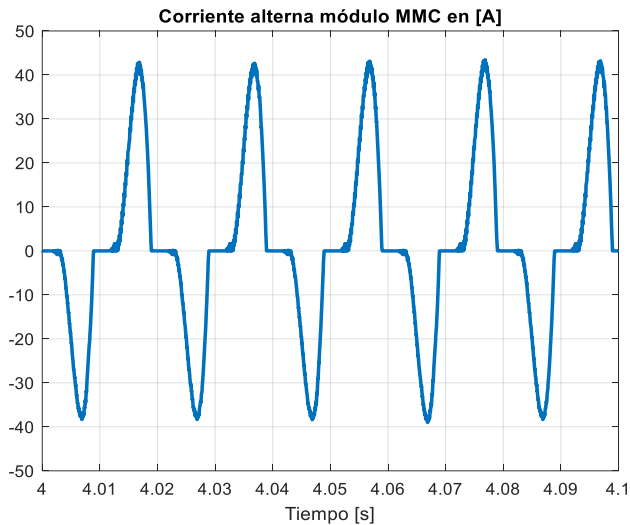


Fig. 6.7 Corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

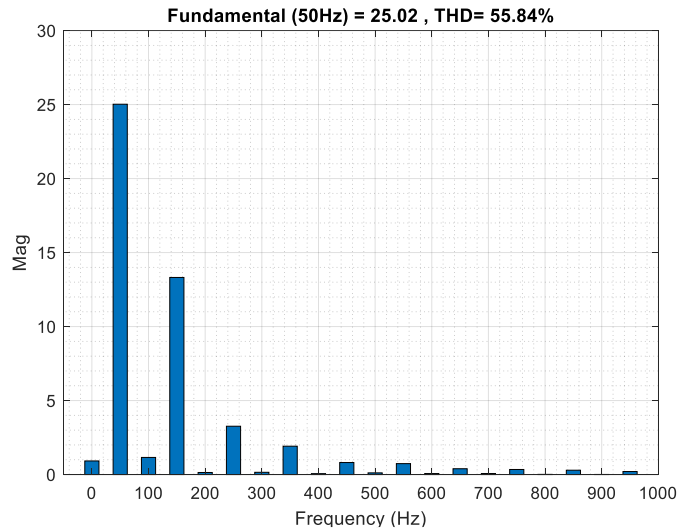


Fig. 6.8 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

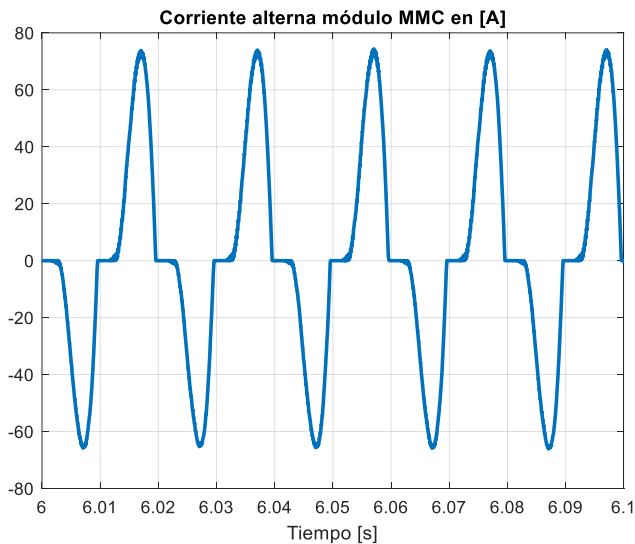


Fig. 6.9 Corriente alterna módulo MMC para $t > 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

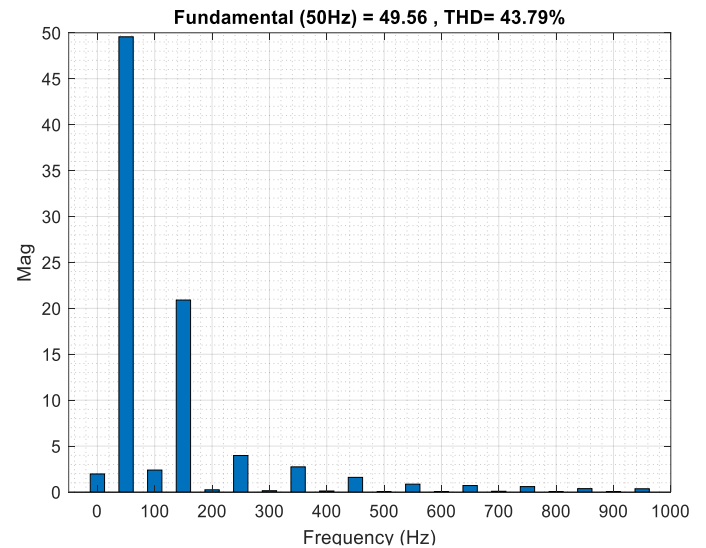


Fig. 6.10 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

Adicionalmente, en las figuras 6.11 y 6.13 se muestran los voltajes correspondientes a la salida del módulo MMC para $t < 5$ [s] y $t > 5$ [s] respectivamente.

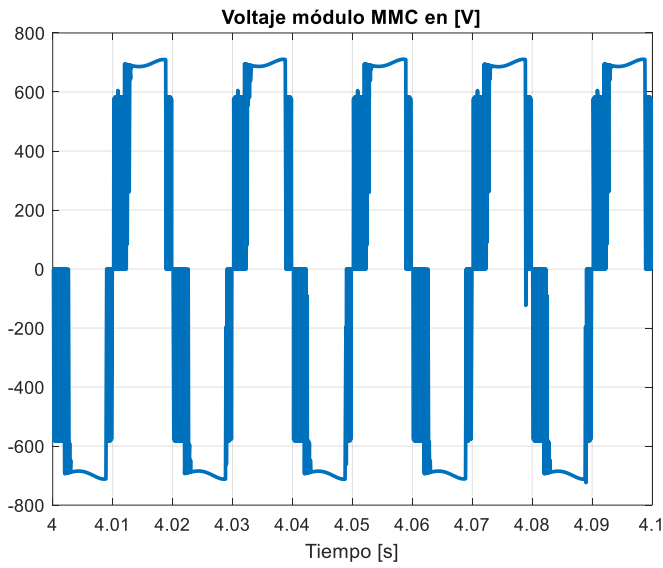


Fig. 6.11 Voltaje alterno módulo MMC para $t < 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

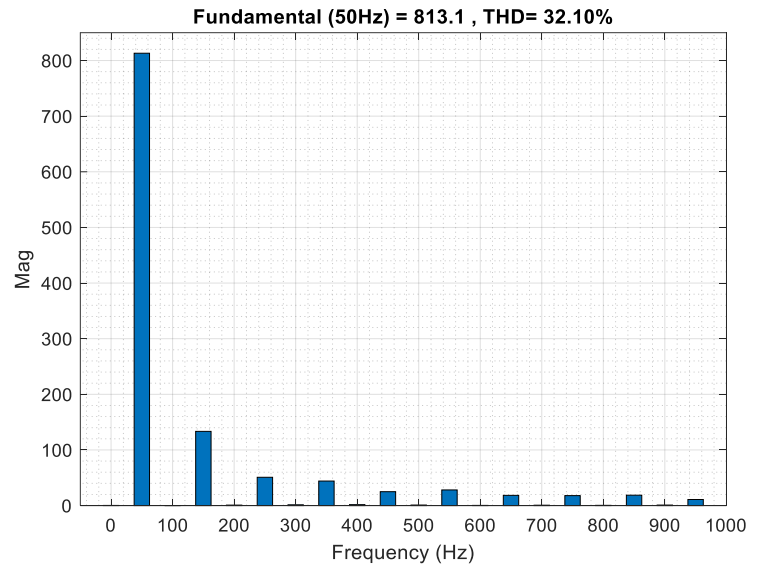


Fig. 6.12 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

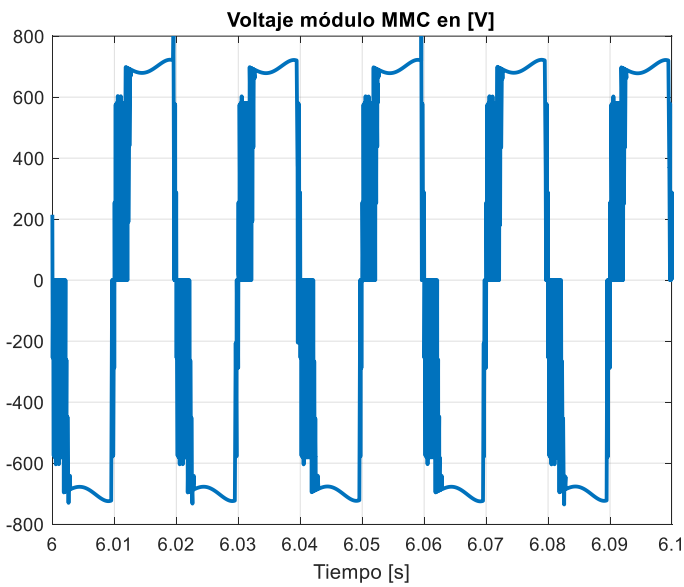


Fig. 6.13 Voltaje alterno módulo MMC para $t > 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

