

# UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE MEDIO AMBIENTE Y ENERGÍA



# UCSC

## Análisis de MMSPC para configuraciones en HVDC

Hans Giovanni Bahamonde Ilabaca

Informe de Habilitación Profesional para optar al título de:

**Ingeniero Civil Eléctrico**

**Profesor Patrocinante:**

Dr. Ricardo A. Lizana F.

**Profesores Guía:**

Dr. Eduardo E. Espinosa N.

M.Sc. Ricardo I. León C.

Concepción, julio (2019)

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Medio Ambiente y Energía

Profesor Patrocinante:  
Dr. Ricardo A. Lizana F.

# Análisis de MMSPC para configuraciones en HVDC

Hans Giovanni Bahamonde Ilabaca

Informe de Habilitación Profesional  
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Julio, 2019.

## Resumen

Durante los últimos años, debido al gran avance en la tecnología y el desarrollo de la electrónica de potencia, la transmisión en HVDC ha tomado un gran interés del sector industrial debido a los múltiples beneficios en comparación a la transmisión en HVAC tales como; menores pérdidas en las líneas de transmisión, no requiere compensación de reactivos, la distancia de transmisión no se ve limitada por problemas de estabilidad, a distancias mayores de 600 [km] los costos de transmisión (aérea) son menores, entre otros.

Para realizar la transmisión en HVDC es necesario un convertidor multinivel apropiado que permita la conversión AC/DC y DC/AC, comercialmente la empresa Siemens ofrece HVDC Plus, el cual basa su tecnología en la topología de un convertidor modular multinivel (MMC), brindando una arquitectura del convertidor de forma modular, una alta escalabilidad, una gran calidad en las formas de onda de salida, entre otros. Por otro lado, la desventaja del MMC es la complejidad relacionada a la estrategia de control, ya que se deben abordar múltiples objetivos de manera simultánea, tales como; control de la corriente circulante, control de la corriente alterna y control sobre la corriente continua, con el fin de mantener una operación óptima y estable.

Debido a lo anterior, ha aumentado el interés de parte de la academia en desarrollar nuevas topologías que permitan mejorar continuamente la operación en términos de simplicidad del convertidor, dentro de las cuales destaca el desarrollo de celdas MMSPC, las que permiten realizar conexiones serie y paralelo entre elementos adyacentes permitiendo una operación estable y considerablemente más sencilla en comparación al MMC tradicional sin la necesidad de realizar una estrategia de control para lograr dicho objetivo.

En este documento se presenta el estudio y simulación de la topología clásica del MMC, basando sus fundamentos en modelos matemáticos brindados por la academia, destacando los beneficios y desafíos de la operación del convertidor orientado en aplicaciones de HVDC. Posteriormente se analiza la topología y simulación del MMC basado en celdas MMSPC, en donde se consiguen múltiples beneficios, entre los cuales destaca una operación estable, robusta y considerablemente más sencilla en comparación al caso anterior. Finalizando con la presentación de distintas topologías extras basadas en celdas MMSPC junto con las simulaciones correspondientes y resultados experimentales de una topología extra específica.

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

## Agradecimientos

En primer lugar agradecer a mi familia que me ha brindado el apoyo durante mis años de estudio, principalmente a mi madre, mi padre, mis hermanas, sobrinas y mi pareja que han sido un pilar fundamental en mi motivación de superación tanto personal como profesionalmente.

Agradecer a mis amigos de la vida y universidad por tener el privilegio de contar con su compañía, confianza y momentos gratos que serán recordados con aprecio, los que sin duda no serán los últimos.

Finalmente quiero agradecer al cuerpo docente de Ingeniería Civil Eléctrica de la Universidad Católica de la Santísima Concepción que me han brindado las herramientas y conocimientos necesarios para mi desarrollo profesional. Especial mención para mi profesor patrocinante Ricardo Lizana Fuentes, por darme a conocer el mundo de la investigación y los desafíos que conlleva, por su disposición a la hora de resolver dudas, debatir procedimientos y resultados obtenidos, entregándome una visión distinta a la hora de abordar problemas y nuevos desafíos. También quiero agradecer a mis profesores guías, Ricardo León y Eduardo Espinosa Neira, quien me brindó mi primer acercamiento al mundo de la electrónica de potencia y además destacar su visión de pulcritud y formalidad a la hora de redactar y componen un informe profesional, lo cual será una gran herramienta para mi etapa laboral.

# Tabla de Contenidos

NOMENCLATURA.....	X
ABREVIACIONES.....	XI
<b>1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
<b>2. REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>2</b>
2.1. INTRODUCCIÓN.....	2
2.2. TRABAJOS PREVIOS.....	2
2.2.1 <i>Revisión bibliográfica.....</i>	2
2.3. DISCUSIÓN.....	6
<b>3. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.....</b>	<b>7</b>
3.1. INTRODUCCIÓN.....	7
3.2. HIPÓTESIS DE TRABAJO.....	7
3.3. OBJETIVOS.....	7
3.3.1 <i>Objetivo General.....</i>	7
3.3.2 <i>Objetivos Específicos.....</i>	7
3.4. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	8
3.5. METODOLOGÍA.....	8
<b>4. TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL.....</b>	<b>9</b>
4.1. INTRODUCCIÓN.....	9
4.1.1 <i>Arquitectura del MMC.....</i>	10
4.1.2 <i>Celda medio Puente (Half-Bridge).....</i>	11
4.1.3 <i>Celda puente H (Full-Bridge).....</i>	12
4.1.4 <i>Complejidad asociada al MMC.....</i>	15
4.1.5 <i>Modelos asociados al MMC.....</i>	16
4.1.6 <i>Modelo de corriente de entrada.....</i>	19
4.1.7 <i>Modelo de corriente de salida.....</i>	20
4.1.8 <i>Modelo de corriente circulante.....</i>	21
4.1.9 <i>Modulación a implementar.....</i>	22
4.2. ESTRATEGIA DE CONTROL DEL MMC.....	25
4.2.1 <i>Esquema de control de la corriente alterna.....</i>	26
4.2.2 <i>Sintonización del controlador PI para el índice de modulación alterno.....</i>	27
4.2.3 <i>Esquema de control de la corriente circulante.....</i>	31
4.2.4 <i>Sintonización de PI para el índice de corrientes circulantes.....</i>	32
4.2.5 <i>Índice de modulación del MMC.....</i>	36
4.3. SIMULACIÓN DEL MMC APLICANDO EL CONTROL PROPUESTO.....	37
<b>5. INTRODUCCIÓN DE LA TOPOLOGÍA MMSPC.....</b>	<b>44</b>
5.1. MODULACIÓN PARA UNA RAMA MMSPC.....	45
5.2. SIMULACIÓN DE RAMA MMSPC.....	48
5.3. CONSIDERACIONES SOBRE LA TOPOLOGÍA MMSPC.....	50
5.4. SIMULACIÓN DE MMC BASADO EN CELDAS MMSPC.....	51
<b>6. TOPOLOGÍAS EXTRAS CON CELDAS MMSPC.....</b>	<b>57</b>
6.1. INTRODUCCIÓN.....	57
6.2. MMSPC CON CONEXIÓN EN PARALELO ENTRE RAMAS DE DISTINTAS FASES.....	57
6.3. MODULACIÓN DE MMSPC CON CONEXIÓN EN PARALELO ENTRE RAMAS DE DISTINTAS FASES.....	59
6.4. MMSPC CON ESTADOS PARALELOS ENTRE RAMAS DE LA MISMA FASE.....	62
6.5. FULL MMSPC.....	69
6.6. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	72
<b>7. CONCLUSIONES.....</b>	<b>75</b>

7.1. SUMARIO .....	75
7.2. CONCLUSIONES .....	75
7.3. TRABAJO FUTURO .....	76
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>77</b>

## Tabla de Figuras.

Fig. 4-1 Representación simplificada de convertidor.....	9
Fig. 4-2 Voltajes de salida en tipos de convertidores.....	9
Fig. 4-3 Topología del MMC para aplicaciones en HVDC [1].....	10
Fig. 4-4 Celda medio puente [2].....	11
Fig. 4-5 Modelo de celda medio puente.....	11
Fig. 4-6 Niveles de voltaje obtenido celda medio puente.....	12
Fig. 4-7 Celda puente H [2].....	12
Fig. 4-8 Modelo celda puente H.....	12
Fig. 4-9 Niveles de voltaje obtenido con celda puente H.....	13
Fig. 4-10 Esquema explicativo de protección mediante las celdas de MMC.....	14
Fig. 4-11 Modelo MMC [1].....	16
Fig. 4-12 Modelo de corriente de entrada [1].....	19
Fig. 4-13 Modelo corriente de salida [1].....	20
Fig. 4-14 Modelo corriente circulante [1].....	21
Fig. 4-15 Moduladora con amplitud unitaria para rama $p$ .....	23
Fig. 4-16 Moduladora con amplitud unitaria para rama $n$ .....	23
Fig. 4-17 Esquema del sistema simplificado propuesto.....	25
Fig. 4-18 Esquema de transformada $abc/dq$ .....	26
Fig. 4-19 Esquema de control de corriente $I_d$ e $I_q$ propuesto.....	26
Fig. 4-20 LGR obtenido según condiciones solicitadas.....	29
Fig. 4-21 Diagrama de Bode obtenido según condiciones solicitadas.....	30
Fig. 4-22 Esquema propuesto de control de corriente circulante.....	31
Fig. 4-23 LGR obtenido según condiciones solicitadas.....	34
Fig. 4-24 Diagrama de Bode obtenido según condiciones solicitadas.....	35
Fig. 4-25 Esquema de modulación simplificado.....	36
Fig. 4-26 Voltaje de salida alterno fase $a$ con respecto a neutro.....	38
Fig. 4-27 Corriente de salida alterna fase $a$ .....	38
Fig. 4-28 Corriente circulante presente en fase $a$ del MMC.....	38
Fig. 4-29 Voltaje de salida en rama $ap$ .....	38
Fig. 4-30 Índice de modulación total.....	39
Fig. 4-31 Voltaje de entrada (lado DC).....	40
Fig. 4-32 Corriente de entrada (lado DC).....	40
Fig. 4-33 Voltaje de los condensadores presentes en la fase $a$ del MMC.....	40
Fig. 4-34 Zoom aplicado al voltaje de los condensadores presentes en la fase $a$ .....	40
Fig. 4-35 Dinámica del MMC frente a un impacto de carga; a) Voltaje de los condensadores en la fase $a$ , b) Corriente de salida en la fase $a$ .....	42
Fig. 5-1 Esquema de interconexión propuesto [3].....	44
Fig. 5-2 Configuraciones posibles de interconexión.....	45
Fig. 5-3 Gráfica de secuencia de estados serie+/paralelo±.....	47
Fig. 5-4 Gráfica de secuencia de estados serie-/paralelo±.....	47
Fig. 5-5 Gráfica de secuencia de estados serie+/Bypass+.....	47
Fig. 5-6 Gráfica de secuencia de estados serie-/Bypass-.....	48
Fig. 5-7 Esquema de una rama MMSPC con fuente de voltaje DC.....	48
Fig. 5-8 Voltaje de salida obtenido.....	49
Fig. 5-9 Voltaje en los condensadores presentes en la rama.....	49

Fig. 5-10 Esquema simplificado de un MMC basado en celdas MMSPC.....	51
Fig. 5-11 Rama MMSPC.....	52
Fig. 5-12 Voltaje de los condensadores presentes en la fase <i>a</i> .....	52
Fig. 5-13 Zoom de los voltajes en los condensadores presentes en la fase <i>a</i> .....	53
Fig. 5-14 Corriente de entrada.....	53
Fig. 5-15 Zoom de corriente de entrada .....	54
Fig. 5-16 Voltaje de salida de la fase <i>a</i> .....	54
Fig. 5-17 Corriente de salida de la fase <i>a</i> .....	55
Fig. 5-18 Dinámica del convertidor frente a un impacto de carga, a) Voltaje en los condensadores presentes en la fase <i>a</i> , b) Corriente de salida de la fase <i>a</i> .....	56
Fig. 6-1 Esquema simplificado de una rama MMSPC para realizar la conexión en paralelo entre ramas de distintas fases.....	58
Fig. 6-2 MMC basado en celdas MMSPC con conexión en paralelo entre ramas de distintas fases. ....	58
Fig. 6-3 Gráfica de la conexión en paralelo mencionada anteriormente.....	59
Fig. 6-4 Dinámica del convertidor frente un impacto de carga, a) Voltajes en los condensadores de la fase <i>a</i> , b) Corriente de salida en la fase <i>a</i> .....	60
Fig. 6-5 Esquema de MMC basado en celdas MMSPC con estados paralelo entre ramas de la misma fase. ....	62
Fig. 6-6 Estados posibles mediante celdas descritas anteriormente.....	63
Fig. 6-7 Estados posibles mediante celdas centrales del convertidor. ....	63
Fig. 6-8 Esquema simplificado de una fase del convertidor [5].....	64
Fig. 6-9 Esquema de modulación a implementar [5]. ....	65
Fig. 6-10 Dinámica del convertidor frente a un impacto de carga, a) Condensadores presentes en la fase <i>a</i> , b) Corriente de salida de la fase <i>a</i> .....	66
Fig. 6-11 Dinámica del convertidor frente a un impacto en frecuencia, a) Voltaje de los condensadores presentes en la fase <i>a</i> , b) Corrientes de salida AC.....	67
Fig. 6-12 Esquema simplificado de un convertidor FULL MMSPC.....	69
Fig. 6-13 Dinámica del convertidor frente a un impacto de carga, a) Condensadores presentes en la fase <i>a</i> , b) Corriente de salida de la fase <i>a</i> .....	70
Fig. 6-14 Dinámica del convertidor frente a un impacto en frecuencia, a) Voltaje de los condensadores presentes en la fase <i>a</i> , b) Corrientes de salida AC.....	71
Fig. 6-15 Setup realizado en LEPA.....	72
Fig. 6-16 Voltajes en los condensadores mencionados.....	73
Fig. 6-17 Zoom de la medición de voltaje realizada.....	73
Fig. 6-18 Voltaje de salida obtenido. ....	74

# Nomenclatura

$v_p$	: Voltaje rama positiva.
$L_s$	: Inductancia lado DC.
$i_p$	: Corriente rama positiva.
$i_s$	: Corriente lado DC.
$i_o$	: Corriente de carga.
$i_z$	: Corriente circulante.
$r_s$	: Resistencia lado DC.
$L$	: Inductancia de rama.
$r$	: Resistencia de rama.
$L_o$	: Inductancia de carga.
$r_o$	: Resistencia de carga.
$m$	: Indice de modulación total.
$m_{ac}$	: Indice de modulación alterno.
$m_{cc}$	: Indice de modulación corriente circulante.
$m_{dc}$	: Indice de modulación continuo.
$m_p$	: Indice de modulación rama positiva.
$m_n$	: Indice de modulación rama negativa.
$\omega_o$	: Frecuencia angular de salida.
$f_o$	: Frecuencia de salida.
$f_c$	: Frecuencia de corte.
$\xi$	: Factor de amortiguamiento.
$k_p$	: Ganancia proporcional.
$T_i$	: Ganancia integrativa.

# Abreviaciones

## Mayúsculas

L.A.	: Lazo abierto.
L.C.	: Lazo cerrado.
P.I.	: Controlador Proporcional Integrativo.
P.I.D.	: Controlador proporcional integral derivativo.
MMC	: Convertidor multinivel modular (en Inglés modular multilevel converter).
MMSPC	: Convertidor multinivel modular serie paralelo (en Inglés es modular multilevel series parallel converter).
PWM	: Modulación por ancho de pulsos (en inglés, pulse width-modulation).
PS	: Cambio de fase (en inglés, Phase Shifted).
N	: Número de celdas presentes en una rama.
L.G.R.	: Lugar geométrico de raíces.
HVDC	: High Voltage Direct Current (en español, Alto Voltaje en Corriente Directa).
HVAC	: High Voltage Altern Current (en español, Alto Voltaje en Corriente Alterna).
IGBT	: Transistor bipolar de puerta aislada (en inglés, Insulated Gate Bipolar Transistor).
AFE	: Convertidor de frente activo (en inglés, Active Front End).
DC	: Direct Current (en español, Corriente Directa).
AC	: Altern Current (en español, Corriente Alterna).

## Minúsculas

p	: Positivo (en referencia de rama positiva).
n	: Negativo (en referencia de rama negativa).

# 1. Introducción

---

Actualmente en la industria, la transmisión en HVDC (considerando en base a convertidores multinivel) es posible debido a la tecnología patentada por Siemens, con su modelo comercial HVDC Plus, el cual basa su funcionamiento en una topología de MMC. Dicho convertidor ha recibido una gran aceptación en la industria debido a su gran calidad en la forma de onda de voltaje de salida, la capacidad de operar sin la necesidad de un transformador, su modularidad, su operación en los cuatro cuadrantes permitiendo un control flexible de potencia activa y reactiva, la capacidad de poder actuar inclusive como su propio circuit breaker, entre otros.

El principal problema del MMC es la complejidad en la estrategia de control debido a que se deben abordar múltiples objetivos de manera simultánea, tales como; control sobre la corriente de entrada, corriente circulante y corriente de salida, con el fin de mantener un balance en el voltaje de cada condensador presente en el convertidor, lo que permitirá una operación óptima y estable. [1],[2],[4] y [8].

Debido a lo anterior, la academia ha desarrollado un tipo de celdas denominadas MMSPC, las cuales permiten realizar conexiones serie y paralelo entre condensadores adyacentes permitiendo un balance de voltaje entre dichos componentes, logrando así una operación estable mediante sólo el tipo de modulación correspondiente, sin necesidad de una estrategia de control adicional para lograr dicho objetivo.

Es por esto que el objetivo de la presente investigación de proyecto de título es analizar y desarrollar una estrategia de control para una topología de MMC propuesta por la academia, demostrando sus beneficios y complejidades para aplicaciones en sistemas de HVDC. Posteriormente se analizará la topología de las celdas MMSPC, con el fin de incrementar la calidad y sencillez en la operación del convertidor, evaluando así las posibles ventajas que ofrece un convertidor modular multinivel basado en celdas MMSPC en comparación a su versión tradicional. Finalmente, se abordarán topologías adicionales que se extienden del concepto serie/paralelo, evaluando los beneficios y desventajas a obtener en cada caso.

## 2. Revisión Bibliográfica

---

### 2.1. Introducción

Para abarcar el tema propuesto, se recopilará información principalmente de papers publicados en el sitio oficial de IEEE Xplore (<https://ieeexplore.ieee.org>), considerando temas de tecnología consolidada tanto para la industria como la academia, abordando el uso tecnologías innovadoras, con el fin de sentar las bases establecidas de la presente investigación fundamentando el procedimiento y los futuros resultados a obtener.

### 2.2. Trabajos Previos

#### 2.2.1 Revisión bibliográfica.

- ♣ Ricardo Lizana, Marcelo A. Perez, David Arancibia, Jose R. Espinoza, and Jose Rodriguez. “Decoupled Current Model and Control of Modular Multilevel Converters” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 5382-5392, Feb. 2015.

En esta investigación se presenta un modelo propuesto que facilita el análisis dinámico de las corrientes, el cual simplifica el diseño y la implementación de los controladores actuales del MMC, lo cual será fundamental para analizar la topología del convertidor junto con la estrategia de control a realizar, ya que es un objetivo crucial para lograr y mantener una operación estable de un MMC. Además se describe la implementación de un prototipo a escala del convertidor para obtener resultados experimentales del método de control de corriente propuesto en el paper, validando así la estrategia de control propuesta.

- ♣ Marcelo A. Perez, Steffen Bernet, Member, Jose Rodriguez, Samir Kouro and Ricardo Lizana, “Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 30, pp. 4-17, Mar. 2014.

En esta investigación también se presentan modelos para facilitar el análisis del convertidor multinivel modular, además propone estrategias de control asociadas al MMC y aplicaciones en las

cuales operan estos convertidores, destacando sus principales beneficios como por ejemplo su modularidad, baja distorsión en voltaje de salida, su escalabilidad y robustez.

- ♣ Hans Bahamonde I, Ricardo Lizana F, Eduardo Espinosa N, “Battery Energy Storage Systems based on Modular Multilevel Converters” en Congreso de Electrónica y Electricidad versión XXVII INGELECTRA , 06 - 07 Dic. 2018.

En el paper mencionado, se analiza un convertidor modular multinivel para aplicaciones de sistemas de almacenamiento de energía basado en celdas BESS, en donde se aplica una estrategia de control con el fin de balancear efectivamente el estado de carga de cada batería para mantener el balance en el convertidor, en donde las características a destacar es la posibilidad de cargar el convertidor desde la red eléctrica, la posibilidad de alimentar una carga alterna y la posibilidad de alimentar una carga continua, inclusive ambas últimas de manera simultánea, en donde si bien la dinámica de una batería es más lenta que la de un condensador, nos muestra otro tipo de aplicación en donde un MMC destaca por sus múltiples beneficios.

- ♣ Marcelo A. Pérez, José Rodríguez “Generalized modeling and simulation of a modular multilevel converter”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 2011.

El artículo propone un modelo simplificado para realizar la simulación de un MMC considerando un modelo dinámico generalizado, en donde se permite visualizar distintas variables del convertidor, las cuales podrían ser útiles para comparar los resultados a obtener.

- ♣ J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec 2007.

La investigación mencionada, realiza una revisión de la tecnología de las topologías de un convertidor multinivel de fuente de voltaje, focalizadas para unidades industriales de media tensión, en donde describen los tipos de convertidores que han encontrado su

aplicación en el mercado, considerando los beneficios y limitación que poseen y con los cuales se han ganado un espacio en la industria.

- ♣ A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, “Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters,” *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 4, pp. 1631–1656, Dec 2017.

El artículo mencionado presenta el desarrollo de topologías MMC y sus modelos matemáticos de corrientes que describen su dinámica, analiza la evolución de estos a lo largo de los años, los desafíos técnicos que rigen sus limitaciones y beneficios para métodos de control clásico y predictivo, además de presentar aplicaciones del MMC en diversos campos y sus tendencias futuras, lo cual me permitirá comprender de mejor manera la evolución de las estrategias de control utilizadas y orientar la búsqueda de nuevas tecnologías que mejoren la operación actual.

- ♣ S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug 2010.

El artículo muestra una revisión del estado del arte y el desarrollo de la tecnología en aplicaciones industriales en la actualidad (considerado para el año de publicación), presentando una descripción general de los convertidores multinivel ya establecidos en aplicaciones industriales, junto con una posterior discusión de los nuevos convertidores multinivel que comienzan a tomar terreno en la industria. Además se definen algunas tendencias y futuros desafíos en el desarrollo de nuevas tecnologías

- ♣ Zhongxi Li, Ricardo Lizana, Angel V. Peterchev, *Senior Member, IEEE*, Stefan M. Goetz, “Distributed Balancing Control for Modular Multilevel Series/Parallel Converter with Capability of Sensorless Operation” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017.[3].

Este artículo describe la topología de celdas MMSPC, describiendo el tipo de conexión que permite realizar entre condensadores adyacentes de una rama de un convertidor, en donde se destaca

la conexión serie/paralelo ya que puede equilibrar los voltajes en los condensadores presentes, recalcando que no se necesita un monitoreo de voltaje ni mediciones de corrientes de rama para lograr la una operación óptima y estable del convertidor bajo análisis. Por otro lado, se describe el tipo de modulación a utilizar para conseguir los estados mencionados anteriormente, lo cual será un aspecto fundamental para cumplir los objetivos de la investigación.

- ♣ Zhongxi Li, Ricardo Lizana, Zhujun Yu, Sha Sha, Angel V. Peterchev, Stefan M. Goetz, “A Modular Multilevel Series/Parallel Converter for Wide Frequency Range Operation” Published in IEEE, 2019.

Se presenta una topología MMC basado en celdas MMSPC para un amplio rango de frecuencia de operación, debido a la posibilidad de realizar la conexión serie/paralelo entre ramas de la misma fase, en donde se realiza un detalle del tipo de celda a utilizar, la estrategia de modulación a implementar y los distintos estados posibles que permiten el tipo de celda señalado. Además describe los beneficios y desventajas de la topología basada en celdas MMSPC propuesta, en donde destaca la posibilidad de entregar señales continuas a la salida del convertidor, lo cual lo diferencia drásticamente del MMC tradicional, cabe destacar que por sus cualidades se recomienda para aplicaciones en media tensión.

