

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



UCSC

Simulación de convertidor MMSPC para la aplicación de peak shaving

Esteban Ignacio Barrales Espinoza

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

Profesores Guía:

Dr. Ricardo I. León C.
Dr. Jaime A. Cariñe C.

Profesor Patrocinante:

Dr. Ricardo A. Lizana F.

Concepción, 01/2024

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION
Facultad de Ingeniería
Departamento de ingeniería eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo Lizana

Simulación de convertidor MMSPC para la aplicación de peak shaving

Esteban Ignacio Barrales Espinoza

Informe de Habilitación Profesional
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Enero 2024

Resumen

El desarrollo de este trabajo busca realizar una simulación que prueba la validez de una topología CHB especial, llamada celda MMSPC (Convertidor modular multinivel serie/paralelo), esta celda se destaca por presentar una variación en la arquitectura CHB convencional, la cual tiene la particularidad de conectar baterías en serie o en paralelo para sus distintos requerimientos, es decir, cuando se necesita tener un determinado voltaje en la salida, dichas baterías se conectarse en serie y generan el voltaje deseado, mientras que la conexión en paralelo se logra para generar un balance de voltaje en la baterías, esto último es una innovación en el mundo de la electrónica de potencia debido a que esta celda opera con métodos de control complejo para generar el balance de voltaje en la baterías sin la necesidad de incluir sensores.

Un inversor es un dispositivo que convierte corriente continua (CC) en corriente alterna (CA), Por ende, se realiza un análisis y estudio acerca de los inversores multinivel y sus respectivas topologías, centrándose en los inversores con arquitectura CHB debido a que en el presente informe se trabajara con una variante de la arquitectura CHB llamada MMSPC.

El peak shaving en sistemas BESS (Sistema de almacenamiento de energía en baterías) se refiere a una estrategia de gestión de la demanda que utiliza el sistema de almacenamiento de energía para reducir o nivelar los picos de demanda de energía en un sistema eléctrico. Este enfoque implica almacenar energía durante el periodo de baja demanda y suministro de energía almacenada durante momentos de alta demanda cuando la carga de la red alcanza su punto máximo.

El aporte principal de este trabajo es la validación de la celda MMPSC para el control y la gestión de la energía eléctrica en sistemas BESS donde se aplicara la celda MMSPC para técnica de peak shaving desarrollando un algoritmo para el método de control de la corriente la fuente alterna monofásica, el cual permitirá generar un umbral y hacer posible el peak shaving, este algoritmo provocará que la fuente alterna no perciba las variaciones de demanda de corriente en la carga y así tener un consumo constante o menor al umbral establecido, ya que cuando la demanda sobrepase el umbral, esta diferencia de demanda en la carga será inyectada por el convertidor multinivel en base a celdas MMSPC.

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, agradezco a Dios y a mi familia por siempre darme el apoyo necesario en todas mis etapas, especialmente a mi abuela Irma y mi madre Karen, quienes juntas se esforzaron por darme las enseñanzas y los consejos que forjaron la persona que soy actualmente, también quiero agradecer a mi amada polola Javiera quien ha estado conmigo apoyándome desde siempre que hemos estado juntos y me ha dado mucha fortaleza para seguir este camino, brindándome una sonrisa y contención cuando más lo necesité.

Agradezco a mi hija Amanda quien actualmente tiene 4 años y 9 meses, quien inconscientemente con su sonrisa y sus abrazados llenos de amor e inocencia me dio la fortaleza y las ganas de seguir adelante cuando muchas veces no quería seguir.

Agradezco a todos mis compañeros que conocí durante la carrera, Diego Torres, Luis Levill, Julio Soto, Luis Peñailillo, Pablo Diaz, Diego Muñoz, Felipe Nova e Ignacio Iraira, si bien éramos un grupo numeroso y algunos se fueron quedando en el camino, sin lugar a duda los recordare a todos con mucho cariño, debido a todos esos momentos de estrés que vivimos juntos después de los certámenes, así como también los momentos ocio, no olvidare que siempre existía ese compañero que prestaba su departamento para compartir un par de cervezas para despejarnos después de una dura semana de certámenes.

Agradezco a todo el cuerpo docente de la carrera de Ingeniería Civil Eléctrica de la Universidad Católica de la Santísima Concepción, quienes siempre estuvieron en pro de nuestro aprendizaje y en muchas ocasiones adaptándose a nuestras necesidades. Agradezco especialmente a mi profesor Guía, Dr. Ricardo Lizana quien ha sido parte fundamental del desarrollo de este trabajo y también por su extrovertida y simpática personalidad, la cual transmite esa pasión por la ingeniería y permitía un grato ambiente de trabajo.