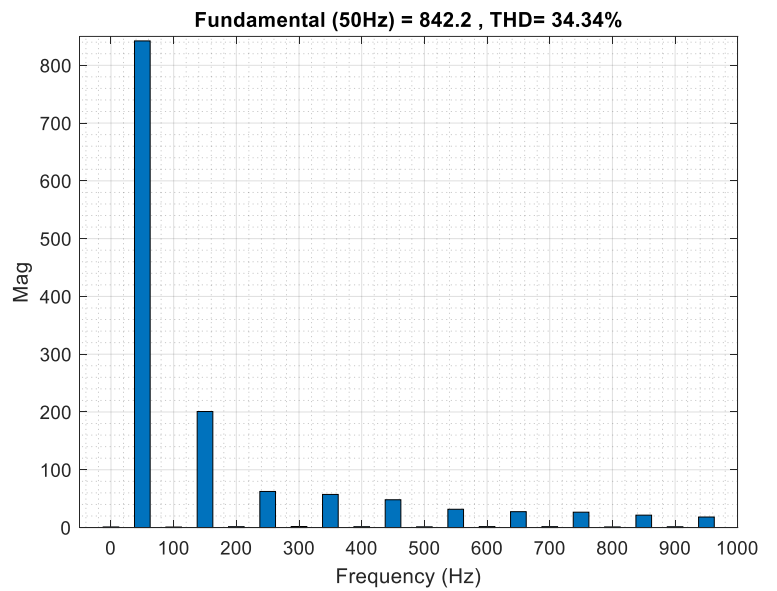


Fig. 6.14 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

Las figuras 6.15 y 6.16 muestran los índices de modulación alternos para $t < 5$ [s] y $t > 5$ [s] respectivamente.

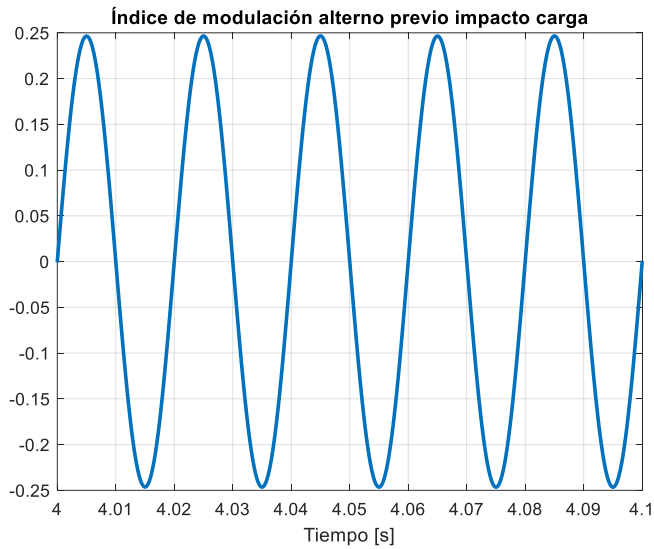


Fig. 6.15 Índice de modulación alterno para $t < 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

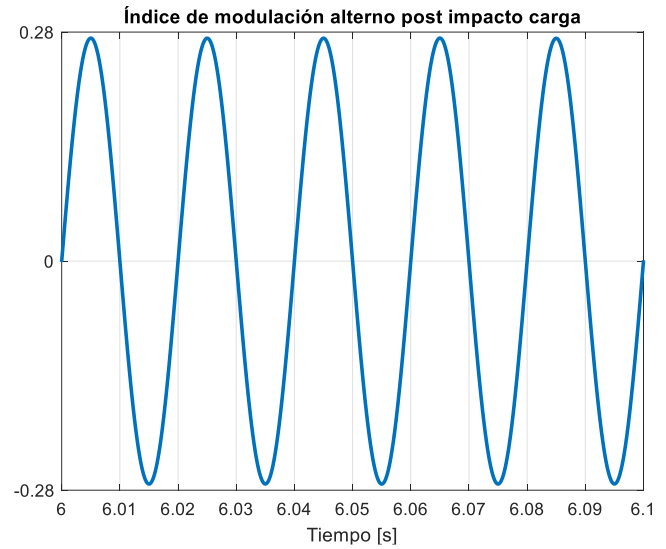


Fig. 6.16 Índice de modulación alterno para $t > 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

En el capítulo VII de conclusiones se presentarán soluciones para mitigar en mayor medida los armónicos presentes en la corriente y voltaje que entrega el módulo MMC; para así lograr mejorar la calidad del sistema en cuanto a transmisión de energía.

La figura 6.17 muestra el voltaje en la carga, el cual coincide con los 700 [V] planteados en la premisa de topologías parciales; específicamente la IPOP.

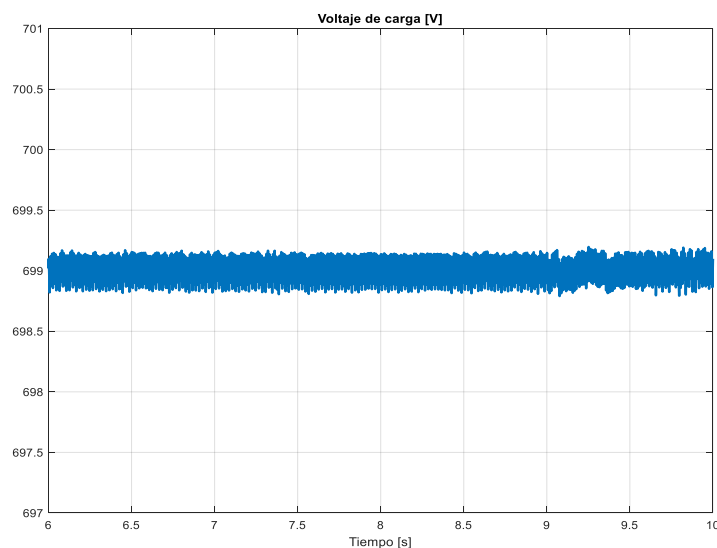


Fig. 6.17 Voltaje en la carga.
Fuente: Elaboración propia.

Como se mencionó al comienzo del presente capítulo, a los 9 segundos de simulación se impone un cambio de referencia en el voltaje de entrada del módulo MMC (en su condensador) para demostrar la cargabilidad de las baterías presentes en su estructura. Este cambio de referencia se muestra en la figura 6.18.

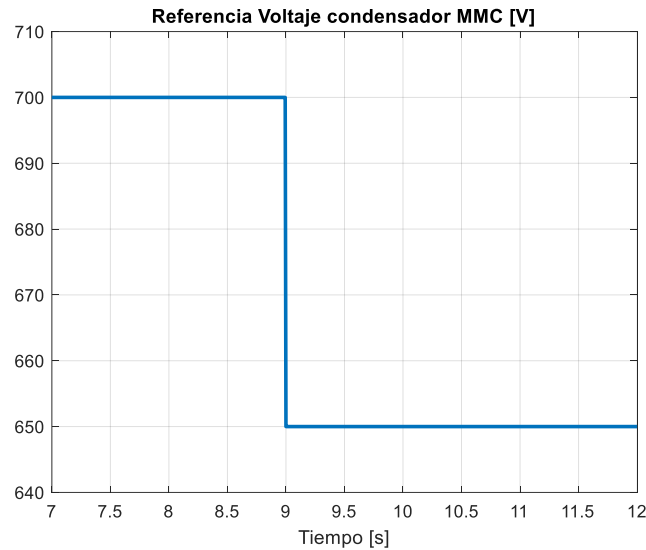


Fig. 6.18 Referencia de Voltaje MMC (condensador de entrada).
Fuente: Elaboración propia.

El voltaje resultante producto del cambio de referencia y su índice de modulación continuo asociado se muestran en las figuras 6.19 y 6.20 respectivamente.