- ♣ Z. Li, R. Lizana, S. Sha, Z. Yu, A. V. Peterchev, and S. Goetz, “Module implementation and modulation strategy for sensorless balancing in modular multilevel converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1–1, 2018.

El artículo presenta una alternativa diferente para el modulo FB y HB en convertidores modulares multinivel, la cual permite la conexión serie/paralelo, además de contar con un inductor de puerto pequeño, el cual suprime la corriente de balance de carga a pesar de una baja frecuencia de conmutación considerando una operación considerablemente más sencilla que la tradicional.

### 2.3. Discusión

En la revisión bibliográfica se expresa que el control del MMC resulta ser un objetivo bastante difícil, ya que existen múltiples objetivos de control tales como; control sobre corriente de entrada, circulante y de salida, por lo que se proponen diversos modelos matemáticos que definen el comportamiento de dichas corrientes mediante las variables internas y externas del convertidor. Se analizan las formas de onda esperadas de acuerdo a simulaciones y se reflejan los principales beneficios del MMC, el cual será desarrollado y estudiado con el fin de comprender su estructura de manera teórica y simulada para comprobar dichos modelos junto con la estrategia de control propuesta por la academia.

Por otro lado, diversos artículos presentados anteriormente que dan cuenta de la estrategia de modulación y los beneficios de las celdas MMSPC utilizadas en convertidores multinivel, en donde destaca la simplicidad en conseguir un correcto balance en voltajes de condensadores presentes en el convertidor debido a la posibilidad de conexión en serie y paralelo entre elementos adyacentes.

Ambos puntos descritos anteriormente serán la base para comenzar el desarrollo teórico de una topología MMC basado en celdas MMSPC junto con simulaciones correspondientes con el fin de comprobar los potenciales beneficios que presentan dicho tipo de celdas para el convertidor en señalado, explotando además las posibles interconexiones entre los módulos del convertidor, extendiendo este concepto inclusive entre celdas de distintas fases.

## **3. Definición del Problema**

---

### **3.1. Introducción**

El convertidor modular multinivel, ha demostrado múltiples beneficios, como por ejemplo su robustez, modularidad y gran calidad en las formas de onda de salida, sin embargo el gran problema que presenta su operación recae principalmente en la dificultad de la implementación de una estrategia de control que permita una operación estable del convertidor, ya que debe abordar múltiples objetivos de manera simultánea. Es por esto que se deben indagar distintas topologías con el fin de reducir principalmente la complejidad del convertidor, manteniendo y/o potenciando los beneficios del MMC tradicional.

### **3.2. Hipótesis de Trabajo**

Se espera que por medio del uso de celdas MMSPC en convertidores modulares multinivel, se logre incrementar la calidad de las formas de onda de salida, la estabilidad y la sencillez en la operación a través de los posibles estados serie y paralelo entre los módulos adyacentes del convertidor.

### **3.3. Objetivos**

#### **3.3.1 Objetivo General**

Estudiar y simular el convertidor MMSPC para aplicaciones en sistemas HVDC, explotando su capacidad de conexión en serie y paralelo entre los módulos del sistema.

#### **3.3.2 Objetivos Específicos**

- Estudio y análisis del convertidor MMC tradicional.
- Simulación de un sistema HVDC basado en MMC tradicional.
- Estudio y simulación del MMSPC.
- Estudio y simulación de un MMC basado en celdas MMSPC para sistemas HVDC.
- Uso de los estados paralelos para incrementar la calidad y estabilidad de la operación del sistema HVDC.

### **3.4. Alcances y Limitaciones**

Se realizará un estudio de los sistemas HVDC basados en MMC, en primera instancia se abordará un estudio del estado del arte del convertidor y se procederá a realizar simulaciones en software Matlab-Simulink® para complementar y obtener resultados acorde al tema estudiado.

Se empleará la topología de celdas MMSPC para incrementar la controlabilidad y operación de los sistemas HVDC basados en topologías MMC.

Si bien los convertidores multinivel para aplicaciones en HVDC poseen un gran número de celdas por rama (>200), se realizarán simulaciones con un máximo de cuatro celdas por rama, dado a que los resultados obtenidos son escalables en caso de replicar una operación con un mayor número de celdas.

Se abordarán distintos tipos de topologías basadas en celdas MMSPC de manera teórica y a través de simulaciones.

Se realizará un Setup multinivel (en baja potencia) para abordar una topología específica de manera experimental, con el fin de comprobar resultados de interés obtenidos mediante las simulaciones correspondientes.

En el desarrollo de la investigación se considerarán impactos de carga del tipo escalón en un sistema trifásico balanceado, no se considerarán sistemas desbalanceados ni en condición de falla.

### **3.5. Metodología**

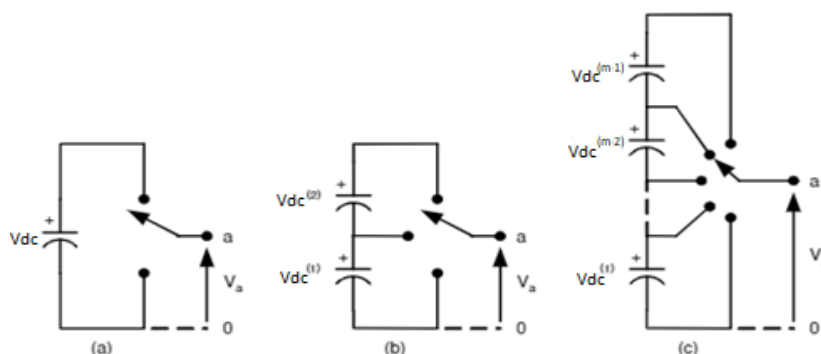
Se realizará un estudio del estado del arte del convertidor MMC, con el fin de estudiar los modelos matemáticos correspondientes que permitan comprender las variables internas y externas del convertidor, para luego realizar una estrategia de control que logre una correcta estabilidad en la operación del MMC, basando dicho estudio en las múltiples alternativas que brinda la academia actualmente. Luego se analizará la topología MMSPC, para comprobar los potenciales beneficios que ofrecen dicho tipo de celdas para aplicaciones en HVDC, en donde se aplicarán múltiples opciones de conectividad serie/paralelo entre celdas, ramas y/o fases del convertidor analizando así, cada caso correspondiente.

Finalmente se realizará un setup para obtener resultados experimentales en baja potencia de una topología en específica.

## 4. Topología del Convertidor Modular Multinivel

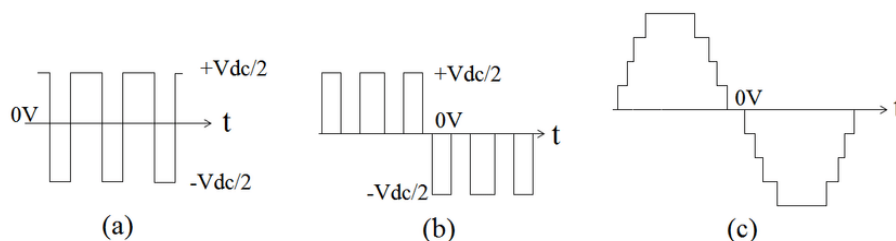
### 4.1. Introducción

Los MMC se componen mediante un arreglo de semiconductores de potencia y condensadores flotantes como fuentes de tensión, con el fin de obtener un voltaje alterno con un menor THD, ya que dicho voltaje posee  $n$  niveles, el cual depende del número de semiconductores utilizados en el MMC, tal como muestra la Fig.4-1, (generalmente se utilizan semiconductores del tipo IGBT, debido al control que permite tanto en el encendido como el apagado del dispositivo, además de su capacidad de potencia que requieren los sistemas HVDC y frecuencia de conmutación asociada), a diferencia del convertidor AFE en donde solo podemos obtener dos niveles de voltaje, el MMC puede brindar voltajes alterno de 3 o más niveles (Fig.4-2). Generalmente se utilizan sobre 200 módulos por rama en modelos comerciales (Por ejemplo HVDC Plus, patentado por Siemens).[10]



**Fig. 4-1 Representación simplificada de convertidor**

(a) Convertidor de dos niveles, (b) Convertidor de tres niveles y (c) Convertidor de  $n$  niveles de voltaje.



**Fig. 4-2 Voltajes de salida en tipos de convertidores.**

a) Voltaje alterno proveniente de un convertidor de dos niveles, b) Voltaje alterno proveniente de un convertidor de tres niveles, c) Voltaje alterno proveniente de un convertidor de cinco niveles.

### 4.1.1 Arquitectura del MMC

La topología de circuito de un MMC trifásico consta de tres fases, denominadas fases convertidoras, cada una se compone por una rama positiva ( $p$ ) y una rama negativa ( $n$ ) (Fig.4-3), las cuales a su vez se componen por  $N$  celdas (donde  $N$  se define como el número de celdas de una rama del convertidor, clasificación clave para poder distinguir el número de niveles de voltaje alterno por fase, entre convertidores), dichas celdas se encuentran en serie con una inductancia de rama, por otro lado, cada una de las celdas se compone por un Puente H (Puente completo, en Inglés Full-Bridge o medio Puente, en Inglés Half-bridge), en paralelo de un condensador flotante [1], como se detallará en la siguiente sección con sus respectivos beneficios y desventajas en cada caso.

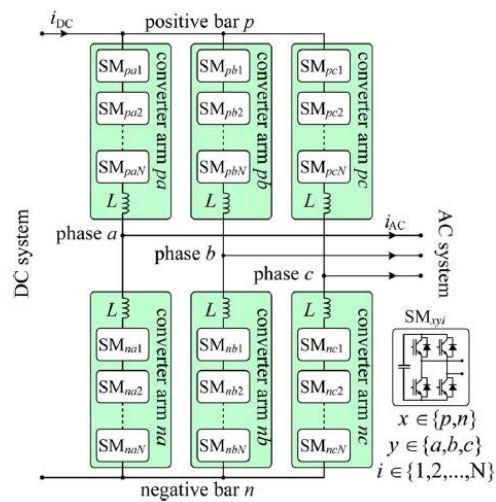


Fig. 4-3 Topología del MMC para aplicaciones en HVDC [1].

### 4.1.2 Celda medio Puente (Half-Bridge).

Una celda medio Puente H, se compone mediante dos IGBTs en serie y estos a su vez en paralelo con un condensador, como se aprecia en la Fig.4-4,

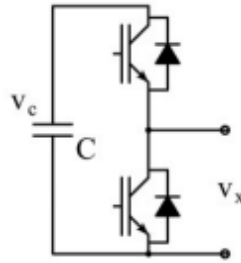


Fig. 4-4 Celda medio puente [2].

Para analizar el comportamiento de la presente celda, es necesario realizar el siguiente modelo presente en la Fig.4-5 que representan los IGBT como switches, los cuales cambiarán de estado para analizar los siguientes casos:

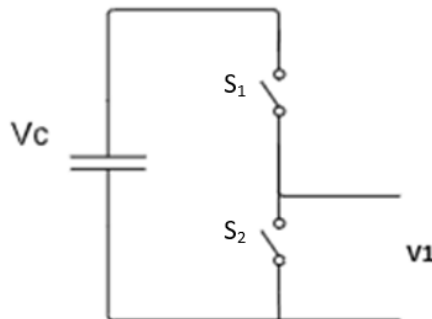


Fig. 4-5 Modelo de celda medio puente.

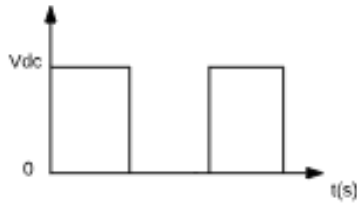
- Si  $S_1=1$ , entonces  $V_1 = +V_{dc}$ ,

Por otro lado,

- Si  $S_2=1$ , entonces  $V_1 = 0$ .

Con lo cual es posible determinar solo dos niveles de voltaje, los cuales son  $V_{dc}$  y 0, como se puede apreciar en la Fig.4-6, cabe destacar que los elementos semiconductores, son complementarios, ya que no pueden poseer el mismo estado, debido a que si se activan ambos elementos se producirá un cortocircuito, en caso contrario, si ambos se desactivan se

producirá una pérdida en la referencia de voltaje.

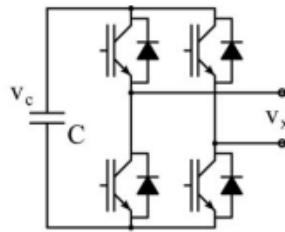


**Fig. 4-6 Niveles de voltaje obtenido celda medio puente.**

Cabe destacar que una celda de medio Puentes H, no será capaz de otorgar un nivel de voltaje negativo, en caso de que la aplicación así lo requiera.

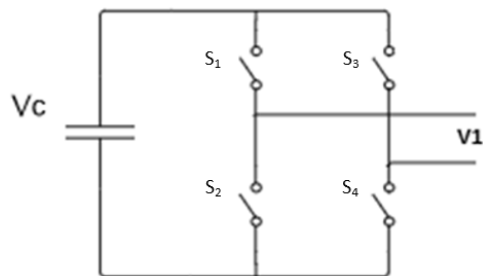
### 4.1.3 Celda puente H (Full-Bridge).

Una celda puente H, se compone principalmente de un arreglo de cuatro IGBTs conectados en paralelo con un condensador, como se muestra en la Fig.4-7.



**Fig. 4-7 Celda puente H [2].**

Al igual que el caso anterior, es necesario implementar un modelo para reflejar el funcionamiento de la celda, el cual podemos apreciar en la Fig.4-8.



**Fig. 4-8 Modelo celda puente H.**

Analizando la celda de Puente H, podemos obtener los siguientes estados:

- Si  $S_1$  y  $S_4 = 1$ , entonces  $V_1 = +V_{dc}$ ,

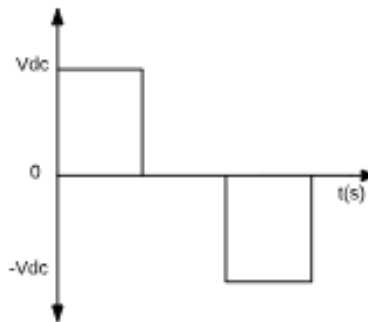
Por otro lado,

- Si  $S_2$  y  $S_3 = 1$ , entonces  $V_1 = -V_{dc}$ ,

Finalmente si

- $S_1$  y  $S_3$  o  $S_2$  y  $S_4 = 1$ , entonces  $V_1 = 0$ .

En resumen, con una celda de puente H, podemos trabajar con tres niveles de tensión, los cuales son “ $+V_{dc}$ ”, “0” y “ $-V_{dc}$ ”, como se aprecia en la Fig.4-9.

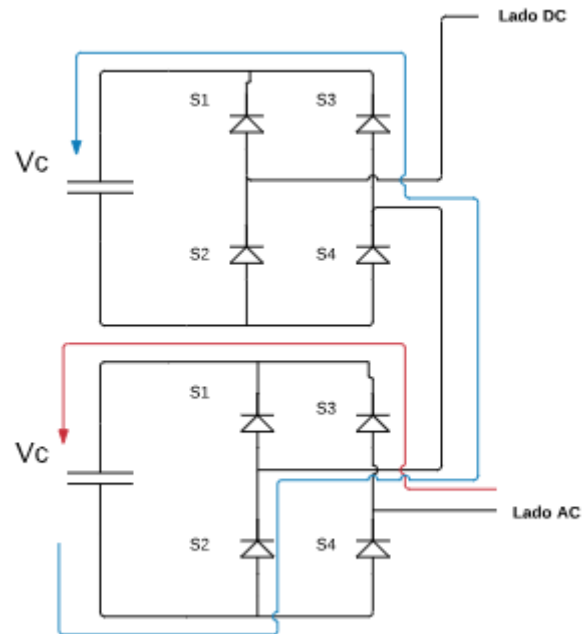


**Fig. 4-9 Niveles de voltaje obtenido con celda puente H.**

Lo cual es atractivo ya que es capaz de otorgar voltajes positivos, negativos y el nivel “cero”. Sin embargo, implementar un sistema con celdas de medio puente es considerablemente más económico que implementar sólo celdas del tipo puente H, ya que reduce el número de transistores a utilizar.

Por otro lado, una ventaja considerable que poseen las celdas puente H por sobre las celdas de medio puente, es que en caso de que ocurra una falla en el lado DC, dichas celdas se comportan como su propio “circuit breaker”, ya que al comienzo de la falla, ésta se alimentará por corrientes provenientes del lado alterno, en donde, el MMC a través de una estrategia de control, desactivará todos los switch presentes en las ramas, provocando que la corriente del lado AC circule hacia el interior del convertidor e ingresará por el diodo del primer IGBT presente (Fig.4-10), para luego someterse a un condensador que actuaría como fuente de voltaje en dirección contraria, con lo cual la corriente que alimentaría a la falla se reducirá a medida que fluya por cada una de las celdas presentes, hasta llegar a un valor igual a cero. Considerando un caso extremo de un nivel de corto circuito muy elevado, lo que

podría ocurrir es que la corriente del lado AC se incremente de tal manera que dañe la primera celda de la rama en que ingrese, lo que podría afectar seriamente el condensador presente, lo que en términos económicos es un mal considerablemente menor en comparación al daño del sistema completo (además se extinguirá la corriente de corto circuito presente en el lado DC), ya que bastaría con simplemente cambiar una celda del MMC (ya que son modulares) para volver a operar el convertidor.



**Fig. 4-10** Esquema explicativo de protección mediante las celdas de MMC.

En la Fig.4-10 se expresa lo siguiente, la flecha remarcada en color rojo, representa la corriente proveniente del lado AC, la que alimentará la falla en el lado DC, en este ejemplo esquemático, se considerará que dicha corriente se redujo en la mitad de su valor, debido a que los condensadores se conectan en forma opuesta al voltaje de la red, provocando que la caída de voltaje sea menor y por ende, la corriente de cortocircuito se reduce (representada con la flecha remarcada en color azul) y eventualmente dicho valor puede ser disminuido sostenidamente, siendo incluso igual a cero.

#### 4.1.4 Complejidad asociada al MMC

Un fenómeno asociado al funcionamiento del MMC que es importante considerar, es la corriente circulante, cuya denominación le fue asignada ya que circula internamente a través del convertidor, además es la principal responsable del desbalance y aumento en las pérdidas del MMC, por lo tanto, se debe efectuar un control sobre la corriente circulante, con el fin de que su valor sea cercano a cero, con esto se logra disminuir las pérdidas del convertidor y reducir la ondulación de la tensión en los condensadores de cada celda ya que dicha tensión se debe mantener balanceada entre las celdas durante la operación del MMC para asegurar una operación estable (se debe considerar que mientras mayor sea el número de celdas, mayor es el número de voltajes a controlar).[7].

Considerando lo anterior, la “desventaja” del MMC, recae en su desafiante complejidad en el control asociado al convertidor, ya que existen varios objetivos de control, los cuales son, corriente de entrada, corriente de salida y voltajes en los condensadores de cada celda, los cuales deben ser manejados simultáneamente [2],[6].

Uno de los métodos más sencillos para realizar el control del MMC es utilizar un “control” de lazo abierto (L.A), en el cual las señales de modulación se calculan utilizando los voltajes de entrada y salida del convertidor, controlando efectivamente las corrientes de entrada y salida, por otro lado, se requiere un término que realice una compensación para eliminar el error en estado estacionario, ya que un lazo abierto no posee una realimentación, por lo tanto no se realiza la comparación de entrada/salida con el fin de corregir los eventuales errores mediante controladores PI.

Para evitar errores en estado estacionario, se debe realizar una estrategia de control de lazo cerrado (L.C.), el cual calcule los índices de modulación a partir del error entre las corrientes de rama y sus respectivas referencias.

### 4.1.5 Modelos asociados al MMC

Un modelo que representa fielmente el convertidor MMC se muestra en la Fig.4-11, en donde cada rama se modela como una fuente de voltaje (que representa la sumatoria de voltaje de cada celda presente en dicha rama), en serie con una inductancia de rama y una resistencia para representar las pérdidas asociadas a la conmutación y conducción de los dispositivos presentes en la rama[1].

El lado DC se compone de dos fuentes de voltaje continuas conectadas en un punto neutro en común, ambas fuentes de voltaje DC se encuentran en serie con una resistencia e inductancia (Filtro de entrada, si se considera una conversión DC/AC). Por otro lado, el sistema AC cuenta con tres fases (*a*, *b* y *c*), las cuales se componen de un filtro de salida (considerando la conversión DC/AC) en serie con una fuente de voltaje alterno conectado a un punto neutro en común para las tres fases.

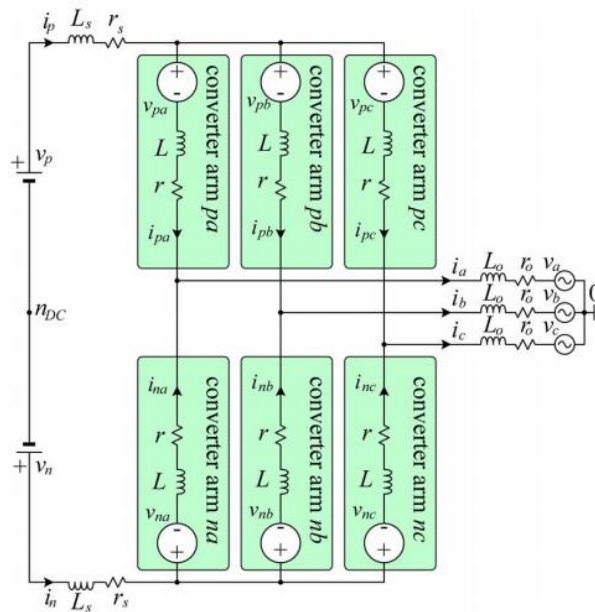


Fig. 4-11 Modelo MMC [1].

Del modelo anteriormente descrito, se obtienen las ecuaciones de tensión para las seis rutas desde el punto neutro en común, por ejemplo para  $v_{pa}$ , como se describe en la ecuación (4.1), tenemos:

$$v_p = L_s \frac{d}{dt} i_p + r_s i_p + v_{pa} + L \frac{d}{dt} i_{pa} + r i_{pa} + L_o \frac{d}{dt} i_a + r_o i_a + v_a + v_{n_{dc}} \quad (4.1)$$

donde,

$i_p$  y  $v_p$  : Corriente DC y voltaje positivo,

$i_{pa}$  y  $v_{pa}$  : Corriente y voltaje de la fase  $a$ , lado AC,

$L_s$  y  $r_s$  : Inductancia y resistencia lado DC,

$L$  y  $r$  : Inductancia y resistencia de rama, y

$L_o$  y  $r_o$  : Inductancia y resistencia lado AC.

Por otro lado, las corrientes de entrada y salida se pueden calcular como la sumatoria de las corrientes de rama, por lo tanto:

$$i_p = i_{pa} + i_{pb} + i_{pc} \quad (4.2)$$

$$i_a = i_{pa} + i_{na} \quad (4.3)$$

Realizando el mismo análisis para las demás ramas y escribiendo el sistema en términos de derivadas de corriente de rama en notación de matriz, nos queda:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{xy} = & \frac{\mathbf{Q2}(-3r_s + r)\mathbf{i}_{xy} - \mathbf{v}_{xy} + \mathbf{v}_x)\mathbf{P3}}{3L_s + L} \quad (4.4) \\ & + \frac{\mathbf{P2}(-(r + 2r_o)\mathbf{i}_{xy} - \mathbf{v}_{xy} - v_y)\mathbf{Q3}}{L + 2L_o} \\ & + \frac{\mathbf{Q2}(-r\mathbf{i}_{xy} - \mathbf{v}_{xy})\mathbf{Q3}}{L} \end{aligned}$$

Donde, las variables de rama se describen como:

$$\mathbf{i}_{xy} = \begin{bmatrix} i_{pa} & i_{pb} & i_{pc} \\ i_{na} & i_{nb} & i_{nc} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{v}_{xy} = \begin{bmatrix} v_{pa} & v_{pb} & v_{pc} \\ v_{na} & v_{nb} & v_{nc} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Mientras que para los voltajes de entrada y salida, tenemos:

$$\mathbf{v}_x = \begin{bmatrix} v_p & v_p & v_p \\ v_n & v_n & v_n \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{v}_y = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Por otro lado, las matrices  $\mathbf{P}_2$ ,  $\mathbf{Q}_2$ ,  $\mathbf{P}_3$  y  $\mathbf{Q}_3$ , aparecen naturalmente al ordenar y estructurar las ecuaciones correspondientes al convertidor, con el fin de simplificar las operaciones matemáticas resultantes, dichas matrices son las siguientes:

$$\mathbf{P}_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{Q}_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\mathbf{P}_3 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{Q}_3 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Además, la corriente de rama se define como:

$$\mathbf{i}_{xy} = \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_o + \mathbf{i}_z \quad (4.13)$$

Dónde:

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{Q}_2 \mathbf{i}_{xy} \mathbf{P}_3 \quad (4.14)$$

$$\mathbf{i}_o = \mathbf{P}_2 \mathbf{i}_{xy} \mathbf{Q}_3 \quad (4.15)$$

$$\mathbf{i}_z = \mathbf{Q}_2 \mathbf{i}_{xy} \mathbf{Q}_3 \quad (4.16)$$

Finalmente sustituyendo los componentes actuales en el modelo dinámico, obtenemos cuatro modelos dinámicos de primer orden independientes, los cuales son: Modelo de modo común (el cual no se considerará para el desarrollo del trabajo, ya que no utilizaremos una conexión de modo común, por lo tanto el estudio se centrará en los siguientes tres modelos), Modelo de corriente de entrada, Modelo de Corriente de salida y Modelo de corriente circulante.

#### 4.1.6 Modelo de corriente de entrada.

El presente modelo (Fig.4-12) describe la corriente que fluye desde las fuentes DC a través de las ramas del convertidor, en donde las corrientes de las fases se suman para formar así la corriente DC de entrada.

Cabe destacar que los componentes de las ramas positiva y negativa de cada fase son iguales y opuestas por lo tanto no fluye corriente a través del sistema de corriente alterna, lo cual se demuestra con:

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{Q}_2 \mathbf{i}_{xy} \mathbf{P}_3 = \begin{bmatrix} i_s & i_s & i_s \\ -i_s & -i_s & -i_s \end{bmatrix}$$

Dónde:

$$i_s = \frac{(i_{pa} + i_{pb} + i_{pc}) - (i_{na} + i_{nb} + i_{nc})}{6}$$

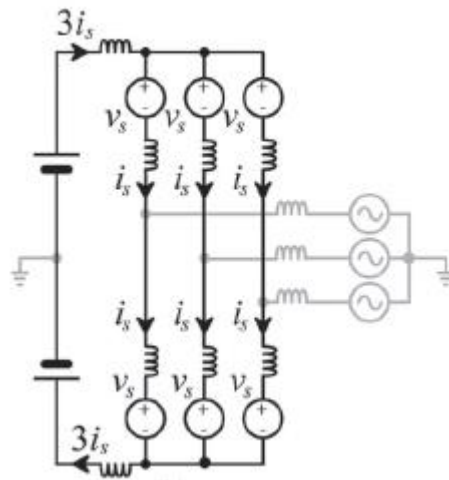


Fig. 4-12 Modelo de corriente de entrada [1].

Matemáticamente, el modelo de corriente de entrada se describe como:

$$(3L_s + L) \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + (3r_s + r) \mathbf{i}_s = \mathbf{v}_{xs} - \mathbf{v}_s \quad (4.17)$$

Cabe considerar que en los esquemas simplificados se despreciaron las resistencias de rama (que representan las pérdidas por conducción y conmutación de los elementos presentes en la rama), por simplicidad del esquema.

### 4.1.7 Modelo de corriente de salida.

En este caso, el modelo presente en la Fig.4-13 representa como las corrientes de las ramas  $p$  y  $n$  se suman para generar cada corriente de fase alterna, por lo tanto solo fluye corriente desde el convertidor a las fuentes AC, además la suma de dichas corrientes trifásicas es igual a cero, por lo tanto no fluye corriente hacia el lado DC. La condición de simetría se define con:

$$\mathbf{i}_o = \mathbf{P}_2 \mathbf{i}_{xy} \mathbf{Q}_3 = \begin{bmatrix} i_{oa} & i_{ob} & i_{oc} \\ i_{oa} & i_{ob} & i_{oc} \end{bmatrix}$$

Dónde:

$$i_{oa} = \frac{(2(i_{pa} + i_{na}) - (i_{pb} + i_{nb}) - (i_{pc} + i_{nc}))}{6}$$

$$i_{ob} = \frac{(-(i_{pa} + i_{na}) + 2(i_{pb} + i_{nb}) - (i_{pc} + i_{nc}))}{6}$$

$$i_{oc} = \frac{(-(i_{pa} + i_{na}) - (i_{pb} + i_{nb}) + 2(i_{pc} + i_{nc}))}{6}$$

Además:  $i_{oa} + i_{ob} + i_{oc} = 0$

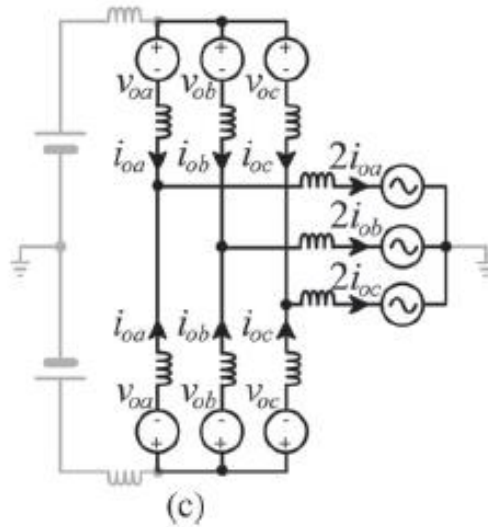


Fig. 4-13 Modelo corriente de salida [1].

Matemáticamente el modelo queda representado por:

$$(L + 2L_o) \frac{di_o}{dt} + (r + 2r_o) \mathbf{i}_o = -\mathbf{v}_{yo} - \mathbf{v}_o \quad (4.18)$$

#### 4.1.8 Modelo de corriente circulante.

Finalmente el último modelo (Fig.4-14) corresponde a la corriente circulante, donde se describe el flujo de corriente solo entre las ramas del convertidor, donde cabe destacar que dicha corriente debe cumplir dos restricciones, las cuales son:

- Deben ser de igual magnitud pero contrarias entre rama positiva y rama negativa, para evitar que las corrientes circulantes fluyan al lado AC.
- La suma de las corrientes trifásica deben ser cero, para evitar que las corrientes circulantes fluyan al lado DC.

Matemáticamente se describe como:

$$\mathbf{i}_z = \mathbf{Q}_2 \mathbf{i}_{xy} \mathbf{Q}_3 = \begin{bmatrix} i_{za} & i_{zb} & i_{zc} \\ -i_{za} & -i_{zb} & -i_{zc} \end{bmatrix}$$

Dónde:

$$i_{za} = \frac{(2(i_{pa} - i_{na}) - (i_{pb} - i_{nb}) - (i_{pc} - i_{nc}))}{6}$$

$$i_{zb} = \frac{(-(i_{pa} - i_{na}) + 2(i_{pb} - i_{nb}) - (i_{pc} - i_{nc}))}{6}$$

$$i_{zc} = \frac{(-(i_{pa} - i_{na}) - (i_{pb} - i_{nb}) + 2(i_{pc} - i_{nc}))}{6}$$

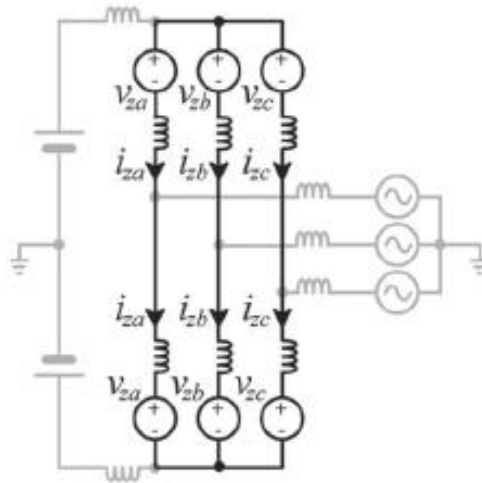


Fig. 4-14 Modelo corriente circulante [1].

Matemáticamente, el modelo de corriente circulante se define como:

$$L \frac{di_z}{dt} + r \mathbf{i}_z = -\mathbf{v}_z \quad (4.19)$$

### 4.1.9 Modulación a implementar

En cada rama del MMC, se encuentran  $N$  celdas, como se explicó anteriormente, las cuales deben poseer pulsos de disparo con una modulación PS-PWM para asegurar un igual nivel de pérdidas en cada celda, ya que buscamos que el comportamiento del MMC sea lo más simétrico posible.

Cabe destacar que el índice de modulación presente en el MMC, se define de la siguiente manera:

$$\mathbf{m} = (\pm)\mathbf{m}_{ac} + \mathbf{m}_{cc} + \mathbf{m}_{dc} \quad (4.20)$$

donde,

$\mathbf{m}_{ac}$  : componente del lado AC,

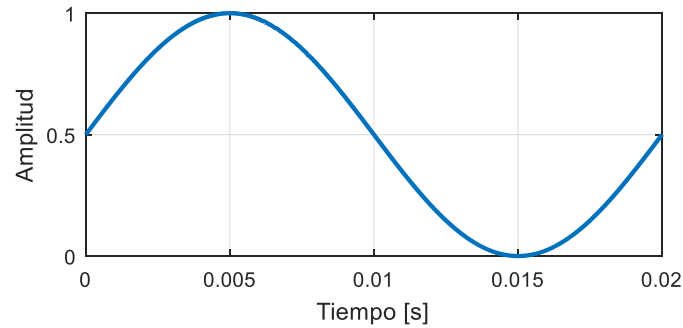
$\mathbf{m}_{dc}$  : componente del lado DC, y

$\mathbf{m}_{cc}$  : componente de la corriente circulante.

Por otro lado, la componente del lado DC, debe ser igual a 0.5, ya que la sumatoria en una rama  $p$  y una rama  $n$ , debe ser igual a  $V_{dc}$ , en otras palabras cada rama posee un voltaje de  $V_{dc}/2$  (considerando que nuestras componentes se encuentran balanceadas, ya que si existiera un eventual desbalance, parte de la corriente DC fluiría hacia el lado AC, lo cual podría llegar a ser nefasto para el sistema alterno). Además la sumatoria de la componente AC y de corriente circulante, tomará un valor máximo de 0.5, ya que se consideró componente DC igual a 0.5, en caso de tomar un valor mayor, entraríamos en una zona de sobre modulación, con lo cual el comportamiento no sería lineal, por lo tanto la sinusoidal variará desde en el siguiente intervalo [0 1]. Por lo tanto de (20), el índice de modulación máximo para la rama positiva  $p$ , tendremos:

$$m_p = 0.5\sin(\omega t) + 0.5$$

Gráficamente, tenemos:

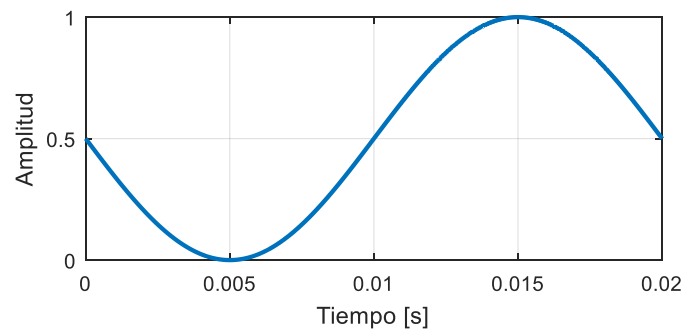


**Fig. 4-15 Moduladora con amplitud unitaria para rama  $p$ .**

Cabe destacar que al implementar un control sobre la componente circulante, la componente alterna tendrá una amplitud menor a 0.5 (ya que se considera un delta para la componente circulante). Por otro lado, para el índice de modulación máximo propuesto para la rama  $n$ , tendremos:

$$m_n = -0.5\sin(\omega t) + 0.5$$

Gráficamente será de la siguiente manera:



**Fig. 4-16 Moduladora con amplitud unitaria para rama  $n$ .**

Como se mencionó anteriormente, se utilizará una modulación PS-PWM, la cual consistirá en utilizar portadoras (señales triangulares) entre -1 y 1, con la particularidad que dichas señales estarán desfasadas entre cada celda de una rama (tanto para  $p$  como para  $n$ ), como se define en la ecuación (4.21).

$$desfase = \frac{180^\circ}{N} \quad (4.21)$$

Por lo tanto, tendremos:

$$desfase = \frac{180^\circ}{4} = 45^\circ \quad (4.22)$$

Finalmente, se debe considerar que los índices de modulación deberán contar con un desfase igual a  $120^\circ$  entre fase  $a$ ,  $b$  y  $c$ , ( $0$ ,  $-120^\circ$  y  $120^\circ$  respectivamente) ya que se analiza un sistema trifásico balanceado. Por otro lado, en cada rama se considera un desfase entre triangulares de cada celda igual a  $45^\circ$  para nuestro caso, ya que  $N=4$ .

Cabe destacar que el número de niveles de tensión, también dependerá de la componente DC, ya que si se utiliza una componente DC igual a 0, obtendremos 9 niveles de tensión pero al utilizar la componente DC con un valor igual a 0.5, obtendremos solo 5 niveles (debido al rango que se permite variar al índice de modulación alterno).

## 4.2. Estrategia de control del MMC.

Para realizar un control sobre el convertidor multinivel modular, debemos abordar distintos objetivos de control, en una primera instancia se implementará el control sobre la corriente del lado alterno y el control de la corriente circulante, con el objetivo de obtener el índice de modulación correspondiente para cada variable, además se agregará un índice de modulación continuo, los cuales sumados ingresarán a la estrategia de modulación PS-PWM para luego obtener los pulsos de disparo requeridos por el MMC, lo cual será explicado en detalle en las secciones posteriores. Un esquema simplificado de la situación propuesta se muestra en la Fig.4-17.

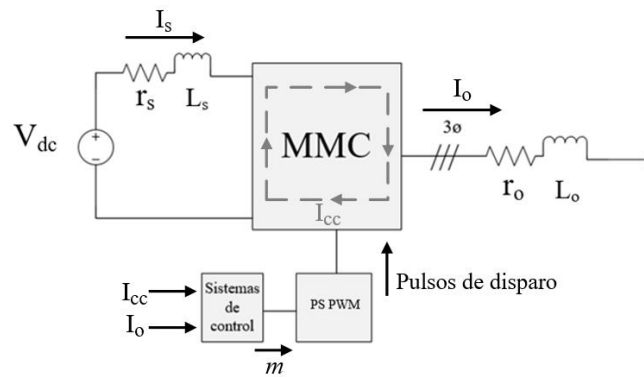


Fig. 4-17 Esquema del sistema simplificado propuesto.

En donde, de la Fig.4-17 se puede observar que el lado DC se modela por una fuente de tensión continua en serie con un filtro de entrada que se compone por una resistencia  $r_s$  y una inductancia  $L_s$  (modelamiento simplificado de una línea de transmisión DC), el lado AC se compone por una resistencia  $r_o$  y una inductancia  $L_o$  en serie (modelamiento simplificado de una línea de distribución AC), por otro lado, el sistema de control se compone mediante controladores PI y equipos de medida que serán detallados en las siguientes secciones.

### 4.2.1 Esquema de control de la corriente alterna.

Para realizar el control de la corriente alterna, debemos sensar dichas corrientes ( $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ ), para luego realizar un cambio de coordenadas  $abc/dq$  (Fig.4-18), con lo cual, a partir de un sistema trifásico alterno, se obtiene un sistema de dos componentes en un eje de coordenadas rotatorias, en donde, se obtiene una corriente  $I_d$  e  $I_q$  continuas, en donde  $I_d$  representa la parte real del sistema (Potencia activa [W]), mientras que  $I_q$  representa la parte imaginaria del sistema (Potencia Reactiva [VAR]), lo anterior descrito es fundamental para la utilización de un controlador PI, el cual nos asegura un error en estado estacionario igual a cero, si dicho controlador se aplica a una señal continua.

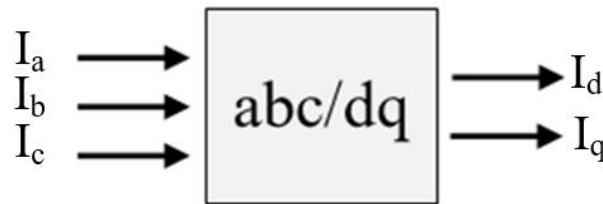


Fig. 4-18 Esquema de transformada  $abc/dq$ .

Una vez obtenidas las componentes  $I_d$  e  $I_q$  del sistema, se realiza la comparación entre dichas corrientes y sus respectivas referencias, la diferencia entre ambas señales (el error) ingresa al controlador “PI Iac”, el cual provocará una actuación que corresponde al índice de modulación para la señal  $d$  y  $q$ . Posteriormente, dichos índices de modulación ingresan a una etapa de conversión de coordenadas  $dq/abc$ , con el fin de volver al sistema original y así generar los índices de modulación alterno para cada fase ( $a$ ,  $b$  y  $c$ ), tal como se muestra en el siguiente esquema simplificado (Fig.4-19).

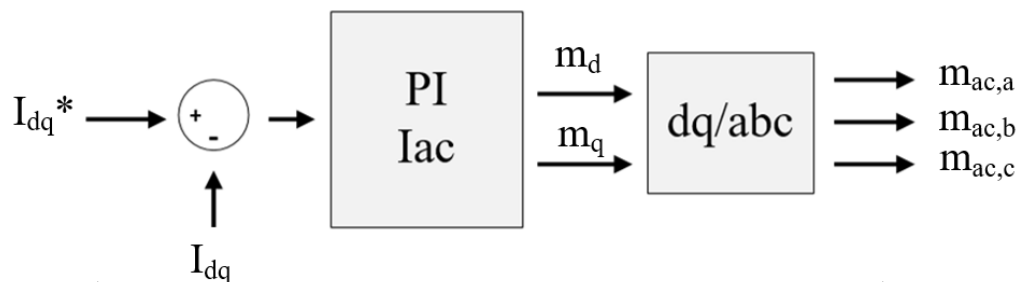


Fig. 4-19 Esquema de control de corriente  $I_d$  e  $I_q$  propuesto.

## 4.2.2 Sintonización del controlador PI para el índice de modulación alterno.

Para realizar la sintonización del controlador PI y obtener el índice de modulación alterno, primero debemos modelar la planta que represente las corrientes del lado alterno de nuestro sistema, con lo cual, el sistema alterno se modela de la siguiente manera (Ver ecuación (4.23)):

$$-m_o v_{dc} = (L + 2L_o) \frac{d}{dt} i_o + (r + 2r_o) i_o \quad (4.23)$$

Por lo tanto, operando algebraicamente obtenemos:

$$-m_o v_{dc} = (L + 2L_o) \frac{d}{dt} i_o + (r + 2r_o) i_o \quad /* e^{j\omega_o t}$$

donde,

$\omega_o$  :frecuencia angular de la corriente de salida, la cual se propone  $\omega_o = 2 * \pi * f_o$ , y  
 $f_o$  :frecuencia del voltaje generado del lado AC, el cual se propone  $f_o = 50[Hz]$ .

$$\begin{aligned} -m_o v_{dc} * e^{j\omega_o t} &= (L + 2L_o) \frac{d}{dt} i_o * e^{j\omega_o t} + (r + 2r_o) i_o * e^{j\omega_o t} \\ -m_o dq v_{dc} * e^{j\omega_o t} &= j\omega_o (L + 2L_o) i_o dq * e^{j\omega_o t} + \dots \\ \dots + (L + 2L_o) \frac{d}{dt} i_o dq * e^{j\omega_o t} &+ (r + 2r_o) i_o dq * e^{j\omega_o t} \quad /* e^{-j\omega_o t} \\ -m_o dq v_{dc} &= j\omega_o (L + 2L_o) i_o dq + (L + 2L_o) \frac{d}{dt} i_o dq + (r + 2r_o) i_o dq \end{aligned}$$

Considerando lo siguiente:

$$i_o dq = i_o d + j i_o q$$

Tenemos:

$$\begin{aligned} -m_o dq v_{dc} &= j\omega_o (L + 2L_o) (i_o d + j i_o q) + \dots \\ \dots + (L + 2L_o) \frac{d}{dt} (i_o d + j i_o q) &+ (r + 2r_o) (i_o d + j i_o q) \quad (4.24) \end{aligned}$$

Trabajando la ecuación (4.24) en forma algebraica y separando la parte real de la parte imaginaria, tenemos:

$$-m_o dv_{dc} = -\omega_o(L + 2L_o)(i_o q) + (L + 2L_o) \frac{d}{dt}(i_o d) + (r + 2r_o)(i_o d)$$

Además, se desprecia el término  $i_o q$  ya que se considera como una perturbación (al ser un término acoplado), con lo cual tenemos:

$$-m_o dv_{dc} = (L + 2L_o) \frac{d}{dt}(i_o d) + (r + 2r_o)(i_o d)$$

Aplicando Laplace, nos queda:

$$\begin{aligned} -v_{dc} m_o d(s) &= s * (L + 2L_o) i_o d(s) + (r + 2r_o) i_o d(s) \\ -v_{dc} m_o d(s) &= (s * (L + 2L_o) + (r + 2r_o)) i_o d(s) \end{aligned}$$

Finalmente, la función de transferencia que representa la planta del lado alterno, se encuentra definida por:

$$\frac{i_o d(s)}{m_o d(s)} = \frac{-v_{dc}}{s * (L + 2L_o) + (r + 2r_o)}$$

Además la función de transferencia descrita, es homóloga para la parte imaginaria, ya que:

$$\frac{i_o d(s)}{m_o d(s)} = \frac{-v_{dc}}{s * (L + 2L_o) + (r + 2r_o)} = \frac{i_o q(s)}{m_o q(s)}$$

Por lo tanto, dado nuestros valores establecidos para la simulación (definidos en secciones siguientes), obtendremos lo siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{i_o d(s)}{m_o d(s)} &= \frac{-100[V]}{s * (5[mH] + 2 * 10[mH]) + (0.01[\Omega] + 2 * 10[\Omega])} \\ \frac{i_o d(s)}{m_o d(s)} &= \frac{-100[V]}{s * (25[mH]) + (20.01[\Omega])} \end{aligned}$$

Luego, ingresamos la función de transferencia obtenida (que corresponde al modelo de la planta a controlar) al software Matlab, en el cual mediante el comando “`rltool()`”, accedemos al lugar geométrico de raíces (L.G.R) de nuestra función de transferencia, el cual será la herramienta

necesaria para ajustar la frecuencia de corte y el factor de amortiguamiento correspondiente, para el presente caso consideraremos los siguientes parámetros:

$$f_c = 500 \text{ [Hz]}$$

$$\xi = 0.7071$$

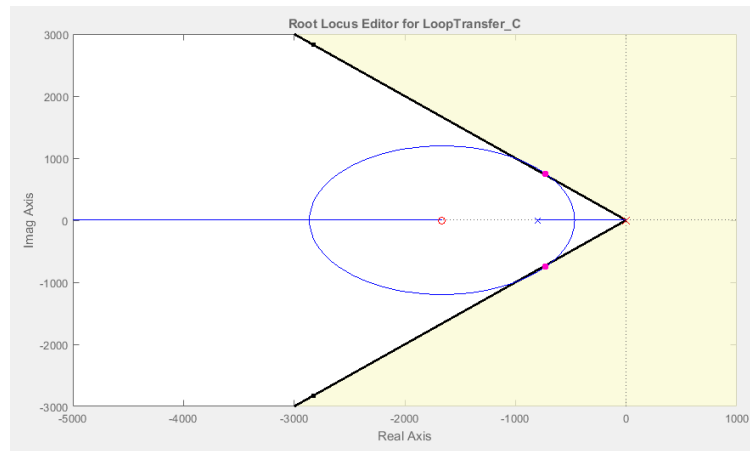
donde,

$f_c$  : frecuencia de corte, y

$\xi$  : factor de amortiguamiento.

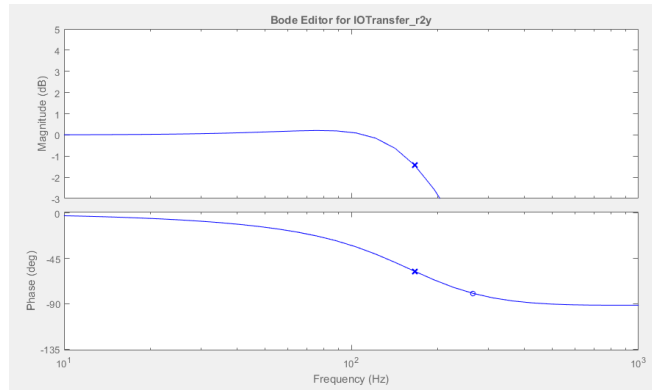
Los valores descritos fueron seleccionados según criterios de control, en donde la frecuencia de corte se desplaza una década en consideración de la frecuencia fundamental, mientras que el factor de amortiguamiento considera un sistema robusto frente a perturbaciones o cambios en la planta.