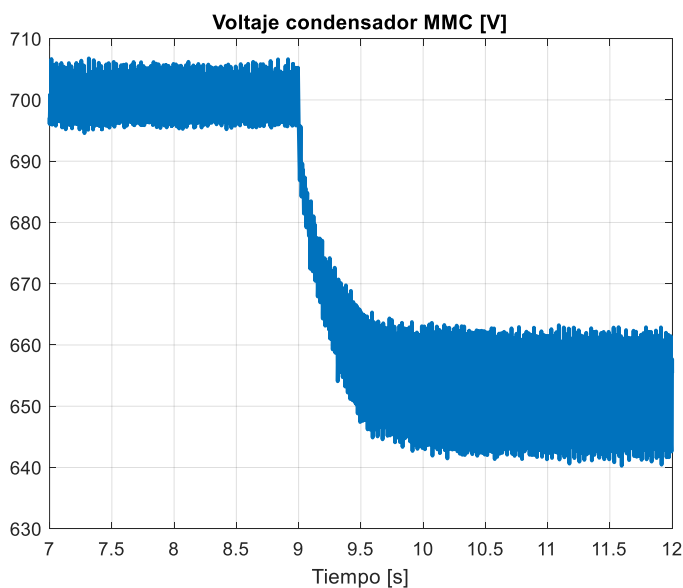


Fig. 6.19 Voltaje entrada MMC.
Fuente: Elaboración propia.

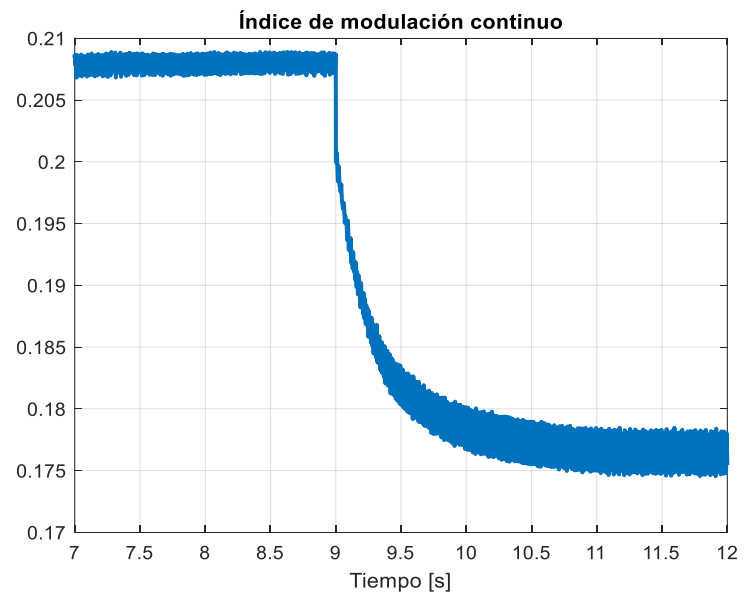


Fig. 6.20 Índice de modulación continuo m_c .
Fuente: Elaboración propia.

Producto del cambio de referencia a la baja en el voltaje de entrada al módulo MMC, se produce una disminución el índice de modulación continuo. Esto siguiendo la ecuación 5.12 y la relación de proporcionalidad entre ambas variables. Cabe notar que, a medida que el requerimiento de voltaje disminuye (magnitud de la referencia) éste tiende a aumentar su rizado en la señal resultante; esto es, debido a que el índice de modulación continuo también disminuirá y provocará que ocurra una menor cantidad de conmutaciones; distorsionando así la forma de onda. Específicamente en el capítulo VII de conclusiones, se propone una solución para mitigar esta problemática.

El voltaje del condensador MMC presente en la figura 6.19 para $t < 9$ [s], ha sido fijado en 700 [V] para crear un flujo de corriente igual a cero entre el condensador del módulo MMC y la fuente de entrada al sistema (véase figura 5.5 como referencia); recordando que ésta última también cuenta con un voltaje igual a 700 [V]. La igualación de ambos voltajes, dará lugar a que no fluya corriente desde la fuente de entrada al sistema hacia el módulo MMC; esto se aprecia en la figura 6.21.

Para el caso $t > 9$ [s], se impone un voltaje de 650 [V] con el objetivo de crear un flujo de corriente proveniente desde la fuente de entrada al sistema hacia el módulo MMC y así cargar las baterías contenidas en cada módulo puente H de su estructura. Específicamente, la corriente de carga será de 50 [A] debido a que la resistencia de entrada al módulo MMC se encuentra normalizada en 1 [Ω]. Esto hará que los 50 [V] de diferencia entre el condensador del módulo MMC y la fuente de entrada al sistema, recaigan sobre dicha resistencia y provoque un flujo de corriente hacia las baterías con la magnitud ya descrita; esto se aprecia en la figura 6.21. Adicionalmente, en la figura 6.22 se aprecia la carga exitosa de las baterías producto de imponer este flujo de corriente.

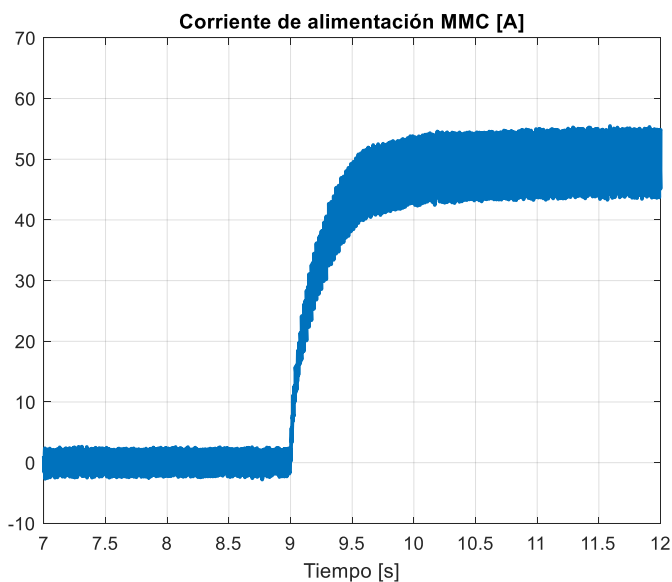


Fig. 6.21 Corriente de entrada al módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

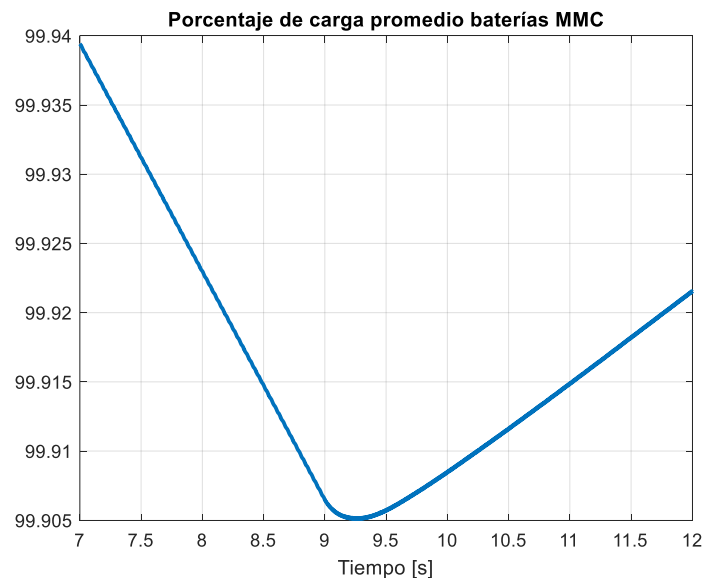


Fig. 6.22 Porcentaje de carga promedio baterías MMC.
Fuente: Elaboración propia.

Para corroborar la operación de esta topología en régimen nominal de operación (85-95% de su carga), se fija un cambio en el voltaje proveniente de las baterías del módulo MMC en $V_{bat} = 233.333 [V]$ ($700/3$) y un cambio en la carga del sistema igual a $R_o = 10 [\Omega]$. Por lo demás, los parámetros del sistema permanecen inalterables como dicta la tabla 6.1.

Repitiendo el análisis del escenario anterior de simulación, la figura 6.23 plantea la distribución de corrientes dentro de la topología.