Dado los parámetros anteriormente señalados, obtenemos el siguiente L.G.R:



**Fig. 4-20 LGR obtenido según condiciones solicitadas.**

Además a través del diagrama de Bode obtenido, nos muestra la frecuencia de corte requerida (Fig.4-21)



**Fig. 4-21 Diagrama de Bode obtenido según condiciones solicitadas.**

Dado a los parámetros anteriormente planteados, obtenemos la siguiente estructura del controlador correspondiente para realizar el control de la corriente del lado alterno de nuestro sistema:

$$C = \frac{k_p \left( s + \frac{1}{T_i} \right)}{s} \quad (4.25)$$

$$\rightarrow C = \frac{-0.16416(s + 1664)}{s}$$

Por lo tanto, las ganancias de nuestro controlador PI serán las siguientes:

$$k_p = -0.16416$$

$$T_i = 1/1664$$

donde,

$k_p$  : ganancia proporcional, y

$T_i$  : ganancia integrativa.

### 4.2.3 Esquema de control de la corriente circulante.

Debido a que la corriente circulante, es la principal responsable del desbalance del voltaje en los condensadores presentes en el MMC, es fundamental realizar un control sobre ella, con el fin de disminuir dicha corriente, cabe destacar que su valor no puede ser igual a cero (ya que provocaría que no fluya corriente a través del convertidor, además podemos hacer uso de dicha corriente para cargar y descargar condensadores, según se requiera). Por lo tanto, se realiza la comparación entre la medición de la corriente circulante con respecto a su referencia, la diferencia entre ambas señales ingresarán al controlador de la corriente circulante “PI  $I_{cc}$ ”, en donde su actuación corresponde al índice de modulación de la corriente circulante de las fases  $a$ ,  $b$  y  $c$ , tal como se muestra en el esquema simplificado que se muestra a continuación (Fig.4-22).

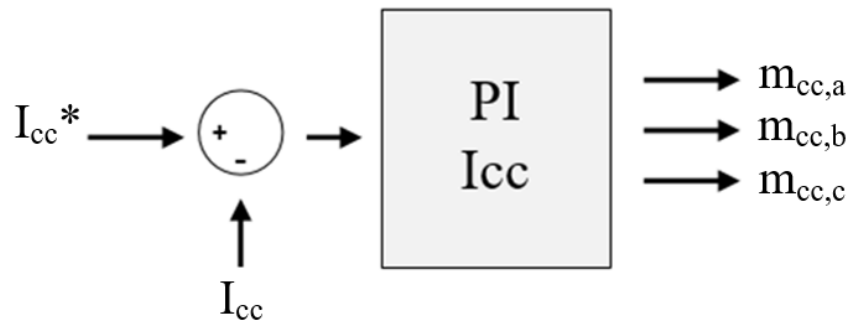


Fig. 4-22 Esquema propuesto de control de corriente circulante.

Cabe destacar que en este caso no se realizó una conversión de corriente circulante en coordenadas  $abc/dq$ , ya que no se requiere que el controlador PI nos entregue un error en estado estacionario igual a cero, se requiere que sólo reduzca su valor.

#### 4.2.4 Sintonización de PI para el índice de corrientes circulantes.

En el presente caso se busca sintonizar el controlador PI de la corriente circulante para obtener el índice de modulación correspondiente, por lo tanto, homológamente al caso anterior, debemos modelar la planta que represente a las corrientes circulantes del sistema, con lo cual, matemáticamente podemos modelar el sistema de la siguiente manera:

$$-m_z v_{dc} = (L) \frac{d}{dt} i_z + (r) i_z \quad (4.26)$$

Por lo tanto, operando algebraicamente la ecuación (4.25), obtenemos:

$$-m_z v_{dc} = (L) \frac{d}{dt} i_z + (r) i_z \quad /* e^{j\omega_z t}$$

donde,

$\omega_z$  : frecuencia angular de la corriente circulante, la cual se propone,  $\omega_z = 2 * \omega_o$ , dado que al doble de la frecuencia fundamental del lado AC (100 [Hz]), se encuentra el armónico más crítico de la corriente circulante, el cual se busca minimizar para reducir el valor de dicha corriente .

$$\begin{aligned} -m_z v_{dc} * e^{j\omega_z t} &= (L) \frac{d}{dt} i_z * e^{j\omega_z t} + (r) i_z * e^{j\omega_z t} \\ -m_z dq v_{dc} * e^{j\omega_z t} &= j\omega_z (L) i_z dq * e^{j\omega_z t} + (L) \frac{d}{dt} i_z dq * e^{j\omega_z t} + (r) i_z dq * e^{j\omega_z t} \quad /* e^{-j\omega_z t} \\ -m_z dq v_{dc} &= j\omega_z (L) i_z dq + (L) \frac{d}{dt} i_z dq + (r) i_z dq \end{aligned}$$

Además, considerando lo siguiente:

$$i_z dq = i_z d + j i_z q$$

Tenemos:

$$-m_z dq v_{dc} = j\omega_z L (i_z d + j i_z q) + L \frac{d}{dt} (i_z d + j i_z q) + r (i_z d + j i_z q) \quad (4.27)$$

Trabajando la ecuación (4.26) de manera algebraica y obteniendo la parte real de la ecuación, obtenemos:

$$-m_z d v_{dc} = -\omega_z L (i_z q) + L \frac{d}{dt} (i_z d) + r (i_z d)$$

Además, considerando  $i_z q$  como una perturbación (al igual que el caso anterior), tenemos:

$$-m_z d v_{dc} = L \frac{d}{dt} (i_z d) + r (i_z d)$$

Aplicando Laplace, obtenemos:

$$\begin{aligned} -m_z d(s) v_{dc} &= s * L \frac{d}{dt} i_z d(s) + r (i_z d)(s) \\ i_z d(s) (L * s + r) &= -m_z d(s) v_{dc} \end{aligned}$$

Finalmente, la función de transferencia que representa la componente circulante, queda definida por:

$$\frac{i_z d(s)}{m_z d(s)} = \frac{-v_{dc}}{s * (L) + r}$$

Además la función de transferencia descrita, es homologa para la parte imaginaria, ya que:

$$\frac{i_z d(s)}{m_z d(s)} = \frac{-v_{dc}}{s * (L) + r} = \frac{i_z q(s)}{m_z q(s)}$$

Por lo tanto, dado nuestros valores de simulación (definidos en la siguiente sección), obtendremos lo siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{i_z d(s)}{m_z d(s)} &= \frac{-v_{dc}}{s * (L) + r} \\ \frac{i_z d(s)}{m_z d(s)} &= \frac{-100[V]}{s * (5[mH]) + (0.01[\Omega])} \end{aligned}$$

Luego, ingresamos la función de transferencia obtenida al software Matlab, en el cual mediante el comando “`rltool()`”, accedemos al lugar geométrico de raíces (L.G.R) de nuestra

función de transferencia, el cual será la herramienta necesaria para ajustar la frecuencia de corte y el factor de amortiguamiento correspondiente, para el presente caso consideraremos los siguientes parámetros:

$$f_c = 500 \text{ [Hz]}$$

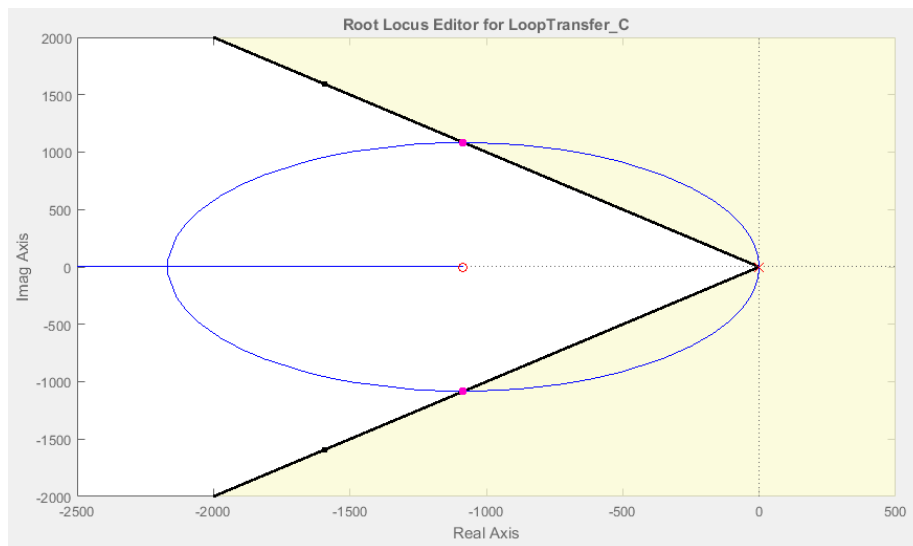
$$\xi = 0.7071$$

donde,

$f_c$  : frecuencia de corte, y

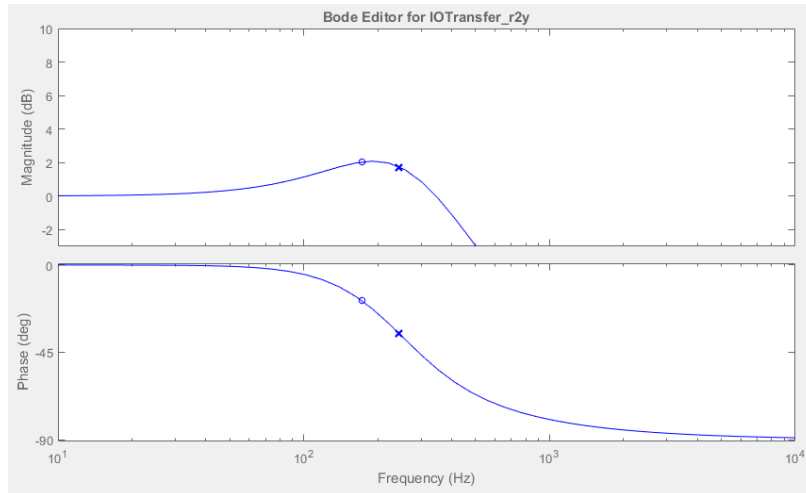
$\xi$  : factor de amortiguamiento.

Dado los parámetros anteriormente señalados, obtenemos el siguiente L.G.R:



**Fig. 4-23 LGR obtenido según condiciones solicitadas.**

Además a través del diagrama de Bode obtenido, nos muestra la frecuencia de corte requerida (Fig.4-24)



**Fig. 4-24 Diagrama de Bode obtenido según condiciones solicitadas.**

Dado a los parámetros anteriormente planteados, obtenemos la siguiente estructura del controlador correspondiente para el realizar el control de la corriente del lado alterno de nuestro sistema, recordando (4.25), tenemos:

$$C = \frac{k_p \left( s + \frac{1}{T_i} \right)}{s}$$

$$\rightarrow C = \frac{-0.10851(s + 1085)}{s}$$

Por lo tanto, las ganancias de nuestro controlador PI, en este caso, serán las siguientes:

$$k_p = -0.10851$$

$$T_i = 1/1085$$

donde,

$k_p$  : ganancia proporcional, y

$T_i$  : ganancia integrativa.

### 4.2.5 Índice de modulación del MMC.

El índice de modulación total, tal como se explicó anteriormente, está descrito en la ecuación (4.20), el cual es:

$$m = (\pm)m_{ac} + m_{cc} + m_{dc} * \Delta dc$$

Por lo tanto, una vez descrito el índice de modulación alterno y el índice de modulación de la corriente circulante, es necesario definir el índice de modulación continuo  $m_{dc}$ , el cual tomará un valor igual a 0.5, como se explicó en detalles en secciones anteriores, por lo tanto, un esquema simplificado se muestra en la Fig.4-25:

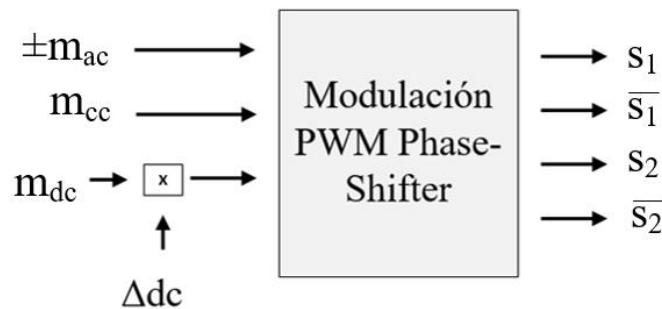


Fig. 4-25 Esquema de modulación simplificado.

Cabe destacar que el valor de “ $\Delta dc$ ” está definido por:

$$\Delta dc = 1 + \left[ \frac{V_{prom_m} - V_{cap_{n,m}}}{V_{prom_m}} \right]$$

donde,

$V_{prom_m}$  : voltaje promedio de los condensadores presentes en las celdas de la fase  $m$ , y

$V_{cap_{n,m}}$  : voltaje de condensador presente en celda  $n$  de la fase  $m$ .

El cual no tendrá un valor fijo, debido a que su función será la siguiente, en caso de que el condensador presente en la celda a analizar se descargue, el valor “ $\Delta dc$ ” será superior a uno, con el fin de extraer un valor de corriente mayor de la fuente DC, para poder cargar el condensador y mantenerlo en el valor de referencia (en el caso de que no se consideren pérdidas de voltaje ya sea en la rama como en el filtro de entrada, el valor del voltaje promedio será igual al voltaje del condensador), por otro lado, si el voltaje en el condensador es mayor al voltaje promedio, el valor de

“ $\Delta_{dc}$ ” será menor a uno, con lo cual el valor del índice de modulación continuo total, será menor a 0.5 por lo tanto se exigirá menos corriente desde la fuente DC con el fin de descargar el condensador de la celda en estudio (cabe destacar que estos cambios son momentáneos, ya que la dinámica de carga y descarga de los condensadores son bastante rápidas, en comparación con una batería, por ejemplo).

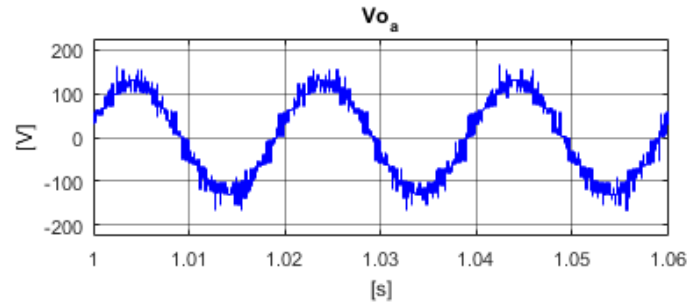
### 4.3. Simulación del MMC aplicando el control propuesto.

La simulación propuesta consiste en un sistema de HVDC con MMC, en una primera instancia se considerará una operación sin variación de carga, con el objetivo de analizar los resultados obtenidos en términos de voltaje y corriente de entrada, salida e internos del convertidor, posteriormente se realizará un segundo caso, en donde, el MMC será sometido a un impacto de carga con el fin de evaluar una operación estable en el sistema, la cual se verá reflejada en los voltajes de cada condensador presente en cada celda del convertidor. Los parámetros a utilizar serán los siguientes:

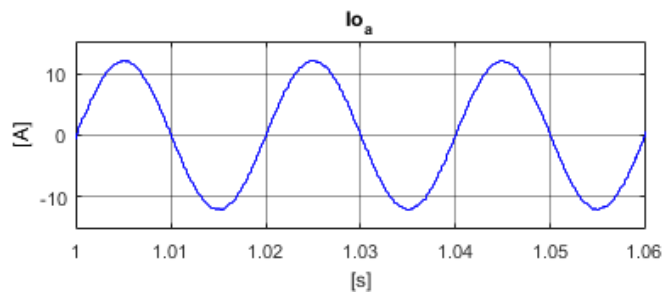
**TABLA 1: Tabla con Valores Numéricos.**

Parámetros	Valor	
$R_s$ (Resistencia lado DC)	1	$\Omega$
$L_s$ (Inductancia lado DC)	10	mH
$R$ (Resistencia de rama)	0.01	$\Omega$
$L$ (Inductancia de rama)	5	mH
$R_o$ (Resistencia lado AC)	10	$\Omega$
$L_o$ (Inductancia lado AC)	10	mH
$v_{dc}$ (Voltaje lado DC)	400	V
N	4	celdas
C	2200	$\mu F$
Saturación PIac	0.4	p.u.
Saturación PIcc	0.1	p.u.
Referencia Id	12	A
Referencia Iq	0	A
Referencia Icc	0	A
Frecuencia Portadora	1000	Hz

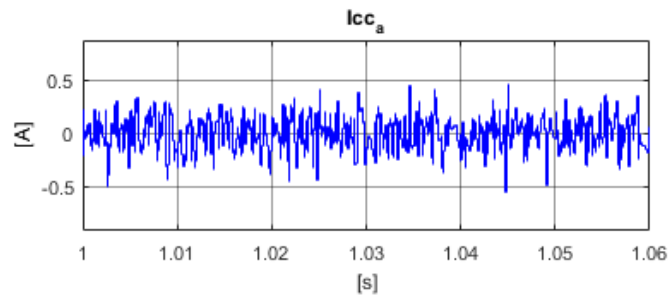
Considerando los valores descritos en la Tabla 1, los resultados obtenidos fueron los siguientes:



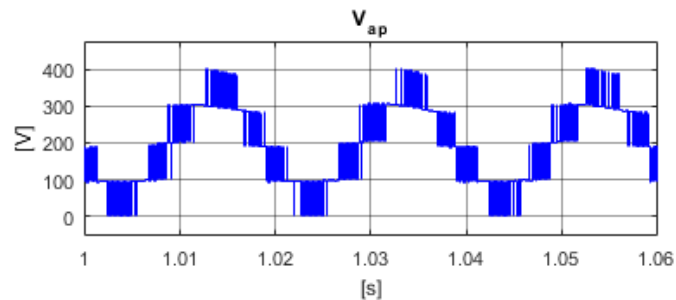
**Fig. 4-26 Voltaje de salida alterno fase  $a$  con respecto a neutro.**



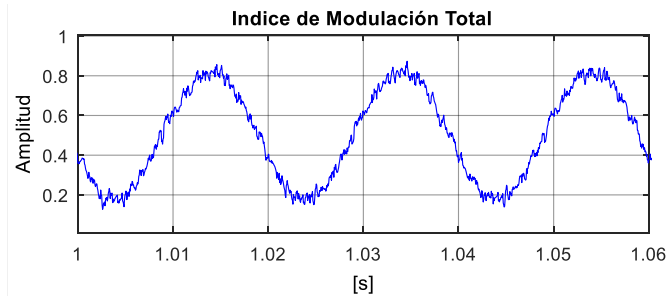
**Fig. 4-27 Corriente de salida alterna fase  $a$ .**



**Fig. 4-28 Corriente circulante presente en fase  $a$  del MMC.**



**Fig. 4-29 Voltaje de salida en rama  $ap$ .**

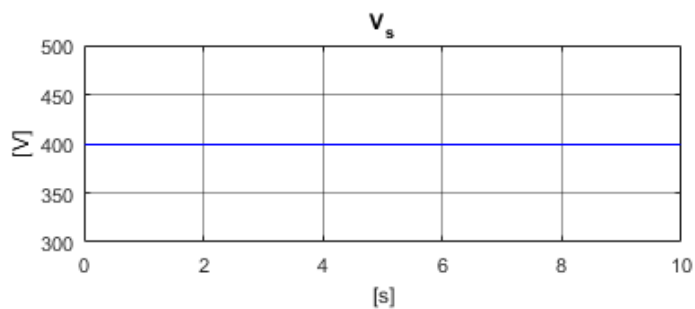


**Fig. 4-30 Índice de modulación total.**

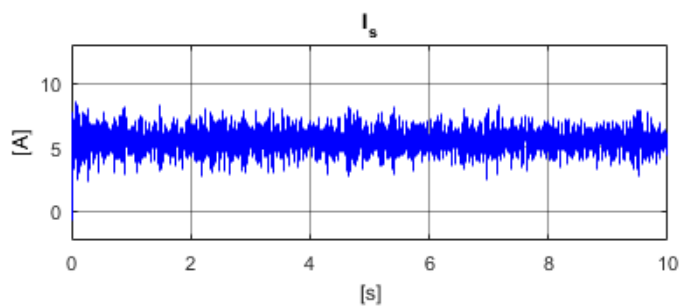
De la Fig.4-26 y Fig.4-27 podemos apreciar los resultados obtenidos en el lado alterno por nuestro convertidor multinivel modular, en donde, si bien se obtiene un voltaje sinusoidal multinivel, podemos apreciar la presencia de armónicos que provocan la distorsión en la onda (a través de Matlab/Simulink indica un THD(v) del 19,8%), pero en términos de corriente, podemos apreciar una señal sinusoidal mucho más limpia, lo cual es esperable en este tipo de convertidores, además de que su amplitud es de 12[A], lo cual fue asignado en términos de la corriente  $I_d$ , cabe destacar que la amplitud del voltaje de salida es de 130[V] aproximadamente, con lo cual nos encontramos en un punto de operación bajo el nominal, ya que este valor en su capacidad máxima debería ser igual a 200[V], lo cual podemos apreciar al observar la Fig.4-30, en donde el índice de modulación total fluctúa entre valores cercanos a 0.2 y 0.8 (en condiciones nominales entre 0 y 1).

De la Fig.4-29 podemos observar el voltaje de la rama  $ap$ , el cual cuenta con cinco niveles, lo cual es esperable ya que al utilizar cuatro celdas por rama, cada una aportaría con tres niveles, obteniendo un total de nueve niveles (considerando que cada una aporta con un voltaje cero en común) a nuestro voltaje de rama en condiciones normales (con un índice de modulación variante entre -1 y 1), pero dado a que en la operación del MMC se considera un índice de modulación total variante entre 0 y 1, se reduce a la mitad la cantidad de niveles de voltaje por rama (manteniendo el nivel común), obtenemos finalmente cinco niveles de voltaje.

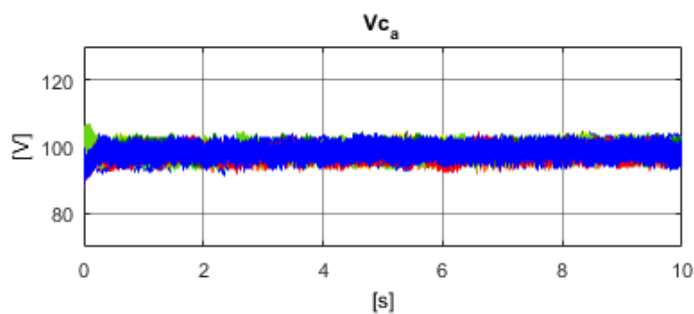
Por otro lado, de la Fig.4-28, podemos observar la corriente circulante de la fase  $a$ , en donde su valor no supera los 0.5 [A], lo cual nos indica que el PI de corriente circulante efectivamente reduce dicha corriente.



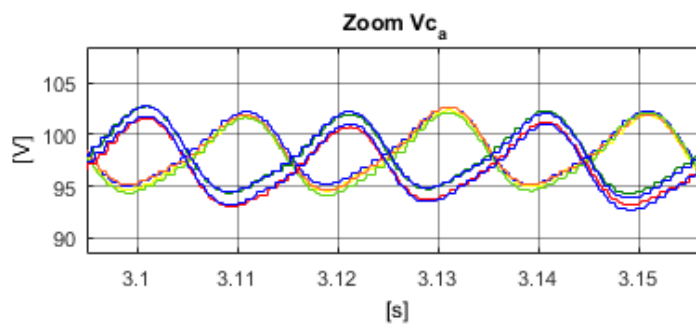
**Fig. 4-31 Voltaje de entrada (lado DC).**



**Fig. 4-32 Corriente de entrada (lado DC).**



**Fig. 4-33 Voltaje de los condensadores presentes en la fase  $a$  del MMC.**



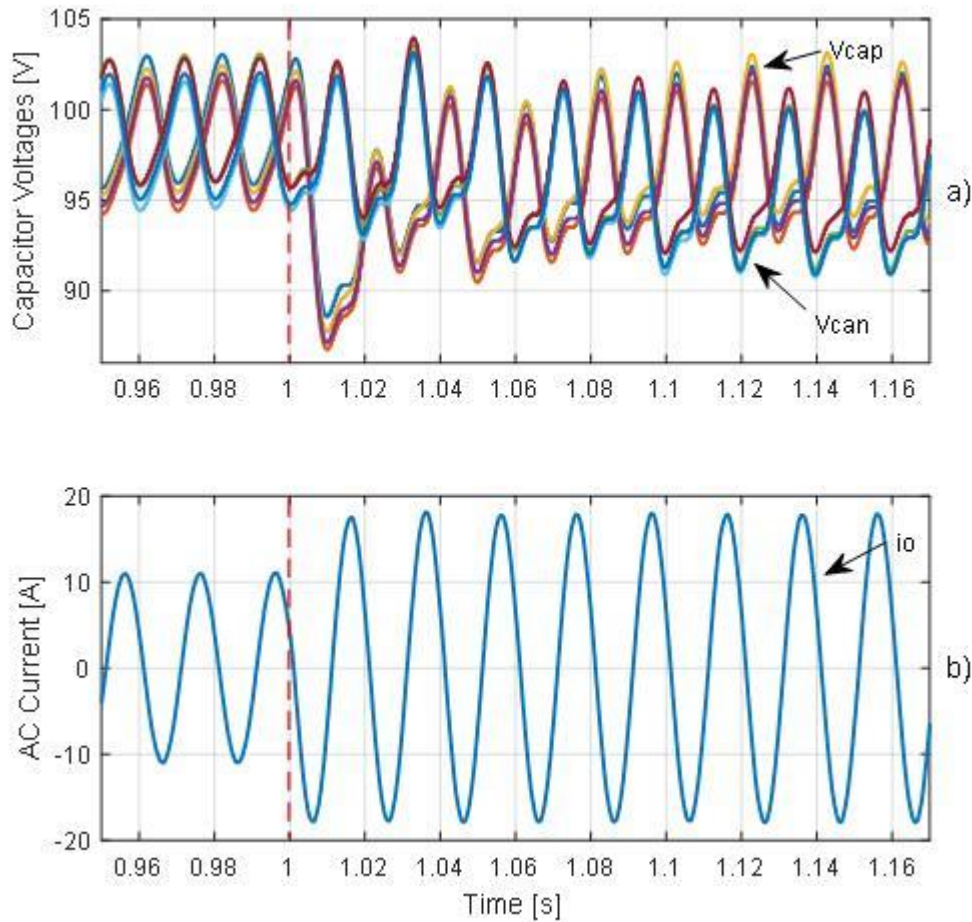
**Fig. 4-34 Zoom aplicado al voltaje de los condensadores presentes en la fase  $a$ .**

De la Fig.4-31 podemos observar el voltaje entregado por la fuente DC, el cual es igual a 400[V], mientras que en la Fig.4-32 observamos la corriente entregada por la fuente, en donde si

bien, posee oscilaciones debido a la carga y descarga de los condensadores presentes en el MMC potenciados por el valor de  $\Delta_{dc}$ , mantiene un valor continuo de 5[A].

Por otro lado, de la Fig.4-33 y Fig.4-34 podemos apreciar que los voltajes de los condensadores tanto los de la rama positiva como los de la rama negativa de la fase  $a$ , convergen a un valor cercano a los 97 [V], presentando oscilaciones propias de las cargas y descargas de los condensadores, las cuales son condicionadas debido a la estrategia de control implementada.

Cabe destacar que la estrategia de control realizada cumple con los objetivos planteados, ya que minimiza la corriente circulante, establece un control sobre la corriente de salida y estabiliza la tensión presente en los condensadores de cada celda del MMC en un valor promedio específico, con lo cual, se consigue una operación estable del convertidor multinivel modular.



**Fig. 4-35** Dinámica del MMC frente a un impacto de carga; a) Voltaje de los condensadores en la fase  $a$ , b) Corriente de salida en la fase  $a$ .

De la Fig.4-35, podemos apreciar el comportamiento del MMC frente a un impacto de carga del tipo escalón, el cual ocurre en un tiempo igual a 1[s] (remarcado con una línea discontinua), dicho impacto fue aplicado sobre el índice de modulación alterno (de 0.3 a 0.5), lo cual exige que el MMC trabaje a su valor nominal, por lo tanto en el ítem a), se aprecian los voltajes en los condensadores presentes en la fase  $a$ , en donde, si bien se produce un transiente propio de la dinámica del sistema (de 1[s] a 1.07[s]), se mantiene efectivamente una operación estable en el convertidor, obteniendo un rizado aproximadamente de 10[V] (10% de  $V_{cap}$ ). Otro aspecto de interés es la forma de onda de voltaje en los condensadores luego del impacto, ya que se aprecia una distorsión en dichas formas de onda, lo cual es esperable debido a que el convertidor opera con un índice de modulación total de amplitud igual a uno (condición nominal), por lo tanto, los armónicos

presentes aumentarán su magnitud, provocando así, una distorsión en las formas de ondas en los condensadores presentes en el MMC (Cabe considerar que se utilizaron valores bajos de inductancias y resistencias destinadas como filtros, una posible solución es aumentar el valor de dichos valores, pero queda a criterio de la operación, ya que generalmente los MMC operan con un índice de modulación total rodeando un valor de 0.85 de amplitud).

Del ítem b), podemos apreciar el impacto de carga en términos de corriente, ya que en un comienzo se entrega una corriente de amplitud cercana a los 11[A] y luego del impacto aumenta a un valor cercano a los 17[A].

## 5. Introducción de la topología MMSPC.

Con el fin de mejorar la operación en términos de estabilidad y simplicidad, se analizará la topología de una rama MMSPC, la cual consta de  $N$  celdas compuestas por la conexión en paralelo de dos puentes H y un condensador (del tipo conmutado). Dichas celdas se conectan entre ellas mediante los terminales de los puentes H externos de su configuración, en donde cada unión entre celdas se denominará “intersección”, por otro lado, los terminales de los puentes H de extremos exteriores se conectarán entre sí, obteniendo así, una salida de tensión multinivel (Ver esquema simplificado de conexión en la Fig.5-1)[3],[9].

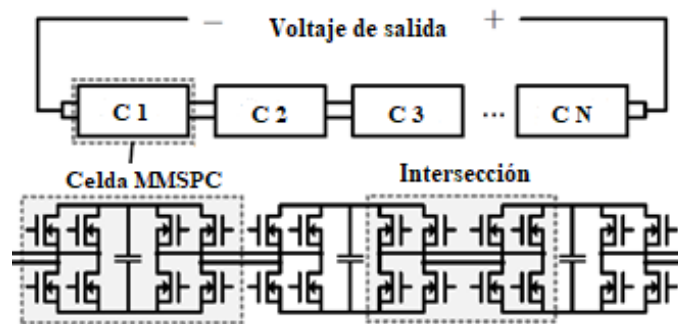


Fig. 5-1 Esquema de interconexión propuesto [3].

Dónde :  $c_1, c_2, c_3, \dots, c_N$ : corresponde a la numeración de las  $n$  celdas que componen una rama MMSPC .

Por lo tanto, se tiene la posibilidad de realizar las siguientes configuraciones de interconexión:

- Series + y Series -: conectando dos condensadores adyacentes en conexión serie positiva o negativa;
- Paralelo + y Paralelo -: conectando dos condensadores adyacentes en paralelo. Las dos variaciones tienen el mismo efecto pero usan transistores complementarios.
- Bypass + and Bypass -: conectar terminales positivos o negativos de dos condensadores adyacentes, con el fin de realizar un Bypass de una celda en específico;
- Cero: modo pasivo, apagando todos los transistores, dicho estado se realiza principalmente por seguridad, en caso de que ocurra alguna falla en el sistema.

Gráficamente, la obtención de las posibles configuraciones de interconexión son las siguientes:

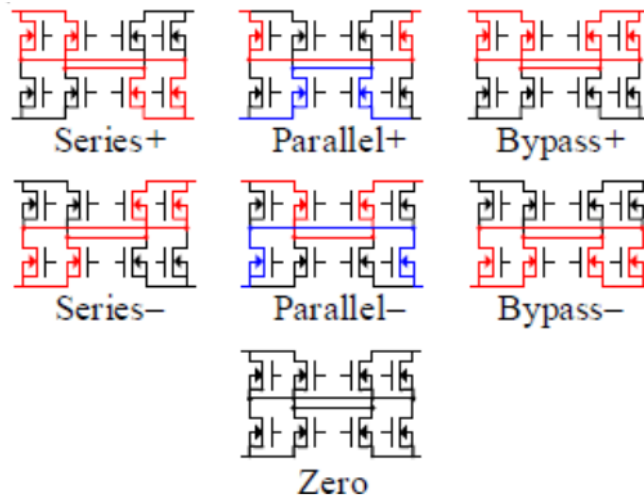


Fig. 5-2 Configuraciones posibles de interconexión.

## 5.1. Modulación para una rama MMSPC.

La modulación a utilizar en una rama MMSPC será del tipo PS-PWM, y se aplicarán en cada intersección presente (cabe considerar que los puentes H extremos externos, también se considerará como una intersección), en donde, uno de los objetivos principales es producir la mayor cantidad de conexiones en paralelo entre condensadores y/o fuentes de voltaje continuo como sea posible, logrando así un balance de voltaje en cada una de las celdas MMSPC de manera espontánea debido a la corriente de equilibrio producida.

Por lo tanto, se realizará dicha modulación, en donde la comparación entre una señal de voltaje sinusoidal (índice de modulación alterno) y señales triangulares a una frecuencia específica según el caso (señales portadoras y sus negados respectivos), en donde la cantidad de señales triangulares dependerá del número de intersecciones que presente el sistema. El desfase presente en dichas señales está dado por:

$$\theta = \frac{360^\circ}{N} \quad (5.1)$$

Los estados posibles mencionados anteriormente se obtendrán de la siguiente manera:

- Serie + (S+) :  $Si I_m > L_1 \ \& \ Si I_m > L_{1n}$
- Serie – (S-) :  $Si I_m < L_1 \ \& \ Si I_m < L_{1n}$
- Paralelo + (P+) :  $Si I_m < L_1 \ \& \ Si I_m > L_{1n}$
- Paralelo – (P-) :  $Si I_m > L_1 \ \& \ Si I_m < L_{1n}$

Dónde:

- $I_m$ : Índice de modulación alterno
- $L_1$ : Señal portadora específica.
- $L_{1n}$ : Señal portadora específica negada.

Cabe destacar que en las interconexiones internas de una rama MMSPC, se podrá realizar las siguientes conexiones: Serie  $\pm$ , Paralelo  $\pm$  y Cero. Mientras que en las interconexiones exteriores sólo se podrá realizar las conexiones serie  $\pm$  y Bypass  $\pm$ .

Gráficamente podemos apreciar la secuencia de estados para una interconexión interior mediante la Fig.5-3 y Fig.5-4, mientras que la secuencia de estados para una interconexión exterior se puede apreciar en la Fig.5-5 y Fig.5-6 , en donde se aplicó el ejemplo anterior considerando una señal portadora de frecuencia igual a 500[Hz] y su respectiva señal negada, junto con un índice de modulación sinusoidal de amplitud igual a 1.

Graficas de secuencia de estados en interconexiones interiores:

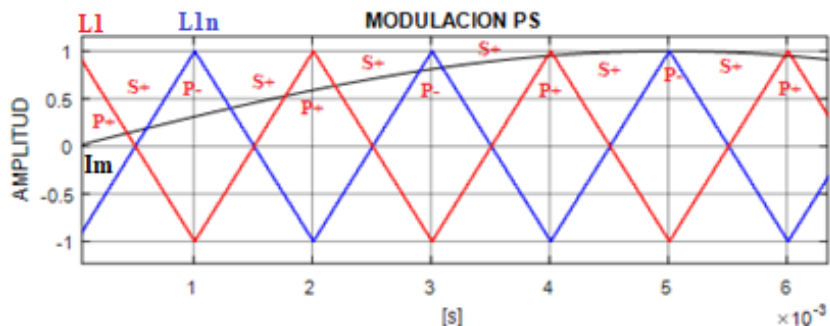


Fig. 5-3 Gráfica de secuencia de estados serie+/paralelo±

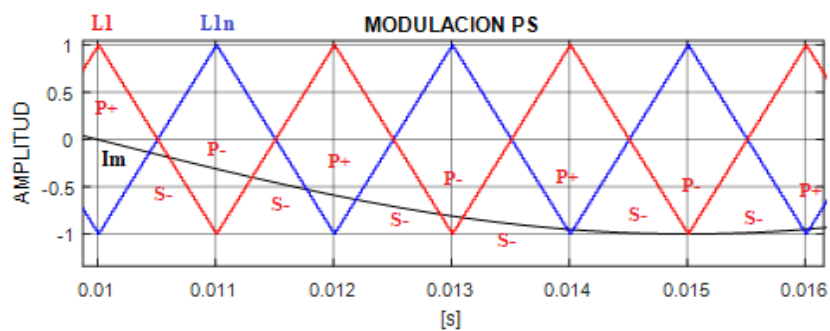


Fig. 5-4 Gráfica de secuencia de estados serie-/paralelo±.

Graficas de secuencia de estados en interconexiones exteriores:

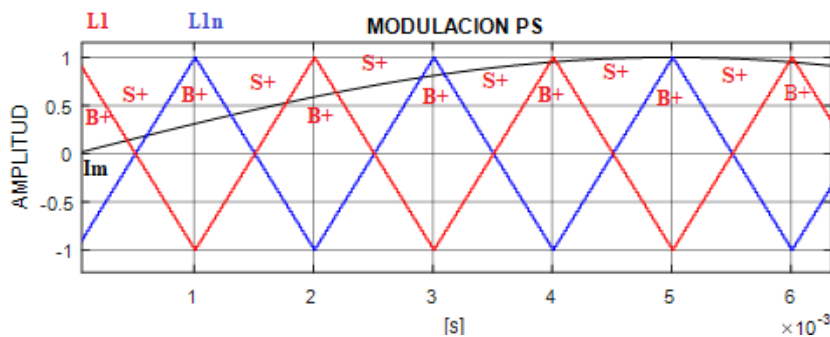


Fig. 5-5 Gráfica de secuencia de estados serie+/Bypass+.

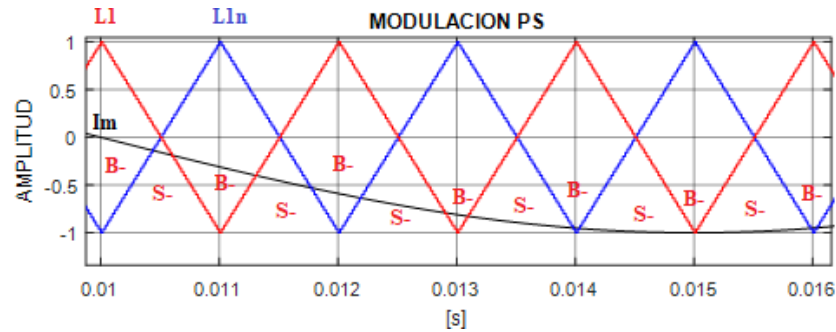


Fig. 5-6 Gráfica de secuencia de estados serie-/Bypass-.

## 5.2. Simulación de rama MMSPC.

La simulación de la rama MMSPC cuenta con tres celdas en donde, una de ellas contiene una fuente de voltaje continuo y las dos celdas restantes contienen un condensador de igual capacidad (dichos componentes en paralelo con dos puentes H), tal como se muestra en la Fig.5-7

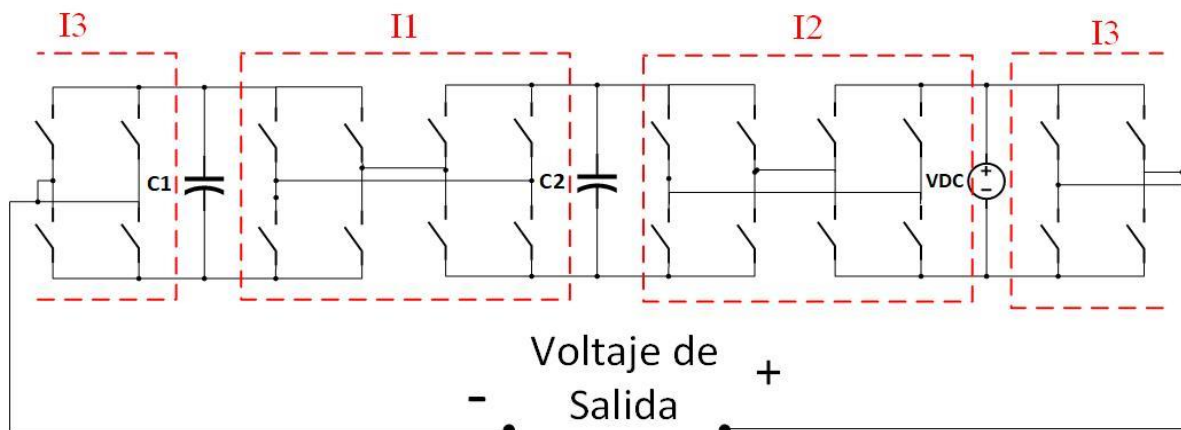


Fig. 5-7 Esquema de una rama MMSPC con fuente de voltaje DC.

Por lo tanto, se considerarán tres señales portadoras (debido al número de interconexiones presentes, I1, I2 e I3), en donde el ángulo de desfase de las portadoras está dado por la ecuación (5.1), el cual es:

$$\theta = \frac{360^\circ}{3} = 120^\circ$$

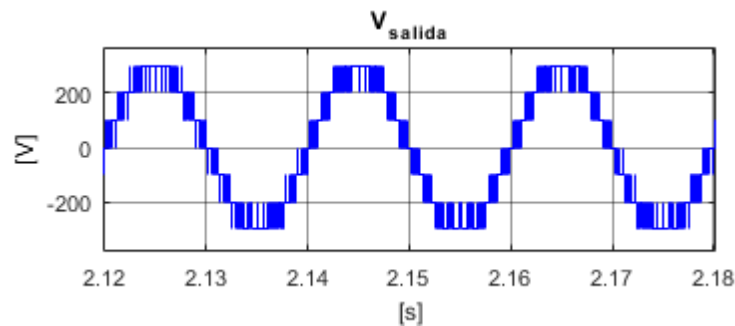
En donde, se consideró  $360^\circ$  en el numerador de la expresión anterior, ya que el índice de modulación alterno en este caso, tomará valores entre -1 y 1 (en caso de utilizar un índice de modulación entre 0 y 1, se considerarán  $180^\circ$ ).

Además, los parámetros utilizados en la simulación fueron los siguientes:

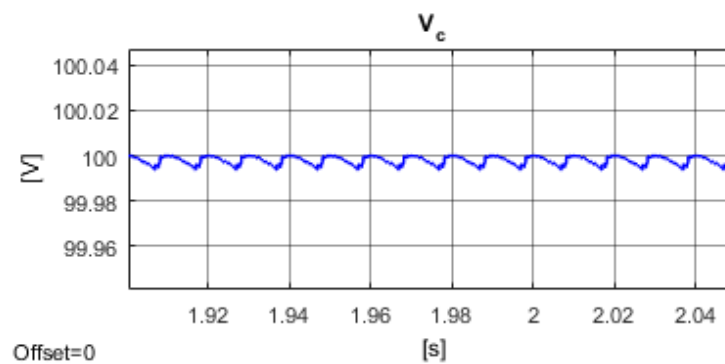
**TABLA 2: Parámetros utilizados en simulación.**

Parámetros	Valor
N	3 celdas
C	2200 $\mu F$
Vdc	100 V
Frecuencia portadora	500 Hz

Los resultados obtenidos son los siguientes:



**Fig. 5-8 Voltaje de salida obtenido.**



**Fig. 5-9 Voltaje en los condensadores presentes en la rama**

De la Fig.5-8 podemos apreciar los siete niveles en la señal de salida de voltaje de nuestro sistema, lo cual es esperable debido al número de celdas ( $2*n+1$ ), considerando el índice de modulación alterno igual a 1, además de la Fig.5-9 podemos notar la carga y

descarga del condensador, el cual posee un rizado de aproximadamente 5[mV], lo que es prácticamente despreciable para el nivel de voltaje en el cual se está operando (100[V] en el condensador), con esto podemos apreciar el potencial que posee una rama MMSPC, dado que el balance en el voltaje de los condensadores presentes, depende única y exclusivamente de la estrategia de modulación, por lo tanto no es necesaria una etapa de control y tampoco realizar mediciones de voltaje y/o corriente en nuestro sistema para cumplir este objetivo, lo que resulta bastante atractivo para poder aplicar el concepto de celdas MMSPC y realizar comparaciones con un MMC tradicional.

### **5.3. Consideraciones sobre la topología MMSPC.**

Como se mencionó anteriormente, una rama MMSPC posee un gran potencial en aplicaciones de HVDC, en donde los principales beneficios son los siguientes:

- No es necesario implementar una estrategia de control para balancear los condensadores presentes en el sistema.
- No se requiere un monitoreo en voltaje y corriente de las ramas del convertidor, lo cual reduce significativamente el costo monetario del sistema.
- Al reducir los objetivos de control, se reduce considerablemente la dificultad de mantener el balance propio del convertidor.
- La modulación a utilizar será del tipo PS-PWM, la cual además de su sencillez, nos permite distribuir balanceadamente las pérdidas propias del convertidor (además de la corriente necesaria para mantener cargados los condensadores presentes en el convertidor).

Por otro lado, las desventajas a tener en cuenta son las siguientes:

- Por cada celda se utilizará una mayor cantidad de semiconductores (en su forma tradicional, descrita anteriormente).
- Se debe asegurar una constante conexión en paralelo, debido a que una posible diferencia de voltaje entre dos condensadores adyacentes sin algún elemento que limite el flujo de corriente provocará un aumento de pérdidas internas del convertidor.

## 5.4. Simulación de MMC basado en celdas MMSPC.

Dado el previo análisis de la topología anteriormente descrita, se simulará un convertidor MMC basado en celdas MMSPC para comparar los resultados obtenidos con respecto a la configuración clásica del MMC, por lo tanto, cada rama del convertidor se compondrá mediante cuatro celdas MMSPC (igual número de intersecciones, I1, I2, I3 e I4), en donde sus portadoras se encontrarán desfasadas por:

$$\theta_r = \frac{180^\circ}{4} = 45^\circ \quad (5.2)$$

Cabe destacar que las celdas MMSPC presentes en cada rama del convertidor, se compondrán mediante condensadores en paralelo con dos puentes H (sin fuentes de voltaje continuo), tal como muestra la Fig.5-11, en donde se aprecia una rama del convertidor a simular, las cuales serán alimentados desde la etapa DC de nuestro sistema (Fig.5-10), por otro lado, se realizará un control sobre la corriente de salida (lado AC) con el fin de exigir una corriente específica al convertidor y realizar una comparación efectiva con lo exigido al MMC tradicional.