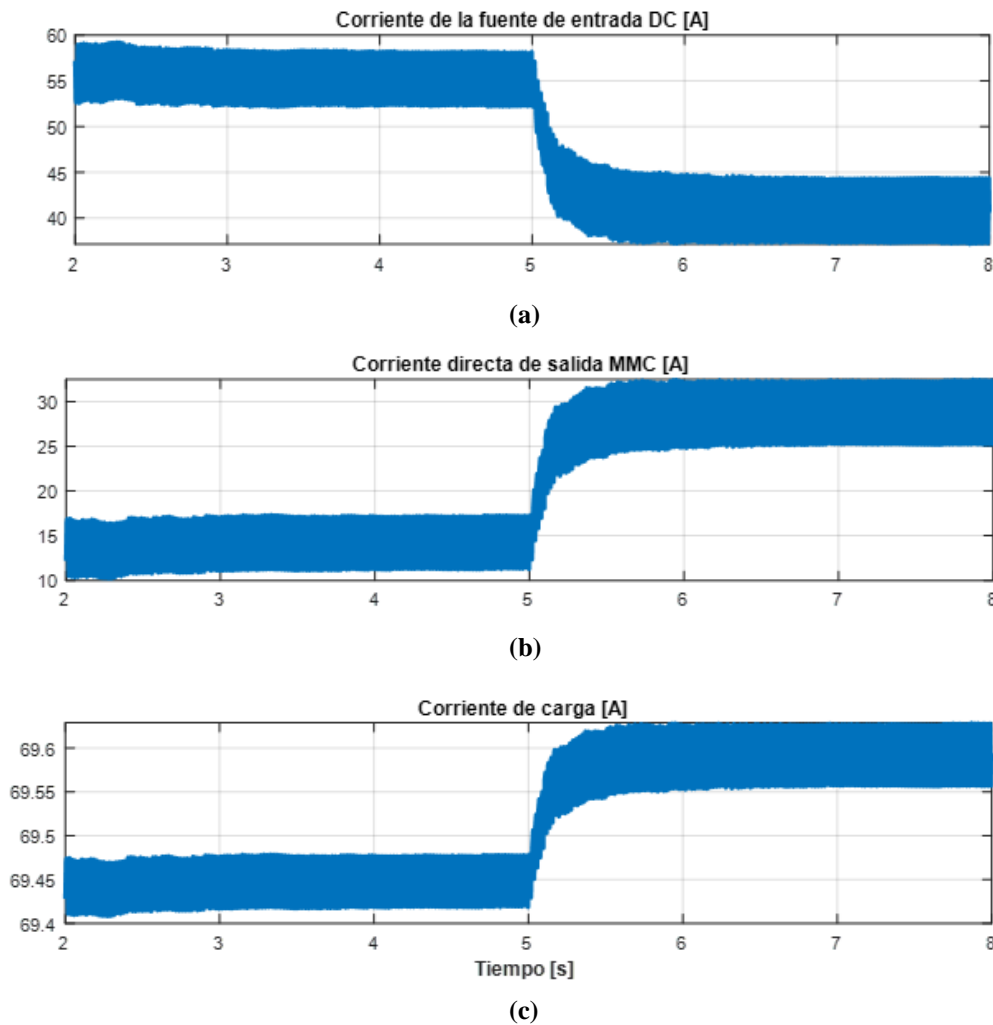


Fig. 6.23 Distribución de corrientes en la topología.

(a) Corriente proveniente del módulo MMC; (b) Corriente desde la fuente de entrada; (c) Corriente de la carga.

Fuente: Elaboración propia.

La ecuación 6.1 es utilizada para calcular la corriente demandada por la carga, esta es, $70 [A]$. Lo anterior es corroborado con la figura 6.23. La distribución de corrientes dentro de la topología se

determina a partir de la referencia impuesta para el control de corriente continua proveniente del rectificador del módulo MMC, esta es apreciable en la figura 6.24.

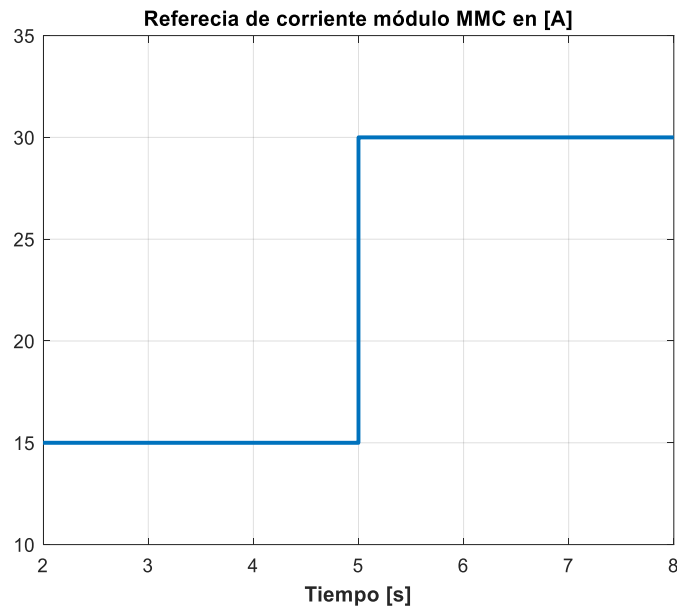


Fig. 6.24 Referencia de corriente MMC (salida rectificador).
Fuente: Elaboración propia.

Al igual que en el escenario de simulación anterior, a los 5 segundos de simulación se realiza un impacto de carga desde el punto de vista del módulo MMC, donde la potencia demandada al convertidor se calcula nuevamente con la ecuación 6.3. Al igual que en el caso anterior, el voltaje de salida del convertidor es igual a 700 [V] (conexión IPOP) y la distribución de corrientes es mostrada en la figura 6.23. Entonces, para $t < 5$ [s] la distribución de potencias se calcula como sigue:

$$W_{MMC} = 700 \cdot 15 = 10.5 \text{ [kW]}$$

$$W_{directa} = 700 \cdot 55 = 38.5 \text{ [kW]}$$

De igual manera, para $t > 5$ [s]:

$$W_{MMC} = 700 \cdot 30 = 21 \text{ [kW]}$$

$$W_{directa} = 700 \cdot 40 = 28 \text{ [kW]}$$

La potencia demandada por la carga es equivalente a $W_{carga} = 49 [kW]$, la figura 6.25 corrobora la distribución de potencias dentro de la topología calculadas anteriormente. Mientras que la figura 6.26 muestra la distribución de potencias de manera porcentual.

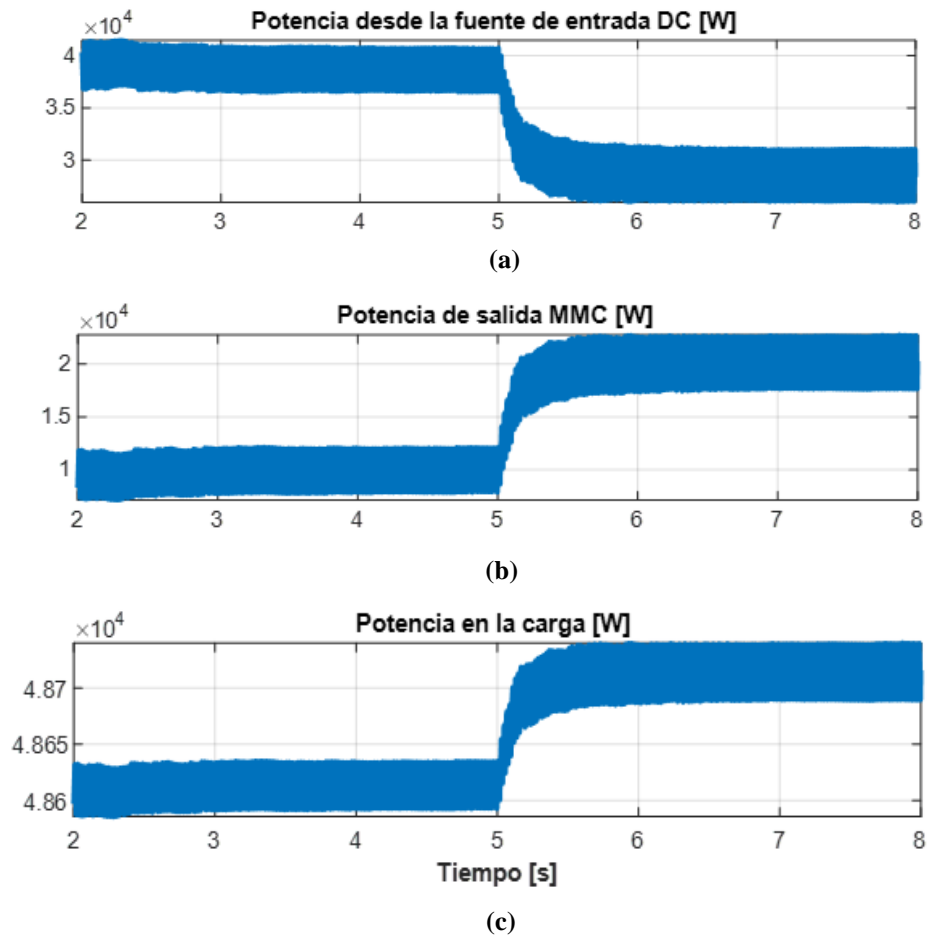


Fig. 6.25 Distribución de potencias en la topología.

(a) Potencia proveniente del módulo MMC; (b) Potencia desde la fuente de entrada; (c) Potencia de la carga.

Fuente: Elaboración propia.