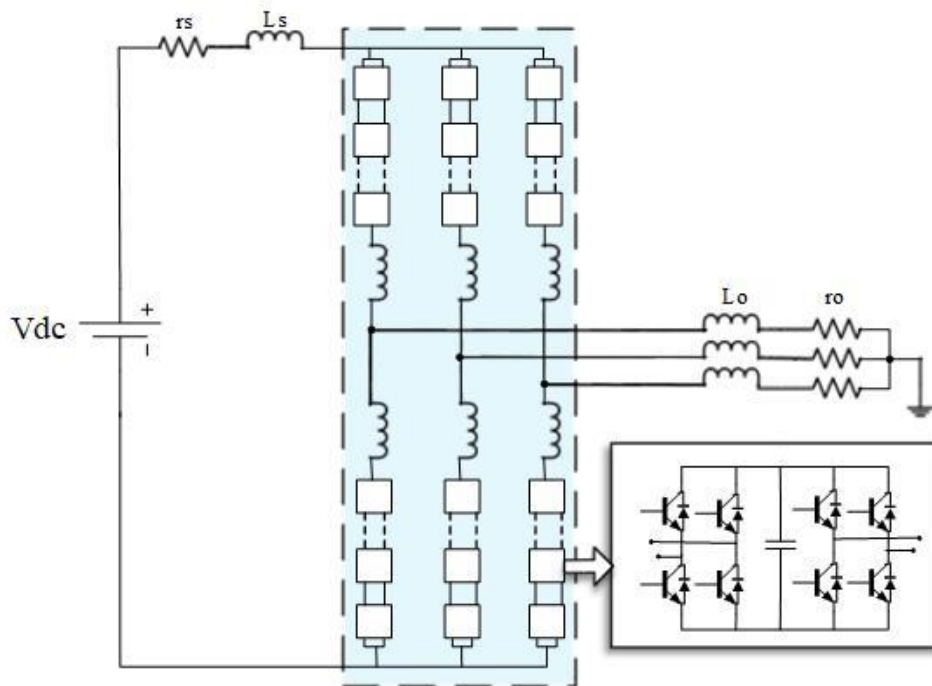


Fig. 5-10 Esquema simplificado de un MMC basado en celdas MMSPC

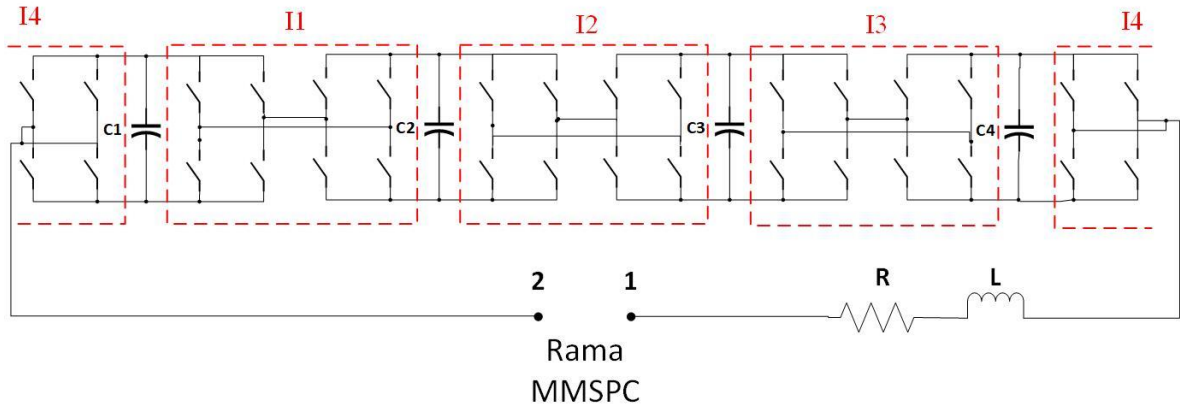


Fig. 5-11 Rama MMSPC

Los parámetros utilizados en la simulación se describen a continuación:

TABLA 3: Valores Numéricos.

Parámetros	Valor
$R_s$ (Resistencia lado DC)	1 $\Omega$
$L_s$ (Inductancia lado DC)	10 mH
$R$ (Resistencia de rama)	0.01 $\Omega$
$L$ (Inductancia de rama)	5 mH
$R_o$ (Resistencia lado AC)	10 $\Omega$
$L_o$ (Inductancia lado AC)	10 mH
$v_{dc}$ (Voltaje lado DC)	400 V
$N$	4 celdas
$C$	2200 $\mu F$
Saturación PIac	0.4 p.u.
Referencia Id	12 A
Referencia Iq	0 A
Frecuencia portadora	1000 Hz

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

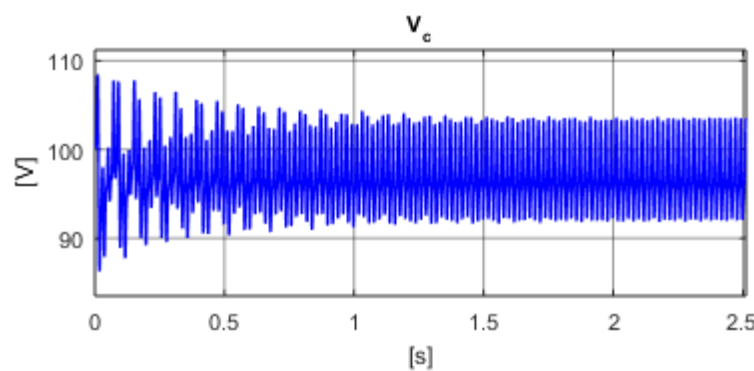
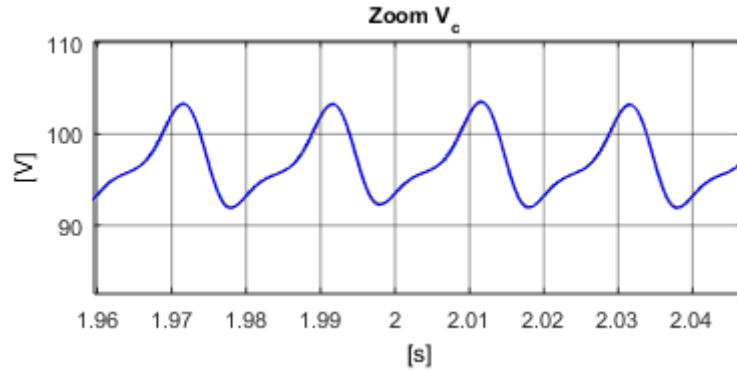
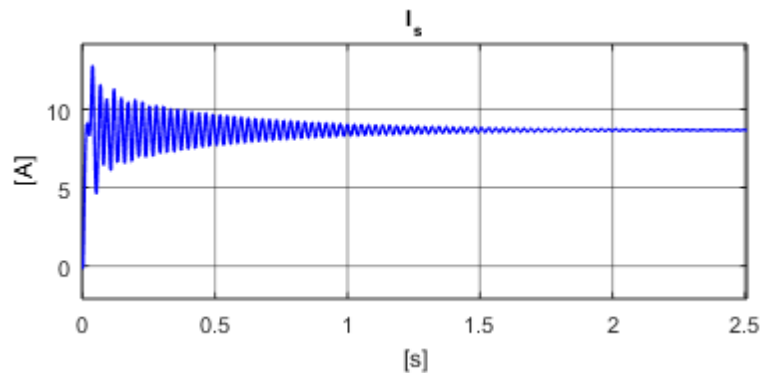


Fig. 5-12 Voltaje de los condensadores presentes en la fase a

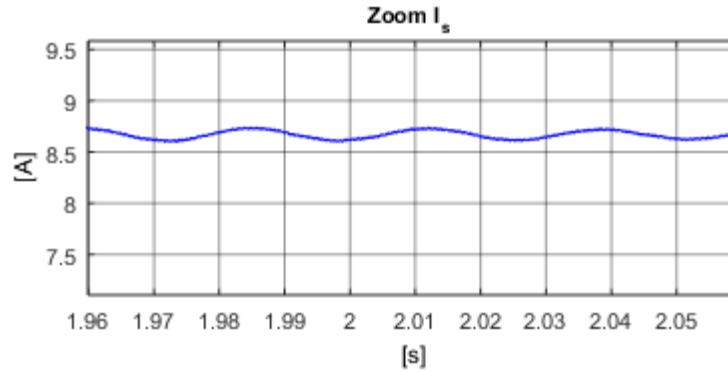


**Fig. 5-13 Zoom de los voltajes en los condensadores presentes en la fase *a*.**

De las Fig.5-12 y Fig.5-13 podemos apreciar el efectivo balance de los condensadores presentes en la rama positiva de la fase *a*, en donde si bien posee un transiente mayor comparado a lo obtenido en la Fig. 4-33, en estado estacionario posee un rizado de aproximadamente 10[V] (10% de  $V_{cap}$ ). Además, se consigue una operación estable en el convertidor MMSPC, ya que se mantiene el balance en el voltaje de cada condensador, lo que refleja que utilizando sólo una modulación PS-PWM mediante la estrategia mencionada anteriormente es posible lograr dicho objetivo, además notamos que todos los voltajes en la rama descrita, se comportan como unidad, ya que su dinámica es prácticamente la misma, lo que difiere del MMC tradicional, que posee una variación de voltaje entre condensadores de cada rama.



**Fig. 5-14 Corriente de entrada.**



**Fig. 5-15 Zoom de corriente de entrada**

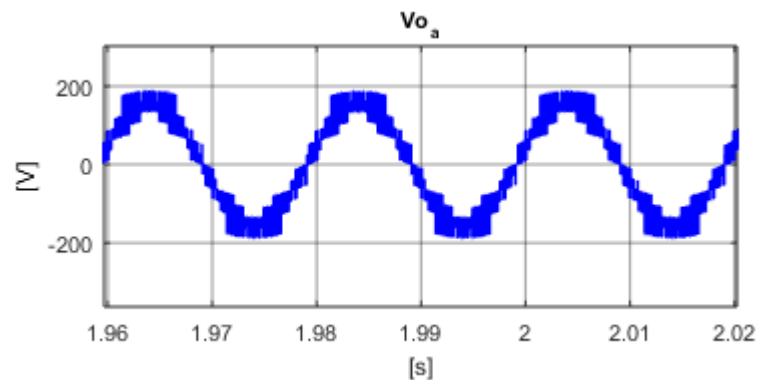
De la Fig.5-14 y la Fig.5-15 se aprecia que la corriente del lado DC, si bien posee un transiente de mayor duración en comparación de la operación clásica del MMC (Fig.4-32), en estado estacionario posee un valor continuo de 8,7[A] aproximadamente, lo cual concuerda con los valores esperados, dado que a través de la ley de conservación de la energía, tenemos:

$$P_{entrada} \approx P_{salida} + P_{perdidas} \quad (5.3)$$

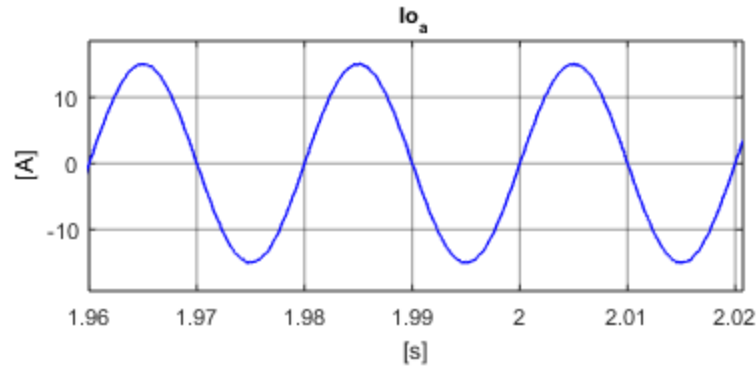
$$V_{dc} * I_{dc} = \frac{3}{2} * (\hat{I}_{ac})^2 * R_o + P_{perdidas}$$

$$I_{dc} = \frac{\frac{3}{2} * (15[A])^2 * 10[\Omega] + P_{perdidas}}{400[V]} = 8.44[A] + I_{perdidas} \approx 8.7[A]$$

Notamos que la diferencia de corriente se debe principalmente a las pérdidas propias del sistema (conducción y conmutación de componentes).



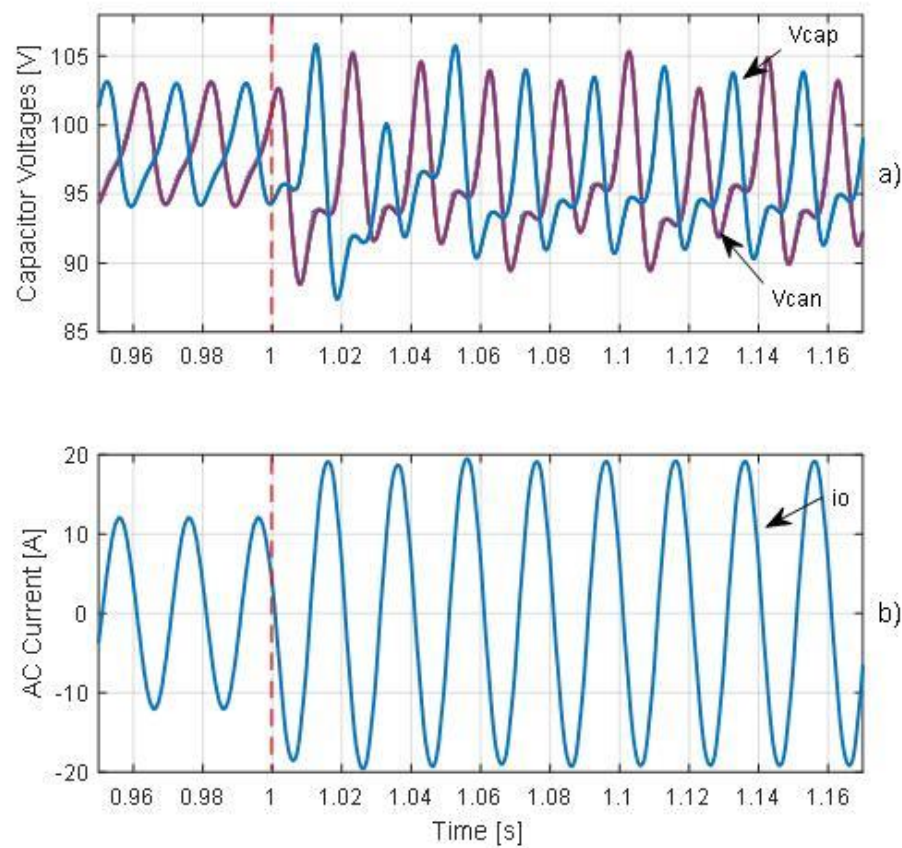
**Fig. 5-16 Voltaje de salida de la fase a.**



**Fig. 5-17** Corriente de salida de la fase  $a$ .

De la Fig.5-16 podemos notar el voltaje de salida de la fase  $a$ , en donde apreciamos la señal de voltaje multinivel proporcionada por el convertidor, la cual si bien no es completamente sinusoidal pura, se aprecia una buena calidad de onda considerando el bajo número de celdas que posee el convertidor ( $N=4$ , obteniendo un THD(v) del 22,97%).

En comparación del MMC tradicional, se obtuvieron resultados bastante similares con una operación considerablemente más sencilla, donde la principal responsable de lograr este objetivo, es la estrategia de modulación condicionada al tipo de celda utilizada (MMSPC), ya que nos permite realizar la conexión en paralelo de condensadores adyacentes (un tipo conexión extra en comparación al MMC tradicional), logrando un balance en términos de voltaje entre capacitores presentes en cada rama del convertidor (sin necesidad de sensar dichos voltajes), lo cual es clave para lograr una operación estable en el convertidor.



**Fig. 5-18 Dinámica del convertidor frente a un impacto de carga, a) Voltaje en los condensadores presentes en la fase  $a$ , b) Corriente de salida de la fase  $a$ .**

La Fig.5-18 muestra el comportamiento del MMC basado en celdas MMSPC frente a un impacto de carga (con las mismas condiciones que el caso anterior), en donde se mantiene una operación estable en el convertidor, además podemos notar de mejor manera el comportamiento de los voltajes en los condensadores, los cuales poseen un valor bastante similar (tanto para rama positiva como negativa), a comparación del MMC tradicional (Fig.4-34).

## **6. Topologías extras con celdas MMSPC.**

---

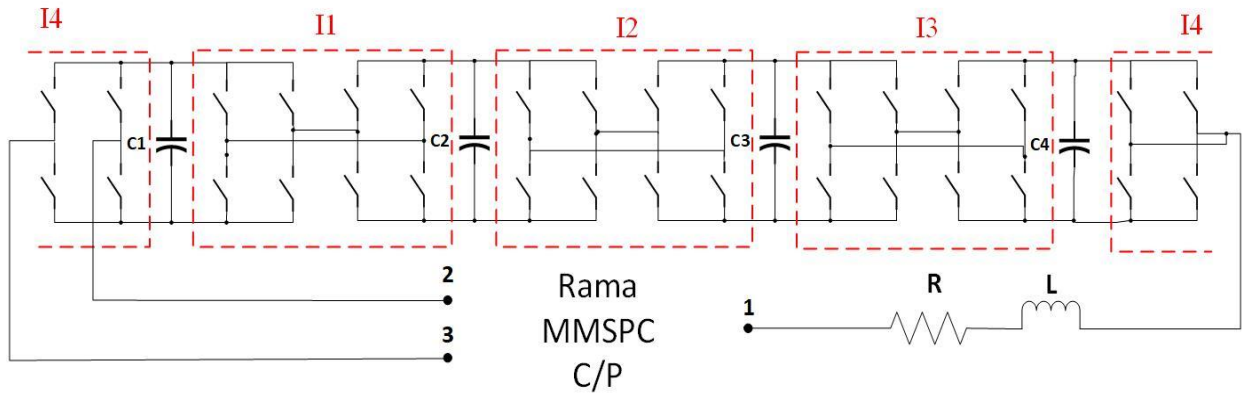
### **6.1. Introducción**

Debido a los resultados obtenidos al utilizar celdas MMSPC en convertidores multinivel, nos surge el interés de analizar múltiples opciones, dado a que el tipo de celdas utilizadas no se limitan a realizar sólo la conexión serie/paralelo entre celdas de la misma fase, también se puede extender este concepto a la conexión en paralelo entre ramas de distintas fases, entre ramas de la misma fase e inclusive una conexión en paralelo entre ramas y además entre fases (Full MMSPC). Por lo tanto, se analizará la estabilidad de la operación que se obtiene en el convertidor en cada caso, lo cual se verá reflejado en los voltajes presentes en los condensadores del convertidor, mencionando las fortalezas, debilidades y posibles aplicaciones.

### **6.2. MMSPC con conexión en paralelo entre ramas de distintas fases**

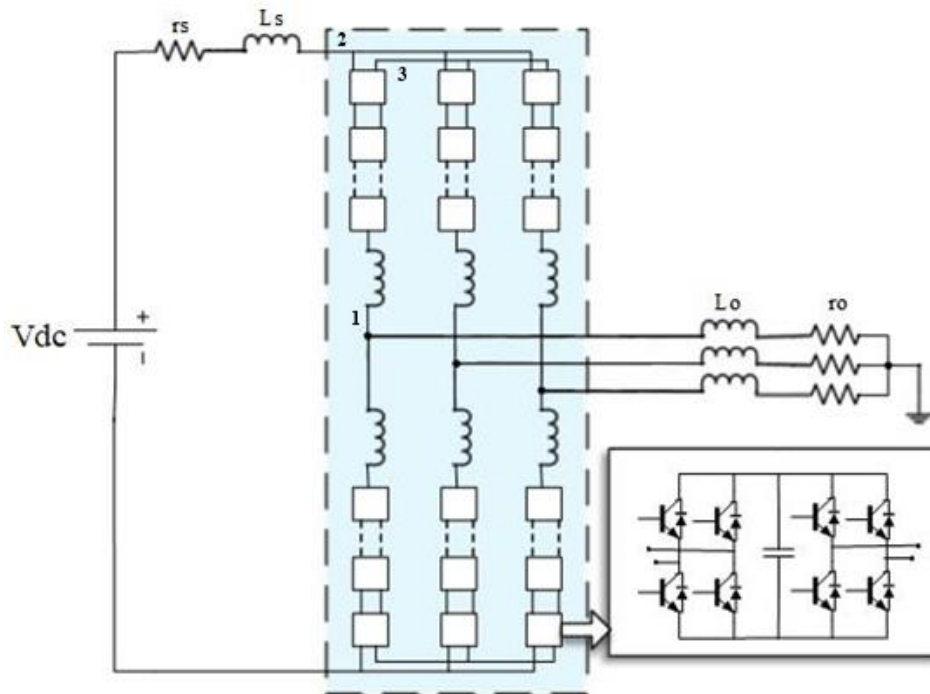
El primer caso en discusión será el convertidor MMSPC con conexión en paralelo entre ramas de distinta fase, tanto para ramas positivas como negativas, en donde se buscará principalmente disminuir el rizado en los condensadores presentes en el convertidor.

A diferencia del MMC con celdas MMSPC tradicional, la conexión del puente H externo superior para cada rama positiva, constará de dos terminales independientes, (2) y (3) respectivamente (Fig.6-1), los cuales permitirán la conexión en paralelo entre los condensadores externos entre ramas. Los terminales (2) se interconectarán a la barra positiva del convertidor, mientras que los terminales (3) se interconectarán entre sí, tal como se muestra en la Fig.6-2 . (Homólogamente ocurre con las ramas negativas, considerando que los terminales (2) se conectan a la barra negativa del convertidor),



**Fig. 6-1** Esquema simplifica de una rama MMSPC para realizar la conexi3n en paralelo entre ramas de distintas fases.

Un esquema simplificado del convertidor mencionado es el siguiente:



**Fig. 6-2** MMC basado en celdas MMSPC con conexi3n en paralelo entre ramas de distintas fases.

### 6.3. Modulación de MMSPC con conexión en paralelo entre ramas de distintas fases.

La diferencia en la modulación a implementar en comparación al caso anterior, recae principalmente en los puentes H externos, con el fin de lograr el estado en paralelo en los condensadores externos de cada rama.

Por lo tanto, los semiconductores involucrados (Fig. 6-3) para las ramas positivas son los siguientes:

- S43ap y S44ap: Semiconductores presentes en puente H externo de fase *a*.
- S43bp y S44bp: Semiconductores presentes en puente H externo de fase *b*.
- S43cp y S44cp: Semiconductores presentes en puente H externo de fase *c*.

Cabe mencionar que cada semiconductor mencionado, posee su elemento complementario. Además, la conexión en paralelo entre condensadores externos de cada rama, se realizará mediante los siguientes estados de semiconductores (en donde cada uno posee su elemento complementario, tal como se explicó anteriormente):

TABLA 4: Estado de Semiconductores.

Semiconductores	Estado
S44ap	0
S43ap	1
S44bp	0
S43bp	1
S44cp	0
S43cp	1

Gráficamente, tendremos:

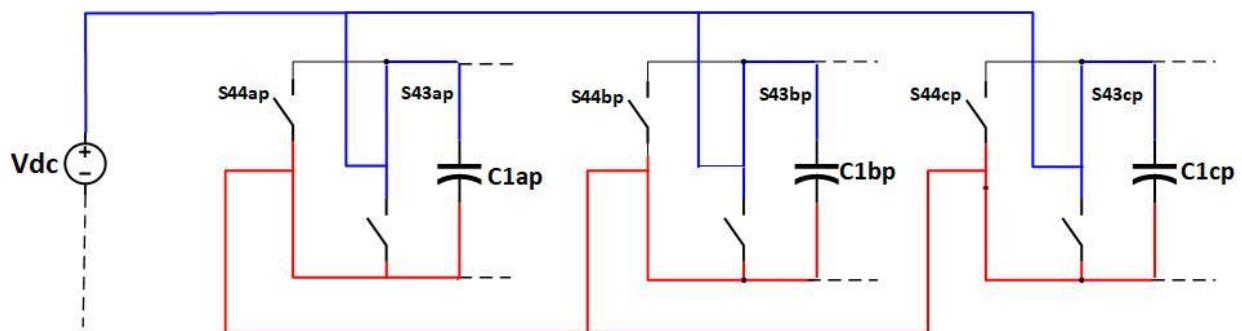


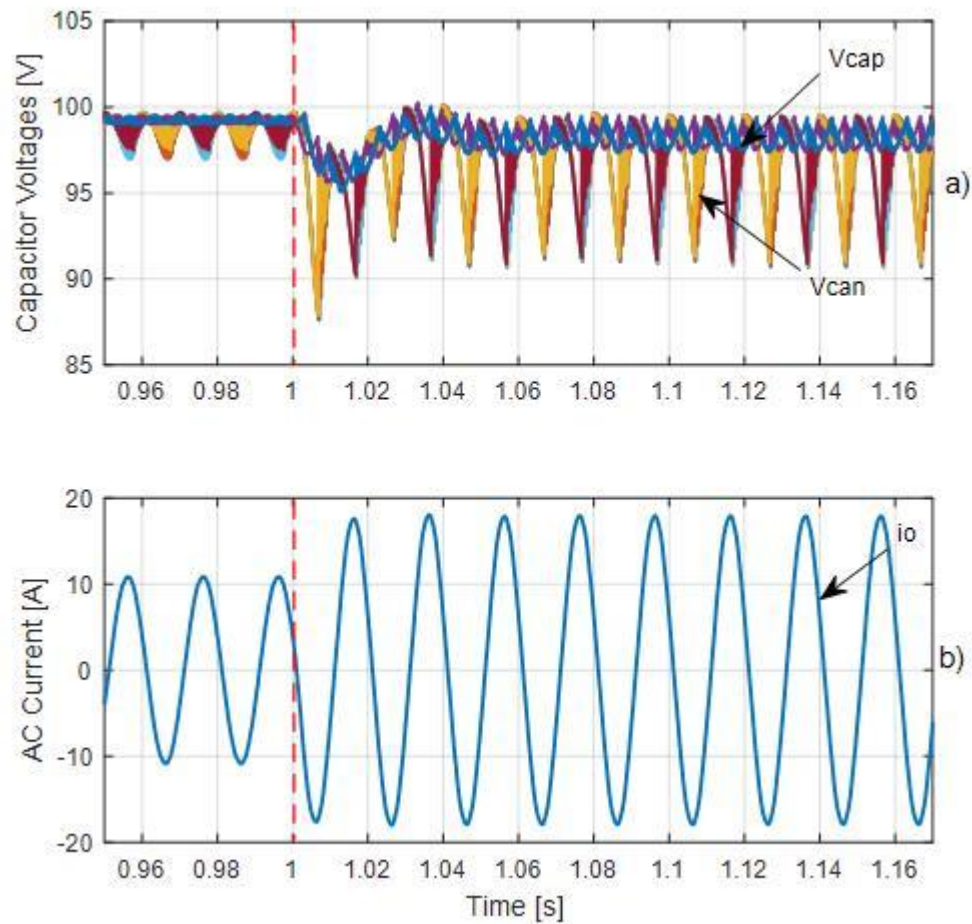
Fig. 6-3 Gráfica de la conexión en paralelo mencionada anteriormente.