A partir de la figura 6.23 y la ecuación 4.3, el ratio de parcialidad para $t < 5$ [s] es equivalente a $K = 0.214$. Luego para $t > 5$ [s] el ratio de parcialidad es equivalente a $K = 0.428$, la figura 6.26 corrobora los resultados expuestos.

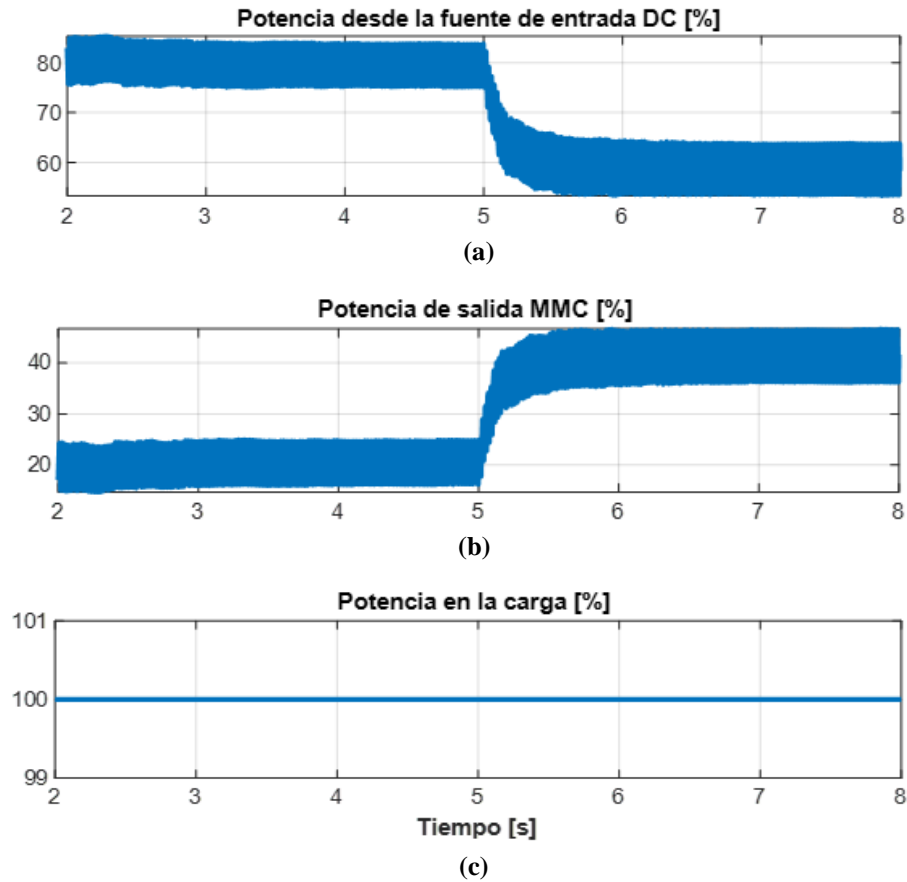


Fig. 6.26 Distribución porcentual de potencias en la topología.

(a) Potencia proveniente del módulo MMC; (b) Potencia desde la fuente de entrada; (c) Potencia de la carga.

Fuente: Elaboración propia.

Las figuras 6.27 y 6.29 muestran las corrientes de salida del módulo MMC previas a ser rectificadas para $t < 5$ [s] y $t > 5$ [s] respectivamente.

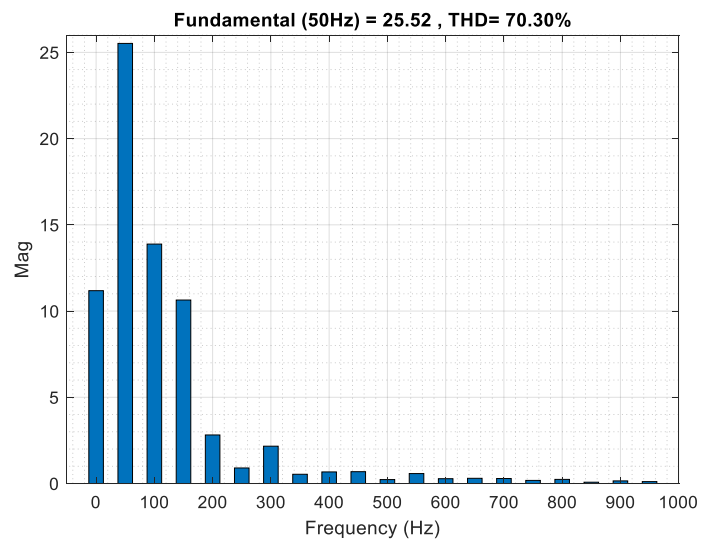
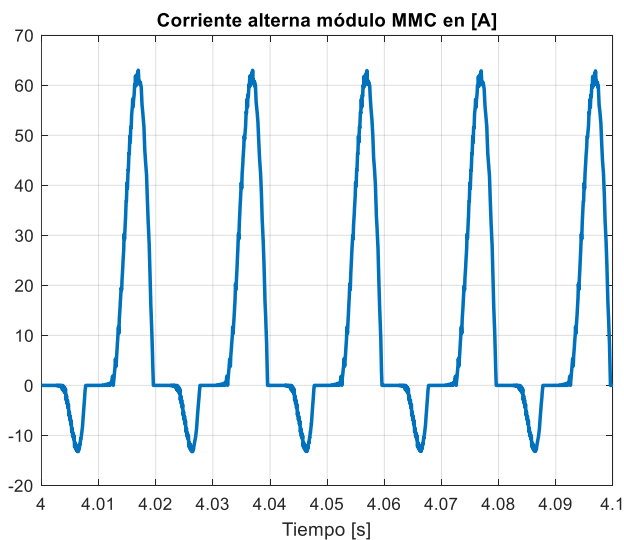


Fig. 6.27 Corriente alterna módulo MMC para $t < 5$ [s].

Fuente: Elaboración propia.

Fig. 6.28 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC.

Fuente: Elaboración propia.

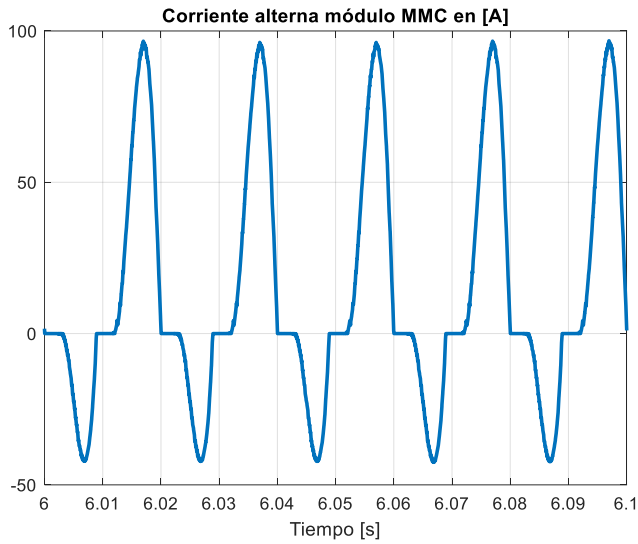


Fig. 6.29 Corriente alterna módulo MMC para $t > 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

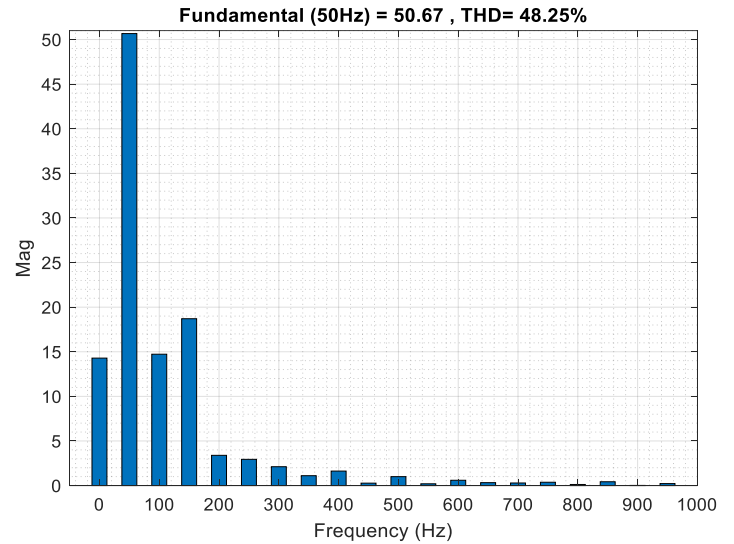


Fig. 6.30 Espectro armónico corriente alterna módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

Adicionalmente, en las figuras 6.31 y 6.33 se muestran los voltajes correspondientes a la salida del módulo MMC para $t < 5$ [s] y $t > 5$ [s] respectivamente.