El estado descrito anteriormente se realizará en cada instante que se cumpla la siguiente condición:

$$S43ap == S43bp == S43cp \ \&\& \ S44ap == S44bp == S44cp$$

En caso contrario se mantendrán los estados obtenidos mediante la estrategia de modulación anterior (homológamente ocurre para las ramas negativas).

Manteniendo los valores presentes en la Tabla 3., los resultados obtenidos son los siguientes:



**Fig. 6-4** Dinámica del convertidor frente un impacto de carga, a) Voltajes en los condensadores de la fase *a*, b) Corriente de salida en la fase *a*.

De la Fig.6-4 apreciamos la dinámica del convertidor al someterlo a un impacto de carga, en donde se mantiene una operación estable en el sistema. De a), notamos la diferencia en el rizado de cada condensador, en donde el menor rizado (aproximadamente 2 [V], 2% de  $V_{cap}$ ) se presenta en el condensador externo de cada rama, debido a que es sometido a la conexión en paralelo entre con capacitadores externos de cada fase, por lo que se produce una fuerte transferencia de potencia que disminuye las oscilaciones de voltaje en dichos elementos, por otro lado, los condensadores más cercanos al punto medio de cada fase poseen un rizado bastante mayor (aproximadamente 9 [V], 9% de  $V_{cap}$ ), debido a que el efecto de cancelación de desbalance depende de cuan cercano se encuentre el capacitor en cuestión, con el extremo de cada rama.

Cabe destacar que en este caso, el rizado en el condensador más cercano al punto medio es menor en comparación a las topologías descritas anteriormente, considerando  $N = 4$  (ya que se reducen 5[V] aproximadamente), lo cual podría suponer una mejora considerable, pero es importante mencionar que al aplicar este concepto para aplicaciones en HVDC con  $N \geq 216$ , el rizado presente en las celdas más cercanas al punto medio de cada fase, aumentaría de manera significativa, por lo tanto, la presente topología se recomienda para un número bajo de celdas por rama, principalmente para aplicaciones en media tensión.

#### 6.4. MMSPC con estados paralelos entre ramas de la misma fase.

El segundo caso a presentar es la conexión serie/paralelo entre ramas de la misma fase [5], en donde, a diferencia de los casos anteriores, se debe agregar una celda central que permita una conexión serie/paralelo, tal como muestra el esquema simplificado de la Fig.6-5, cabe destacar que las celdas utilizadas a diferencia de los casos anteriores, poseen solo cuatro semiconductores, lo cual reduce el costo del convertidor permitiendo de igual manera los estados series/paralelos deseados, además la celda central se compone por un medio puente H, tal como muestra la Fig.6-6 con sus respectivos estados posibles.

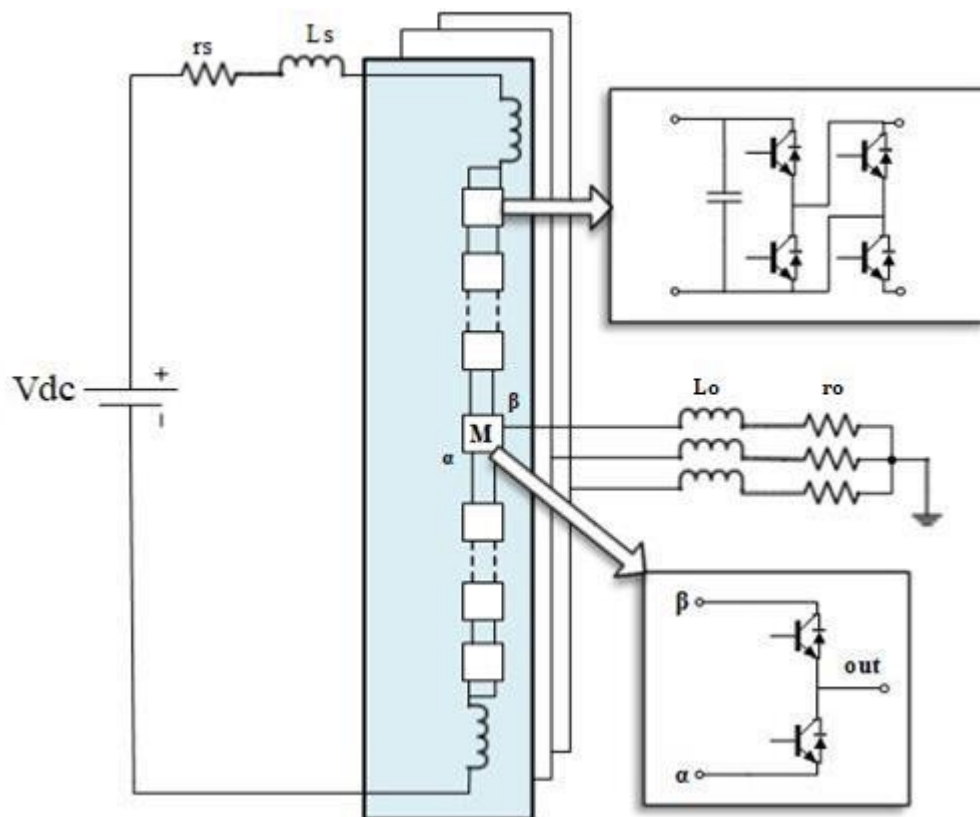


Fig. 6-5 Esquema de MMC basado en celdas MMSPC con estados paralelo entre ramas de la misma fase.

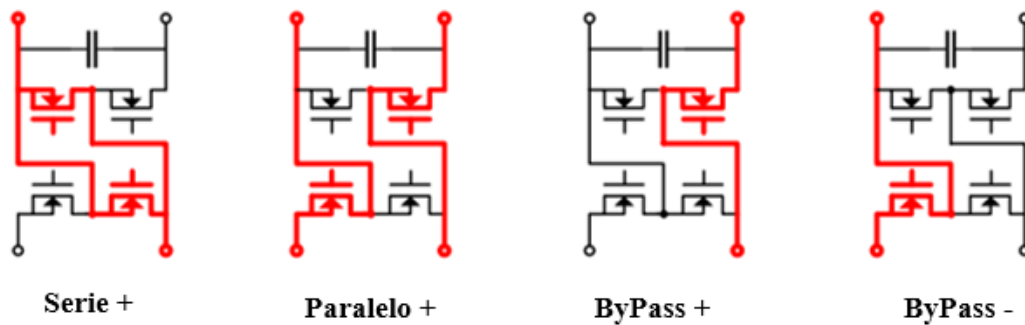


Fig. 6-6 Estados posibles mediante celdas descritas anteriormente.

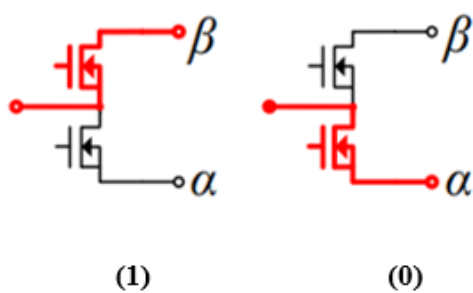


Fig. 6-7 Estados posibles mediante celdas centrales del convertidor.

Por otro lado, cada fase se puede expresar como la unión de una parte superior, celda central (o celda media) y una parte inferior (no se expresa mediante el concepto de rama, para diferenciar del caso anterior, además al contar con una celda central, se pierde el concepto de simetría propia del MMC). Por lo tanto, cada fase se compondrá mediante un número  $N$  de celdas para la parte superior y en la parte inferior se conformará mediante " $N + 1$ ", ya que considera la celda central.

Gráficamente, una fase del convertidor se compondrá de la siguiente manera:

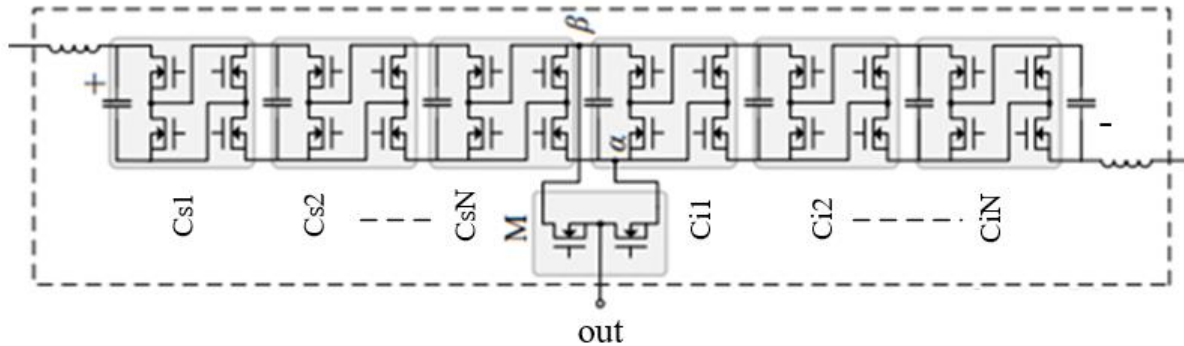


Fig. 6-8 Esquema simplificado de una fase del convertidor [5].

Dónde:

Cs: Celda superior.

Ci: Celda inferior.

La modulación a implementar será del tipo PS-PWM, en donde, a diferencia de casos anteriores, el ángulo de desfase de las portadoras tanto para la parte superior e inferior, está dado por:

$$\theta = \frac{360^\circ}{N + 1}$$

Además los estados posibles mencionados anteriormente para celdas superiores e inferiores se definirán como (1) para estados paralelos y (0) para estados serie, mientras que para la celda central se definirá como (1) y (0) la conexión y desconexión del condensador central. Dichos estados se obtendrán de la siguiente manera:

$$Si \text{ ref } C_s \begin{cases} > \text{portadora} = (1) \\ < \text{portadora} = (0) \end{cases}$$

$$Si \text{ ref } C_i \begin{cases} > \text{portadora} = (1) \\ < \text{portadora} = (0) \end{cases}$$

$$\text{Si } ref M \begin{cases} > \text{portadora} = (1) \\ < \text{portadora} = (0) \end{cases}$$

Gráficamente, la modulación a realizar se muestra en la Fig.6-9.

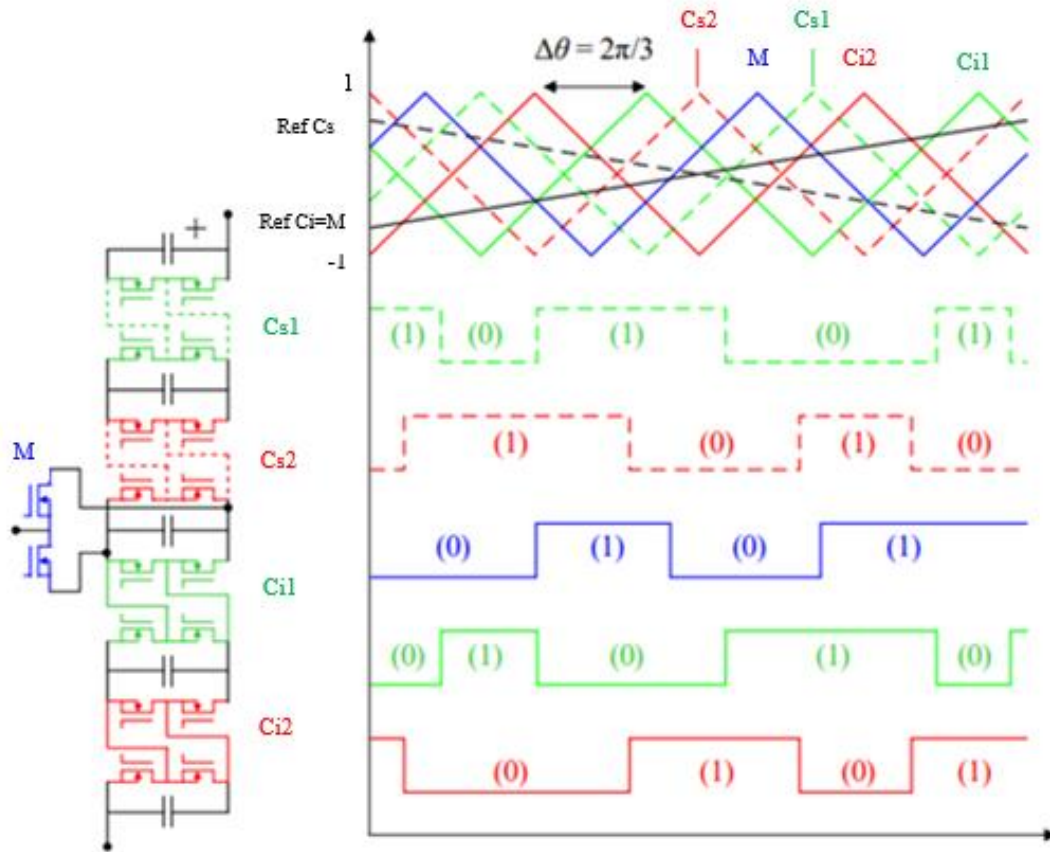
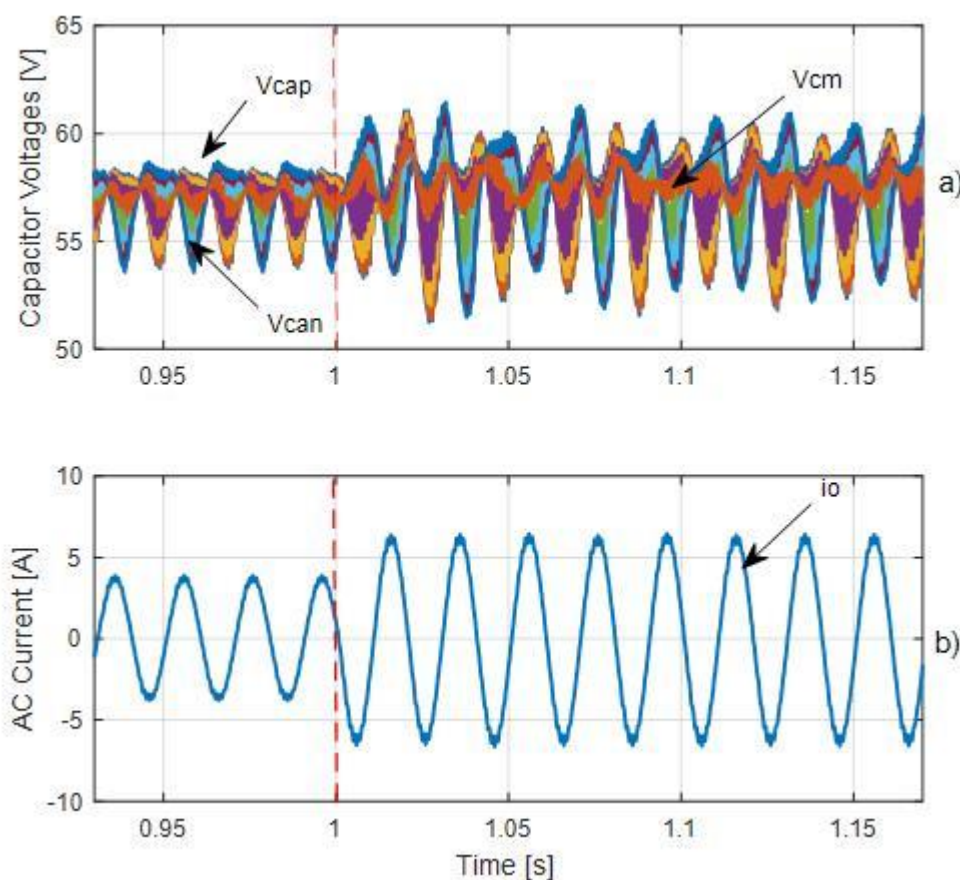


Fig. 6-9 Esquema de modulación a implementar [5].

Se realizó la simulación correspondiente considerando los valores de la tabla 3, en donde se obtuvo lo siguiente:

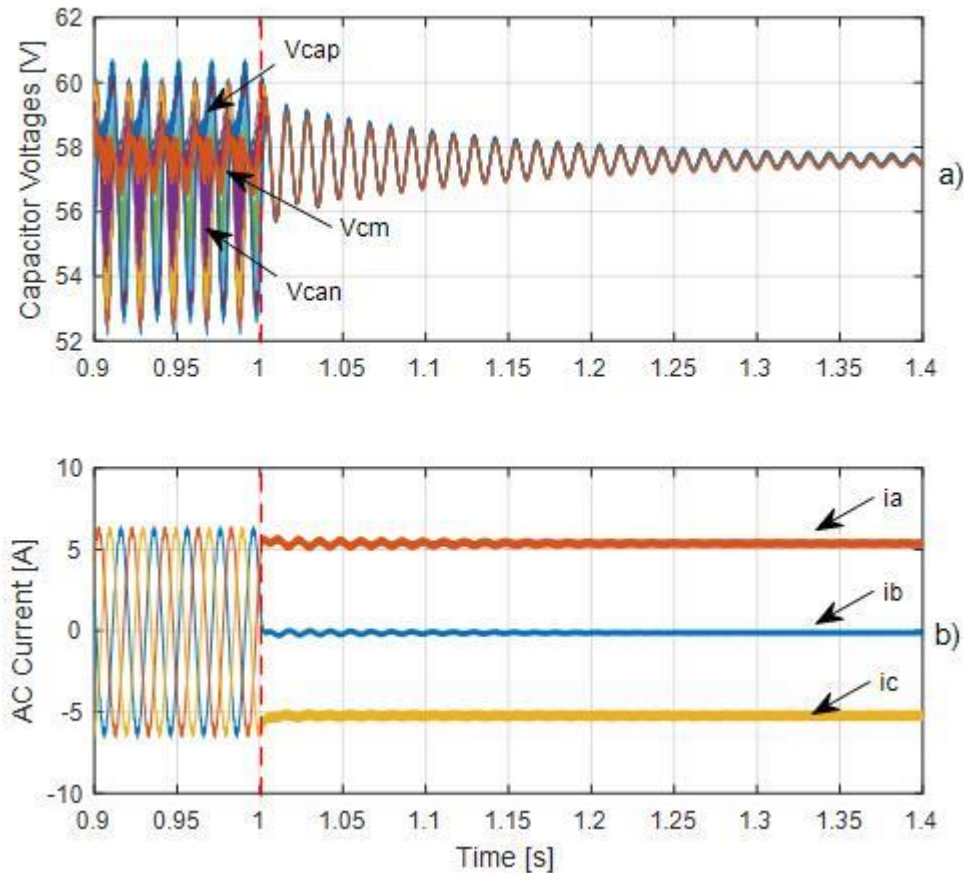


**Fig. 6-10** Dinámica del convertidor frente a un impacto de carga, a) Condensadores presentes en la fase *a*, b) Corriente de salida de la fase *a*.

De la Fig.6-10 (a), podemos apreciar la estabilidad en la operación del convertidor frente a un impacto de carga, además notamos que el mayor rizado es aproximadamente 8[V] (14% de  $V_{cap}$ ), que corresponde en este caso a los condensadores más lejanos de la celda media, debido a que se encuentran más lejanos del punto de mayor transferencia de potencia, por lo tanto el efecto de compensación del rizado es menor, mientras que el rizado en la celda central es de 2,5[V] (4,37% de  $V_{cap}$ ), lo cual es prácticamente despreciable en consideración al nivel de tensión de operación. Por otro lado, el voltaje presente en los condensadores ronda un valor cercano a los 57[V], dado a que el voltaje en los condensadores está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{cap} = \frac{V_{dc}}{n^{\circ} \text{ total de condensadores por fase}}$$

$$V_{cap} = \frac{400[V]}{7} = 57,14 [V]$$



**Fig. 6-11 Dinámica del convertidor frente a un impacto en frecuencia, a) Voltaje de los condensadores presentes en la fase  $\alpha$ , b) Corrientes de salida AC.**

De la Fig.6-11, ítem a) podemos apreciar la dinámica de los condensadores presentes en el convertidor frente a un impacto en frecuencia de tipo escalón de 50 a 0[Hz], en donde convergen a un valor en estado estacionario igual a 57,14[V], demostrando la capacidad del convertidor a operar en un amplio rango de frecuencia, inclusive para proporcionar una salida de voltaje continuo, lo cual es atractivo para aplicaciones en que se requieran cargas con frecuencias variables (principalmente motores) y/o cargas DC.

Cabe destacar que la topología en cuestión posee un gran potencial para aplicaciones de media tensión, ya que se obtienen resultados bastante atractivos para un bajo número de

celdas ( $N \leq 9$ ). Del ítem b), podemos apreciar las corrientes DC obtenidas luego del impacto en frecuencia, las cuales poseen leve transiente oscilatorio antes de alcanzar su valor en estado estacionario, los cuales varían según el ángulo de desfase en que se encuentren dichas señales (en este caso, sus valores son 5, 0 y -5 [A]).

## 6.5. FULL MMSPC.

El concepto de una topología propuesta denominada FULL MMSPC proviene de analizar los resultados a obtener mediante la conexión en serie/paralelo entre celdas de la misma rama, entre ramas de la misma fase y entre ramas de distintas fases, los mismos conceptos de las topologías anteriores pero de manera simultánea, por lo tanto, cada fase se compondrá mediante celdas MMSPC interconectadas con una celda central, que permite la conexión serie/paralelo de una fase y además las celdas externas permiten la conexión en paralelo entre ramas de distintas fases, tal como muestra el esquema simplificado de la Fig.6-12, cabe destacar que se muestra una conexión de inductancias en la parte superior de la celda central, dichas inductancias también se pueden ubicar en la parte inferior de dicha celda central e inclusive en ambas posiciones, con el fin de reducir los peak de corriente producidos por la conmutación de elementos capacitivos del sistema (debido a los elementos semiconductores que provocan el ingreso o retiro de la celda central, además de las conexiones series/paralelos producidas en cada condensador).