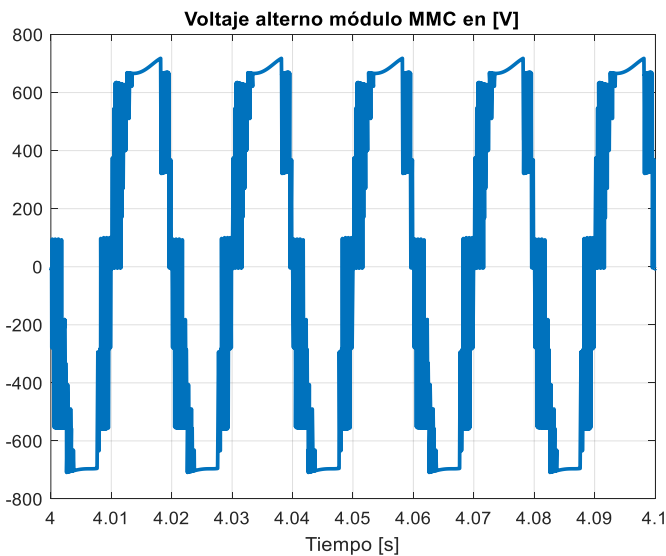


Fig. 6.31 Voltaje alterno módulo MMC para $t < 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

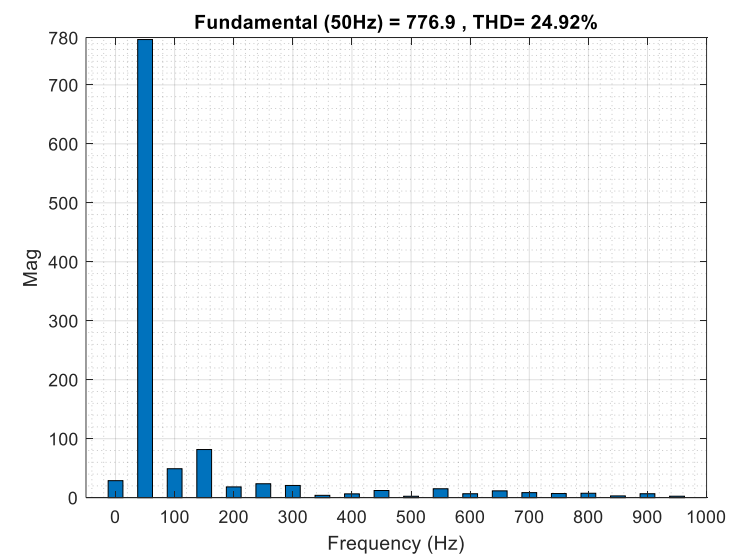


Fig. 6.32 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

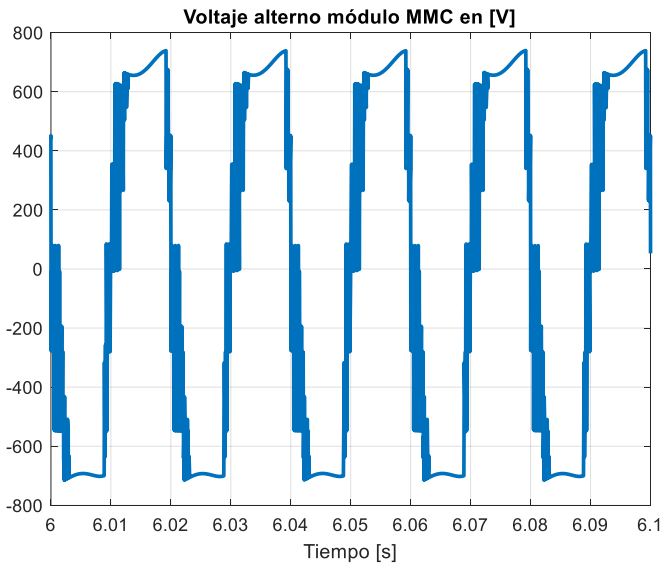


Fig. 6.33 Voltaje alterno módulo MMC para $t > 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

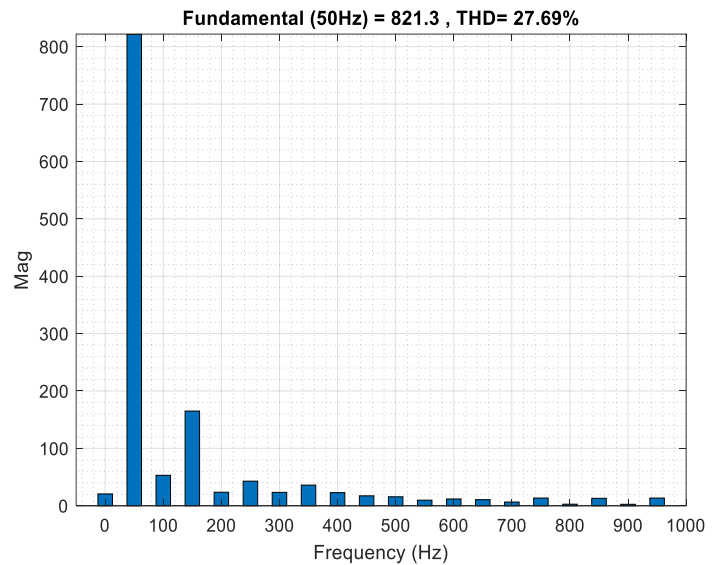


Fig. 6.34 Espectro armónico voltaje alterno módulo MMC.
Fuente: Elaboración propia.

Al comparar las señales de corriente entre los distintos escenarios de simulación, puede notarse el reciente escenario de simulación presenta corrientes con un contenido mayor de THD, difiriendo más así de una señal senoidal perfecta. Esto se debe precisamente a la reducción en magnitud de los voltajes alternos de salida del módulo MMC producto de reducir el voltaje en las baterías (compárese figuras 6.32 y 6.12), que luego de ser rectificadas son comparados con el voltaje del capacitor perteneciente a la etapa de filtrado (la figura 6.35 plantea lo anteriormente mencionado). En el instante que el voltaje rectificado es mayor al voltaje del condensador, se impondrá un flujo de corriente hacia la carga que se verá reflejado en la señal alterna, si el voltaje del condensador es mayor al voltaje rectificado, no habrá flujo de corriente debido a que el puente rectificador está compuesto por diodos y éstos son unidireccionales, por lo tanto, no admiten un flujo de corriente inverso.

A diferencia de la corriente, el voltaje alterno proveniente del módulo MMC mejora su calidad en la forma de onda y consigue una baja en su THD (compárese figuras 6.32 y 6.12) incorporando una mayor cantidad de niveles en su señal. Esto se debe a que se planteó un escenario de simulación donde se opera con un índice de modulación cercano al máximo posible (80-100%). Esto es verificado con las figuras 6.35, 6.36 y 6.37.

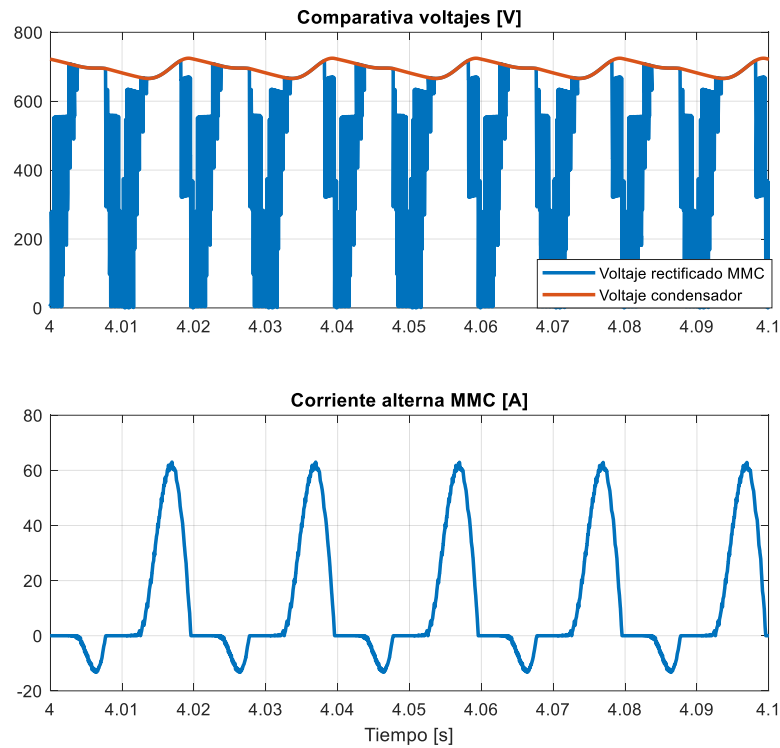


Fig. 6.35 Comparativa de voltajes.
Fuente: Elaboración propia.

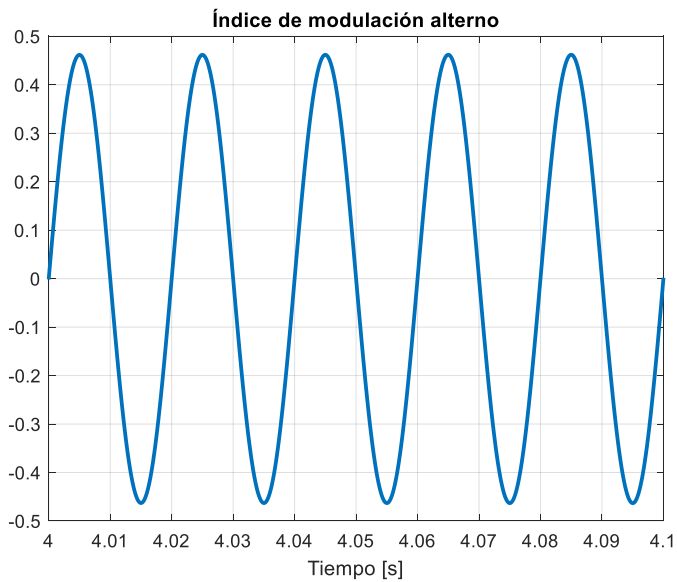


Fig. 6.36 Índice de modulación alterno para $t < 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

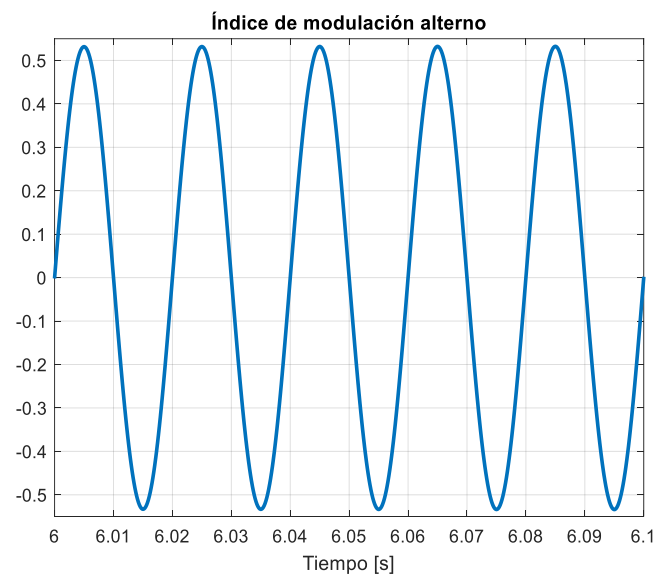


Fig. 6.37 Índice de modulación alterno para $t > 5$ [s].
Fuente: Elaboración propia.

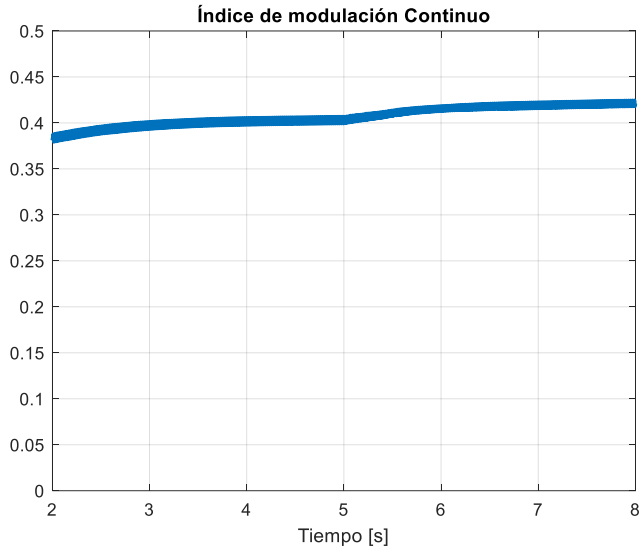


Fig. 6.38 Índice de modulación continuo m_c .
Fuente: Elaboración propia.

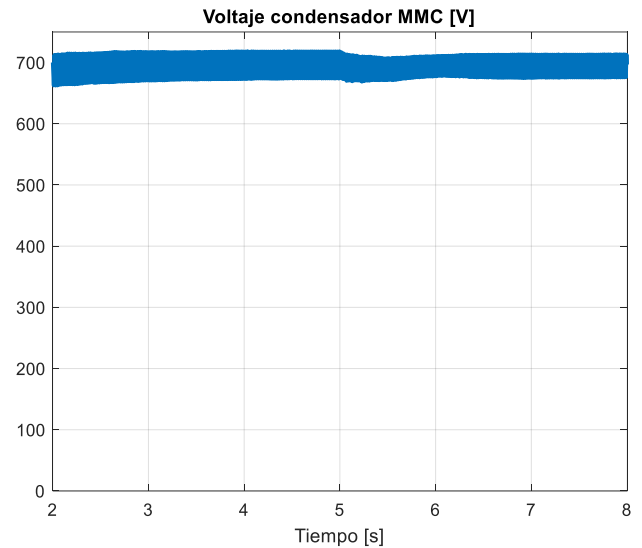


Fig. 6.39 Voltaje entrada MMC.
Fuente: Elaboración propia.

La ecuación 5.17 muestra la composición de la señal moduladora, el índice de modulación total para este escenario de modulación es calculado a partir de la suma de los índices de modulación continuo (figura 6.37) y alternos (figuras 6.35 y 6.36 para $t < 5$ [s] y $t > 5$ [s] respectivamente). Para el caso de $t < 5$ [s], el índice de modulación total es igual a 0.85 (85% de la capacidad total). Mientras que para el caso de $t > 5$ [s], el índice de modulación total es igual a 0.94 (94% de la capacidad total).

Los cálculos anteriores demuestran que el sistema se encuentra operando en un régimen nominal de operación, dejando un margen de capacidad adicional para posibles impactos de carga de un 5-6% de la capacidad total del convertidor.

La figura 6.38 muestra el voltaje de entrada al módulo MMC donde este se mantiene 700 [V], por lo que no existirá un flujo de corriente entre la fuente de entrada al sistema. Esto implica que las baterías no se cargarán y que parte de la energía total demandada por la carga (ratio de parcialidad calculado previamente) será provista por ésta, destacando así el concepto de parcialidad.

Capítulo 7. Conclusiones

7.1. Sumario

Se realizó el análisis matemático, técnico, teórico del convertidor DC-DC parcial basado en topología MMC monofásica. Adicionalmente, se simula éste obteniendo los resultados ya mostrados en el capítulo anterior.

7.2. Conclusiones

La modelación y simulación del convertidor DC-DC parcial a partir de la topología MMC monofásico propuesto en la presente memoria fue llevada a cabo con éxito, pues se demostró que es posible lograr un control desacoplado entre la corriente de salida que ofrezca el módulo MMC y la corriente de alimentación hacia las baterías del mismo. Esto ocurre gracias a la flexibilidad inherente de la topología al ofrecer dos índices de modulación independientes entre sí (alterno y continuo); logrando así controlar una variable distinta por cada índice ya mencionado.

Gracias a lo anteriormente expuesto, es factible implementar esta topología para la problemática expuesta en el capítulo I relativa a la carga de vehículos eléctricos y sus potenciales efectos en los sistemas de distribución. De modo que, se cuenta con un sistema de interconexión basado en topología MMC capaz de asumir la demanda energética de una determinada carga en lugar de la red de carga para vehículos eléctricos; de esta manera, dicha red no percibirá los efectos o la presencia de una eventual sobrecarga, sino que lo hará el módulo de interconexión en su lugar. Logrando así, preservar la vida útil de los componentes (transformadores, protecciones, unidades refrigerantes, aisladores, postes de carga y todo elemento adicional que sea afectado por temperaturas altas) presentes en las estaciones de carga de vehículos eléctricos a través de una correcta operación en carga y temperatura.

Al contar con un sistema de interconexión compuesto por baterías, es posible gestionar la carga de éstas en el momento de menor uso de la red de distribución, es decir, cuando la demanda energética se sitúe en el punto más bajo. De manera contraria, en caso de contar con un déficit energético por parte de la red de carga, las baterías que fueron previamente cargadas serán capaces de devolver esta energía hacia la red corrigiendo este déficit (aplicación BESS).