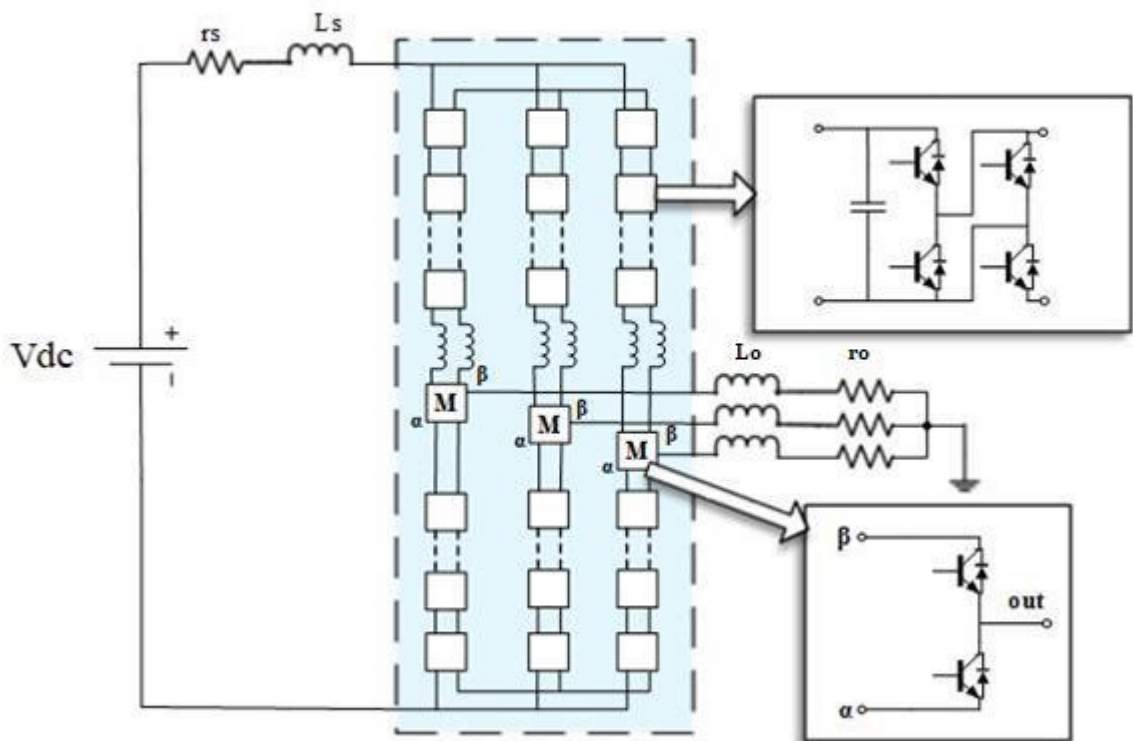
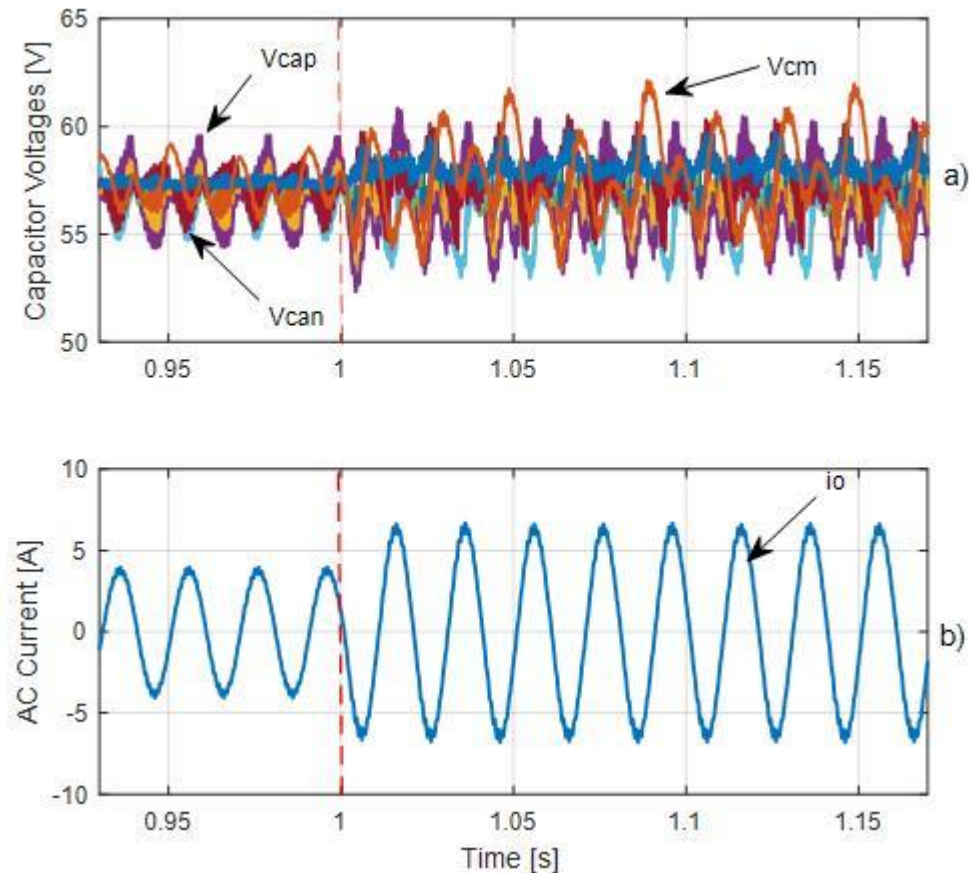


Fig. 6-12 Esquema simplificado de un convertidor FULL MMSPC.

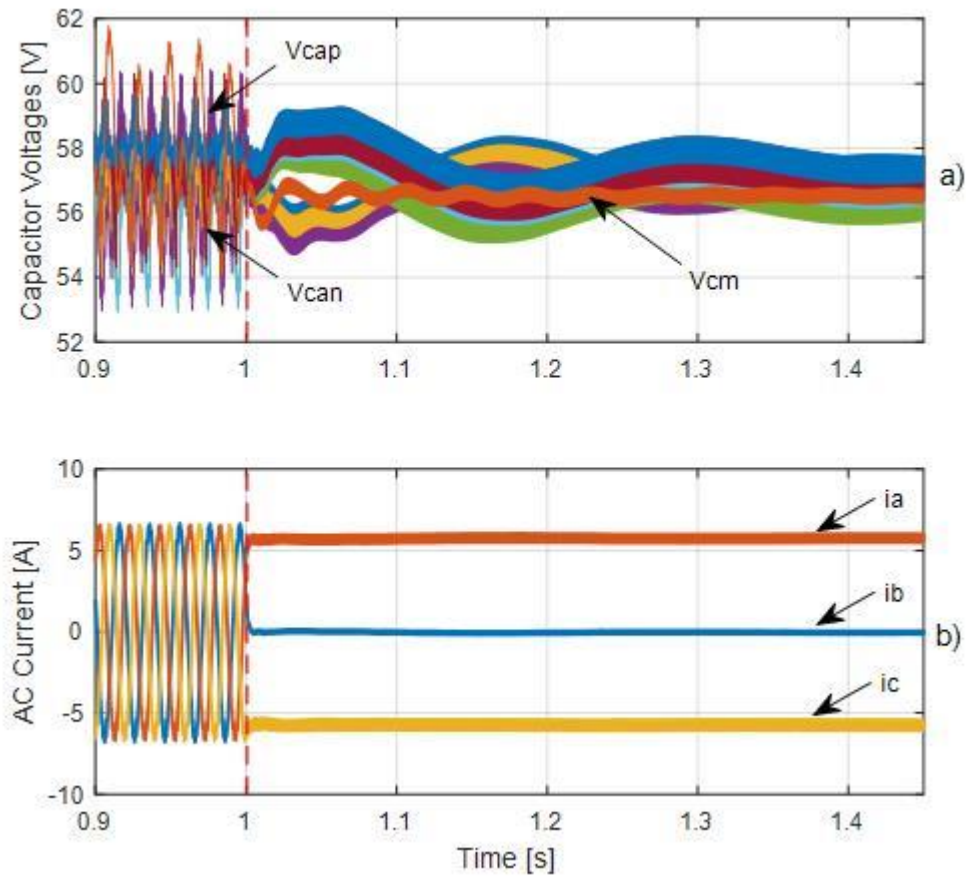
La etapa de modulación se realiza de igual manera que el caso anterior, con la salvedad que las celdas externas, que siguen la lógica descrita en la modulación del MMC basado en celdas MMSPC conexión en paralelo entre ramas de la misma fase.



**Fig. 6-13 Dinámica del convertidor frente a un impacto de carga, a) Condensadores presentes en la fase  $a$ , b) Corriente de salida de la fase  $a$ .**

De la Fig.6-13 ítem a), podemos apreciar la dinámica de la oscilación de los condensadores presentes en el sistema, en donde a diferencia del caso anterior, el mayor rizado se obtiene en la celda central, debido a que la mayor transferencia de potencia para realizar el balance es mayor en la paralización de las celdas externas, por otro lado, el rizado disminuye ya que ronda los 6[V] aproximadamente (10% de  $V_{cap}$ ).

De igual manera que el caso anterior, la presente topología posee grandes beneficios para un número reducidos de celdas, ya que entre un número mayor de éstas, aumentará el rizado en la celda central.



**Fig. 6-14** Dinámica del convertidor frente a un impacto en frecuencia, a) Voltaje de los condensadores presentes en la fase  $a$ , b) Corrientes de salida AC.

La Fig.6-14 muestra el comportamiento frente a un impacto en frecuencia (homólogo al caso anterior). En donde, se obtiene una señal de salida continua con una transición más suave en comparación al caso anterior, en donde no se presentan las oscilaciones en las corrientes de salidas, tal como muestra el ítem b) de la Fig.6-11.

## 6.6. Resultados experimentales.

Con el fin de validar el balance en los condensadores de un convertidor MMSPC con conexión serie/paralelo entre ramas de la misma fase (Fig. 6-5), se realizó un Setup (Fig.6-15) con el fin de obtener resultados experimentales, en donde los valores a considerar son los siguientes:

TABLA 5: Valores Numéricos.

Parámetros	Valor	
$L$ (Inductancias del convertidor)	5	mH
$f$ (Frecuencia de conmutación)	1000	Hz
$v_{dc}$ (Voltaje lado DC)	100	V
$N$	2+1	celdas
$C$	2200	$\mu F$
$m_{ac}$ (Índice de modulación continuo)	0.5	
$m_{ac}$ (Índice de modulación alterno)	0.49	

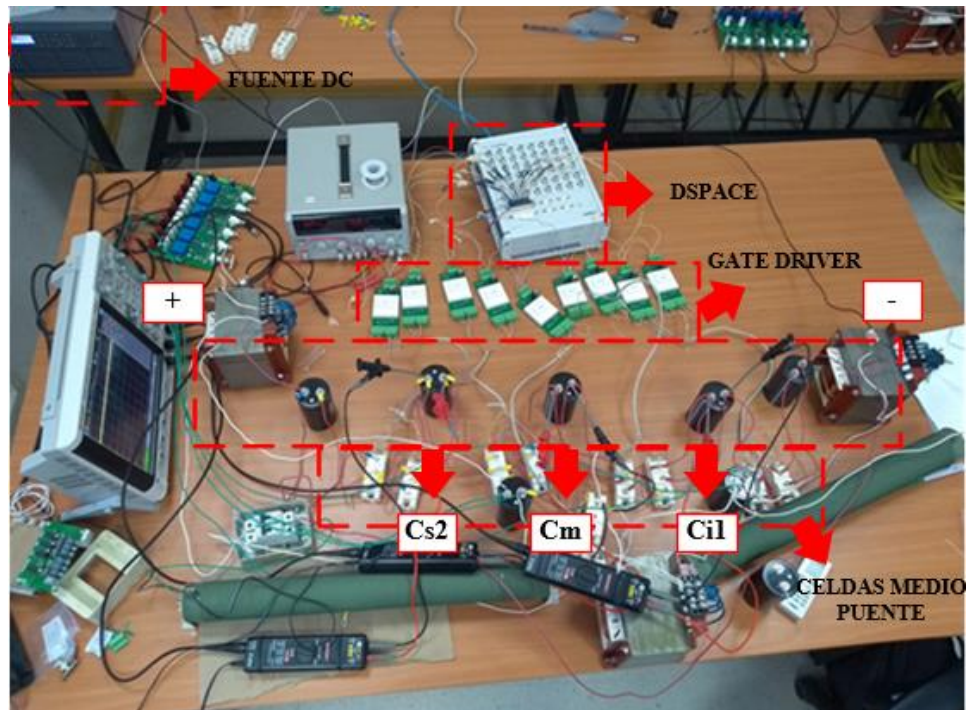
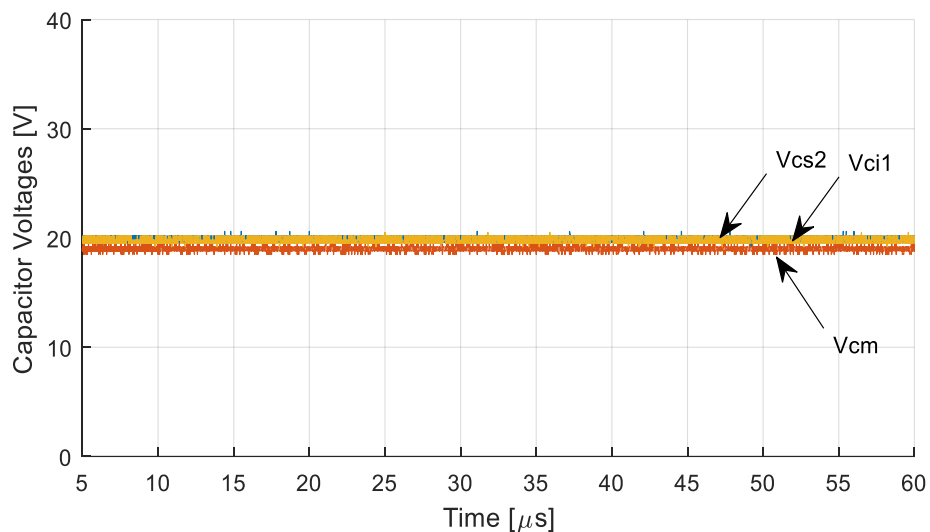


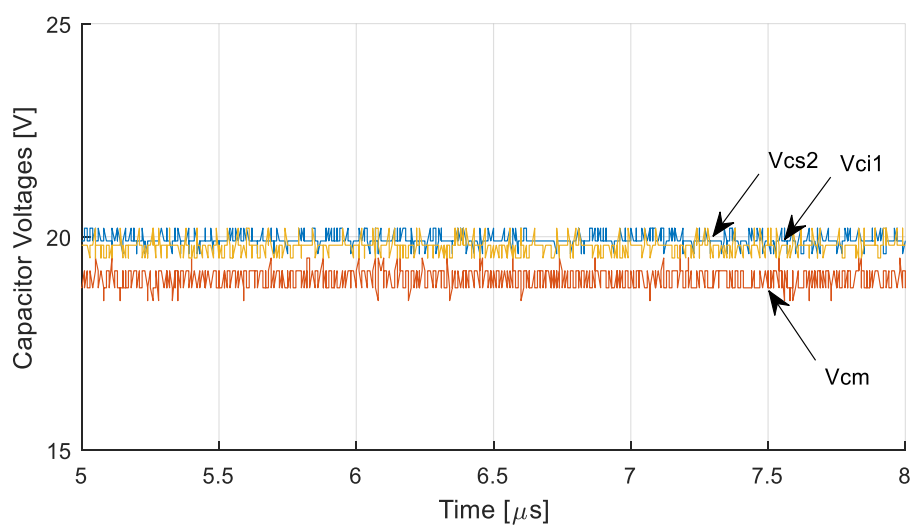
Fig. 6-15 Setup realizado en LEPA.

En donde, a través de la simulación realizada en Matlab/Simulink se obtienen los pulsos del disparo, los cuales llegan a la MicroLabBox (DSPACE) para posteriormente ser enviados a los IGBT obteniendo los estados requeridos para la operación.

Cabe destacar que sólo se armó una fase del convertidor y se realizaron pruebas sin carga, en donde los resultados fueron los siguientes:



**Fig. 6-16 Voltajes en los condensadores mencionados.**

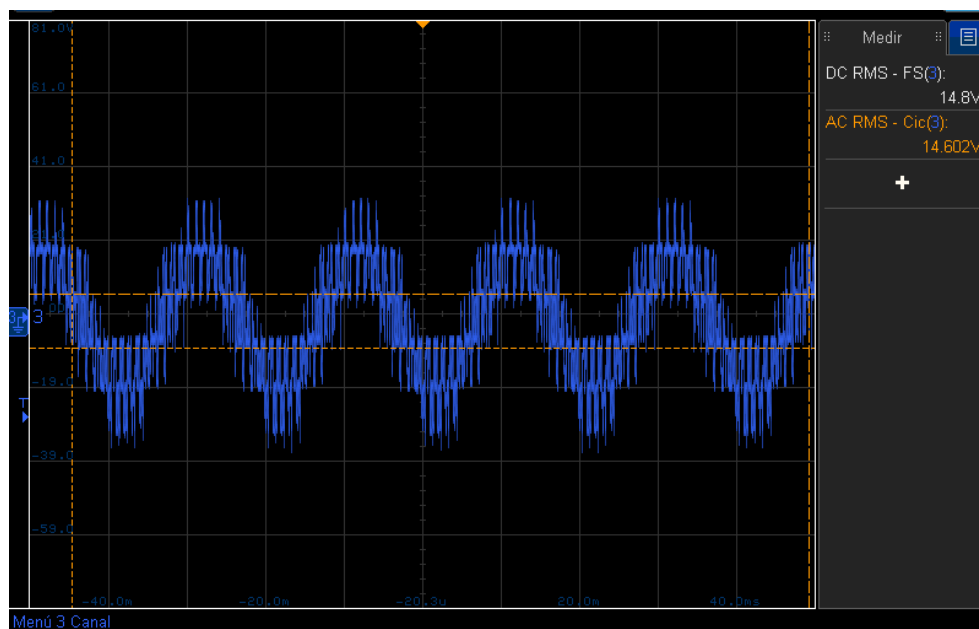


**Fig. 6-17 Zoom de la medición de voltaje realizada.**

Los valores de voltaje en los condensadores fueron obtenidos desde el osciloscopio y trabajados en Matlab, con el fin de realizar un análisis mediante una imagen más detallada, mientras que el voltaje de salida fue obtenido de manera gráfica desde el osciloscopio.

De la Fig.6-16, podemos apreciar el voltaje en el segundo condensador superior (Vcs2), el voltaje en el primer condensador inferior (Vci1) y el voltaje en el condensador

medio o central ( $V_{cm}$ ), en donde se logra apreciar un efectivo balance entre dichos voltajes, obteniendo una diferencia de aproximadamente 1[V] en el condensador central (Fig.6-17), lo cual es despreciable considerando el nivel de voltaje de operación. Por otro lado, los voltajes alcanzan un valor DC de 20[V], lo cual es esperable debido a que el voltaje de la fuente se fijó en 100[V] y en el convertidor se encuentran presentes 5 condensadores en la fase implementada, por lo tanto se comprueba que sólo a través de la estrategia de modulación correspondiente y el tipo de celdas utilizadas es posible mantener un efectivo balance en la operación del convertidor, sin necesidad de implementar lazos de control que consigan el objetivo, validando así la topología en estudio.



**Fig. 6-18 Voltaje de salida obtenido.**

De la Fig.6-18, podemos apreciar el voltaje multinivel obtenido, el cual es consistente con el número de celdas disponibles. Por otro lado, el voltaje rms de la señal de salida es igual a 14,06[V], debido a que el condensador central se encuentra a un voltaje dc igual a 20[V] ( $14.06 \cdot 14.06 \cdot \sqrt{2} = 19.8[V]$ ).

## 7. Conclusiones

---

### 7.1. Sumario

En el presente informe de habilitación profesional, se realizó un estudio del estado del arte del MMC, incluyendo los modelos matemáticos del comportamiento de las corrientes presentes en el convertidor, tipo de modulación correspondiente, estrategia de control a implementar, sintonización de controladores PI, además se realizó una simulación para evaluar la estrategia de control implementada al convertidor MMC, abordando las principales dificultades que trae consigo dicho convertidor, luego se realizó el análisis de la topología de celdas MMSPC, el tipo de modulación a utilizar y los potenciales beneficios que conlleva, posteriormente se aplicó el concepto de celdas MMSPC en convertidores MMC extendiendo el concepto inclusive a diversas topologías trabajadas, además de un Setup para obtener resultados experimentales para demostrar el funcionamiento de una de ellas.

### 7.2. Conclusiones

El estudio del estado del arte del convertidor multinivel modular en conjunto de la estrategia de modulación, estrategias de control y sintonizaciones de los controladores PI presentes en nuestro sistema, lograron permitir obtener los resultados esperados para este convertidor, obteniendo en el sistema alterno un voltaje multinivel, una corriente sinusoidal con una gran calidad de onda y un balance en el voltaje de los condensadores presentes en el MMC para el punto de operación establecido de acuerdo a las condiciones de la simulación, abordando así todos los objetivos de control para mantener una operación óptima y estable en el convertidor.

Al analizar el tipo de celdas MMSPC, se logró demostrar los potenciales beneficios y simplicidad al operar en convertidores multinivel, demostrando en el caso del convertidor MMC basado en celdas MMSPC, todos los beneficios del convertidor MMC tradicional, en cuanto a calidad de forma de onda, robustez y modularidad (entre otras), pero desde una topología de operación considerablemente más sencilla, ya que no es necesaria una etapa de control para mantener la estabilidad en la operación del convertidor, dado a que el balance en los voltajes de los condensadores presentes en cada rama, se obtiene mediante la estrategia

de modulación (y el tipo de celda utilizada, ya que nos permite la conexión serie/paralelo), los cuales oscilan en conjunto (sin desviación considerable entre las celdas presentes en rama positiva y de igual manera para la rama negativa). Cabe destacar que se reduce considerablemente el costo del convertidor en comparación con el MMC tradicional, debido a que no es necesario monitorear voltajes y/o corrientes para lograr mantener la estabilidad en la operación del sistema.

Se demostró que un convertidor MMC basado en celdas MMSPC no se limita solo a conectar en paralelo entre celdas de la misma rama, sino que este concepto se extiende entre distintas combinaciones adicional, como conexión serie/paralelo entre ramas de la misma fase y/o conexión en paralelo entre ramas de distintas fases, logrando así distintos grados de cancelación de desbalance en los voltajes de los condensadores presentes en el convertidor, en donde, se obtienen resultados atractivos para distintas aplicaciones, inclusive para distintos niveles de voltaje.

Se validó el correcto funcionamiento del convertidor MMC basado en celdas MMSPC con conexión en paralelo entre ramas de la misma fase mediante un setup construido con el fin de obtener resultados experimentales, en donde, se obtuvo un correcto balance entre los voltajes de los condensadores presentes en el convertidor, dado al número de celdas y condiciones descritas anteriormente.

### **7.3. Trabajo Futuro**

Los trabajos futuros que deja la presente investigación son variados y dependen del tipo de aplicación y topología que se busque desarrollar, dentro de las cuales destacan las siguientes:

- Analizar las topologías que incluyan conexión serie/paralelo entre ramas de la misma fase, con una batería en la celda media, con el fin de incrementar la robustez de la transferencia de potencia para cancelación de desbalances en condensadores.
- Analizar el MMC basado en celdas MMSPC con conexión en paralelo entre celdas de la misma rama y además ramas de distintas fases, incluyendo un mayor número de conexiones en paralelo entre celdas de la misma posición de distintas fases, con el fin de reducir el rizado en los condensadores dependiendo el número de conexiones en paralelo propuestas.
- Analizar las topologías propuestas frente a sistemas desbalanceados, considerando inyección de secuencia negativa.

## Bibliografía

- [1] Ricardo Lizana, Marcelo A. Perez, David Arancibia, Jose R. Espinoza, and Jose Rodriguez. “Decoupled Current Model and Control of Modular Multilevel Converters” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, pp. 5382-5392, Feb. 2015.
- [2] Marcelo A. Perez, Steffen Bernet, Member, Jose Rodriguez, Samir Kouro and Ricardo Lizana, “Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 30, pp. 4-17, Mar. 2014.
- [3] Zhongxi Li, Ricardo Lizana, Angel V. Peterchev, *Senior Member, IEEE*, Stefan M. Goetz, “Distributed Balancing Control for Modular Multilevel Series/Parallel Converter with Capability of Sensorless Operation” in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 1-5 Oct. 2017.
- [4] Hans Bahamonde I, Ricardo Lizana F, Eduardo Espinosa N, “Battery Energy Storage Systems based on Modular Multilevel Converters” en Congreso de Electrónica y Electricidad versión XXVII INGELECTRA , 06 - 07 Dic. 2018.
- [5] Zhongxi Li, Ricardo Lizana, Zhujun Yu, Sha Sha, Angel V. Peterchev, Stefan M. Goetz, “A Modular Multilevel Series/Parallel Converter for Wide Frequency Range Operation” Published in IEEE, 2019.
- [6] Marcelo A. Pérez, José Rodríguez “Generalized modeling and simulation of a modular multilevel converter”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 2011.
- [7] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec 2007.
- [8] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, “Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters,” IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 5, no. 4, pp. 1631–1656, Dec 2017.
- [9] Z. Li, R. Lizana, S. Sha, Z. Yu, A. V. Peterchev, and S. Goetz, “Module implementation and modulation strategy for sensorless balancing in modular multilevel converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1–1, 2018.
- [10] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug 2010.