Gracias a la característica ya mencionada de la modularidad con la que cuenta la tecnología MMC se puede reducir el THD en las señales de voltaje que éste ofrece; pues al instalar una mayor cantidad de módulos puente H en cascada por cada rama del módulo MMC en conjunto con la técnica de modulación descrita en el capítulo V se producirá un mayor número de niveles en la señal de voltaje, específicamente siguiendo la regla $2K - 1$ [9], donde K es la cantidad de módulos puente H por cada rama del convertidor. Particularmente para el caso de esta memoria, el convertidor planteado es capaz de entregar hasta 5 niveles de voltajes en su salida (el valor de K se entrega en la tabla 6.1), esto último si y solo si se operase con un índice de modulación más alto que el ya utilizado (para el presente caso se aprecian 3 niveles de voltaje en la figura 6.11 o 6.13).

Para controlar el flujo de corriente de alimentación hacia las baterías del módulo MMC, se explicó que es necesario fijar una referencia de voltaje en el condensador de entrada presente en la topología. A medida que esta referencia de voltaje decrece, el índice de modulación continuo y la calidad de la forma de onda también lo harán. Para prevenir esta externalidad, lo óptimo es escoger un valor de voltaje para la fuente de entrada al sistema similar o igual al voltaje conjunto de las baterías en una rama del convertidor. Esto provocará que el índice de modulación continuo tienda al valor de 0.5 mitigando así los problemas de rizado en la señal de voltaje para el condensador de entrada al módulo MMC.

Adicionalmente, se mostró un segundo escenario de simulación donde el convertidor se encuentra trabajando en su régimen nominal de operación (80-95% de su capacidad de respuesta total). Al hacer la comparativa entre ambos escenarios, se da cuenta de que al trabajar bajo índices de modulación continuos más altos (segundo caso) la señal de corriente alterna hacia el rectificador aumenta su THD en comparación a trabajar con un índice de modulación continuo más bajos (primer caso), no así el voltaje alterno que ofrece el módulo MMC cuyo THD disminuye mientras el índice de modulación continuo tienda 0.5, pues así las ramas del convertidor operarán con una mayor simetría y éste será capaz de mostrar la máxima cantidad de niveles posibles (5 niveles) en su señal de voltaje con la cantidad de módulos dispuestos por rama. Mientras que a mayor índice de modulación alterno el THD en la corriente tenderá a disminuir, como ocurrió tras los impactos de carga en ambos escenarios de simulación.

7.3. Trabajos futuros

Realizar un estudio a mayor escala de este sistema, con una modularidad elevada (mayor a 10 veces la utilizada en esta memoria) y una mayor demanda de potencia (mayor velocidad de carga para el vehículo eléctrico).

Eventualmente, cuando el sistema se encuentre estudiado bajo circunstancias adecuadas a los requerimientos del usuario, se deberá proceder a su implementación física.

Bibliografía

- [1] "IEEE Guide for Loading Mineral-Oil-Immersed Transformers," in *IEEE Std C57.91-1995*, vol., no., pp.i-, 1996, doi: 10.1109/IEEESTD.1996.79665.
- [2] S. Rivera *et al.*, "Partial-Power Converter Topology of Type II for Efficient Electric Vehicle Fast Charging," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7839-7848, Dec. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3117910.
- [3] A. Yadav, S. N. Singh and S. P. Das, "Modular multi-level converter topologies: Present status and key challenges," 2017 4th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics (UPCON), Mathura, India, 2017, pp. 280-288, doi: 10.1109/UPCON.2017.8251061.
- [4] M. A. Perez, J. Rodriguez, E. J. Fuentes and F. Kammerer, "Predictive Control of AC–AC Modular Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2832-2839, July 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2159349.
- [5] S. Rivera, S. Kouro, S. Vazquez, S. M. Goetz, R. Lizana and E. Romero-Cadaval, "Electric Vehicle Charging Infrastructure: From Grid to Battery," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 37-51, June 2021, doi: 10.1109/MIE.2020.3039039.
- [6] Héctor Jacob Ferreira Estrada, "Convertidor de potencia parcial bidireccional para sistema de almacenamiento híbrido de vehículo eléctrico", *Habilitación Profesional, Ingeniero Civil Electrónico*, Junio 2021, Universidad técnica Federico Santa María.
- [7] J. W. Zapata, S. Kouro, M. Aguirre and T. Meynard, "Model predictive control of interleaved dc-dc stage for photovoltaic microconverters," *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, Japan, 2015, pp. 004311-004316, doi: 10.1109/IECON.2015.7392771.

- [8] G. S. A. Thankachy and Shiny G., "Phase Shifted Carrier Modulation technique for Modular Multilevel Inverter," *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, India, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES.2016.7914340.
- [9] A. Gaikwad and P. A. Arbune, "Study of cascaded H-Bridge multilevel inverter," *2016 International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques (ICACDOT)*, Pune, India, 2016, pp. 179-182, doi: 10.1109/ICACDOT.2016.7877574.

Anexo A. Pérdida de vida útil en un transformador

De la ecuación 1.1, se tenía la siguiente relación de pérdida de porcentaje de vida útil en función del factor de envejecimiento para un determinado periodo de tiempo:

$$\% \text{ Pérdida de vida útil} = \frac{F_{EQA} \cdot t}{V_{\text{útil}}} \cdot 100\% \quad (\text{A.1})$$

Donde,

$V_{\text{útil}}$: Vida útil en operación nominal,

F_{EQA} : Factor de envejecimiento para un determinado periodo total de tiempo, y

t : Tiempo total.

A su vez, el término F_{EQA} de la ecuación (1.1) se define como:

$$F_{EQA} = \frac{\sum_{n=1}^N F_{AA_n} \cdot \Delta t_n}{\sum_{n=1}^N \Delta t_n} \quad (\text{A.2})$$

Donde,

F_{AA_n} : Factor de envejecimiento para un intervalo de tiempo, e

Δt_n : Intervalo de tiempo.

Para el cálculo de F_{AA_n} , es utilizada la siguiente expresión:

$$F_{AA} = e^{\left(\frac{1500}{383} - \frac{1500}{\theta_H + 273}\right)} \quad (\text{A.3})$$

Donde,

θ_H : Temperatura más alta del devanado del transformador, °C.

Para relacionar la carga del transformador a su temperatura, es necesario desarrollar el término θ_H de la siguiente manera:

$$\theta_H = \theta_A + \Delta\theta_{TO} + \Delta\theta_H \quad (\text{A.4})$$

Donde,

θ_A : Temperatura ambiente durante el ciclo de carga, °C,

$\Delta\theta_{TO}$: Incremento de temperatura en el aceite aislante del transformador por sobre la temperatura ambiente, °C, y

$\Delta\theta_H$: Incremento de temperatura en el punto más caliente del transformador con respecto a la temperatura del aceite aislante, °C.

Específicamente, el término $\Delta\theta_{TO}$ relaciona de manera directa a través de sus términos la relación entre carga y temperatura de un transformador, este último se calcula como sigue:

$$\Delta\theta_{TO} = (\Delta\theta_{TO,U} - \Delta\theta_{TO,i}) \left(1 - e^{-\frac{1}{\tau_{TO}}} \right) + \Delta\theta_{TO,i} \quad (A.5)$$

Donde,

τ_{TO} : Constante de tiempo del aceite en el transformador para cualquier carga,

$\Delta\theta_{TO,U}$: Incremento final de temperatura en el aceite aislante del transformador por sobre la temperatura ambiente, °C, y

$\Delta\theta_{TO,i}$: Incremento inicial de temperatura en el punto más caliente del transformador con respecto a la temperatura del aceite aislante, °C.

Los términos $\Delta\theta_{TO,U}$ y $\Delta\theta_{TO,i}$ finalmente, relacionan el nivel de carga y la temperatura dentro de un transformador, de la siguiente manera:

$$\Delta\theta_{TO,U} = \Delta\theta_{TO,R} \left[\frac{(K_U^2 \cdot R + 1)}{(R + 1)} \right]^n \quad (A.6)$$

$$\Delta\theta_{TO,i} = \Delta\theta_{TO,R} \left[\frac{(K_I^2 \cdot R + 1)}{(R + 1)} \right]^n \quad (A.7)$$

Donde,

R : Cociente entre la pérdida de potencia a carga nominal y la pérdida de potencia sin carga,

$\Delta\theta_{TO,R}$: Incremento de temperatura en el aceite aislante del transformador por sobre la temperatura ambiente a carga nominal, °C,

K_i : Carga inicial del sistema (por unidad),

K_U : Carga final del sistema (por unidad), y

n : Exponente determinado empíricamente que mide la variación entre $\Delta\theta_{TO}$ cuando existen cambios en la carga.

Finalmente, con las constantes K_i y K_U de las ecuaciones A.7 y A.6 respectivamente, se demuestra que la carga si incide de manera directa en la temperatura de operación del transformador. Por ende, corresponden a factores que arruinan la vida útil de dicho elemento; requiriendo así una solución a esta problemática como la ya expuesta en esta memoria.