Lista de contenidos

Lista de tablas	8
Lista de figuras	9
Nomenclatura.....	11
Abreviaciones	12
Capítulo 1. Introducción.....	13
1.1. Revisión bibliográfica	14
1.1.1 Inversores Multinivel	14
1.1.2 MMSPC	16
1.1.3 Estrategia de Modulación.....	18
1.1.4 Peak Shaving.....	20
1.2. Discusión	24
1.3. Hipótesis de Trabajo.....	25
1.4. Objetivos.....	25
1.4.1 Objetivo General	25
1.4.2 Objetivos Específicos.....	25
1.5. Alcances y Limitaciones.....	25
1.6. Metodología.....	26
Capítulo 2. Inversores Multinivel.....	27
2.1. Introducción.....	27
2.2. Inversores multinivel	27
2.3. Convertidor de Punto Neutro Enclavado (NPC)	28
2.4. Inversor Fying Capacitor (FC)	29
2.5. Inversor de puente H en cascada (CHB)	30
2.5.1 Puente completo (Full-Bridge).....	31
2.6. Celda MMSPC.....	33
2.7. Estados con conmutación	34
2.7.1 Para módulos adyacentes	34
2.7.2 Para módulos en los terminales	36
2.8. Modulación PS-PWM	38
2.9. Modulación para MMSPC.....	38
Capítulo 3. Simulación de convertidor MMSPC	41
3.1. Introducción.....	41
3.2. Simulación con tres módulos.....	41
3.2.1 Corriente en la carga	42

3.2.2	Voltaje en los condensadores	43
3.2.3	Voltaje multinivel de salida.....	44
3.3.	Simulación con cuatro módulos	45
3.3.1	Control de corriente.....	46
3.3.2	Sintonizacion de PI	47
Capítulo 4.	Peak Shaving	52
4.1.	Introducción.....	52
4.2.	Peak shaving.....	52
4.3.	Simulación de Peak Shaving	54
4.4.	Control de corriente de convertidor.....	57
4.4.1	Corriente de referencia	57
4.4.2	Corriente de convertidor.....	60
4.4.3	Corriente de fuente AC	61
Capítulo 5.	Conclusiones.....	62
5.1.	Sumario.....	62
5.2.	Conclusiones.....	63
5.3.	Trabajos futuros.....	64
Bibliografía.....		65
Anexo A. Módulo MMSPC.....		67
Anexo B. Control de corriente.....		68
Anexo C. Modulación PS-PWM		70
Anexo D. Pruebas de módulos en laboratorio		74

Lista de tablas

TABLA 1.	Características de la carga	42
TABLA 2.	Características de batería	45

Lista de figuras

Fig 2.1	Inversor multinivel en cascada [1]	27
Fig 2.2	Convertidor de punto neutro enclavado (NPC) [1]	28
Fig 2.3	Inversor Fying Capacitor (FC) [1].....	29
Fig 2.4	Inversor puente H en cascada (CHB) [1].....	30
Fig 2.5	Celda puente completo H	31
Fig 2.6	Circuito celda puente completo	31
Fig 2.7	Niveles de voltaje para celda de puente completo.....	32
Fig 2.8	Esquema de interconexión MMSPC [6].....	33
Fig 2.9	Celda MMSPC.....	33
Fig 2.10	Conexión entre dos módulos MMSPC FB2 adyacentes.....	34
Fig 2.11	Estado Series $\pm$ interconexión adyacente	35
Fig 2.12	Estado Paralelo $\pm$ interconexión adyacente	35
Fig 2.13	Estado Bypass $\pm$ interconexión adyacente.....	36
Fig 2.14	Conexión entre dos módulos MMSPC FB2 en terminales.....	36
Fig 2.15	Estado Series $\pm$ interconexión en terminales	37
Fig 2.16	Estado Bypass $\pm$ interconexión en terminales	37
Fig 2.17	Modulación PS-PWM	38
Fig 2.18	Pulsos para estados Serie/Paralelo.....	40
Fig 3.1	Convertidor MMSPC.....	41
Fig 3.2	Índice de modulación alterno variable.....	41
Fig 3.3	Corriente presente en la carga	42
Fig 3.4	Voltaje en los módulos	43
Fig 3.5	Voltaje multinivel de salida.....	44
Fig 3.6	Convertidor MMSPC (4 módulos)	45
Fig 3.7	Bloque simulador de batería	45
Fig 3.8	Lazo de corriente	46
Fig 3.9	LGR	47
Fig 3.10	Diagrama de bode	48
Fig 3.11	Índice de modulación alterno	49
Fig 3.12	Corriente de ref. y de carga	50
Fig 3.13	Voltaje de salida multinivel.....	51

Fig 4.1	Curva esquemática de peak shaving.....	52
Fig 4.2	Configuración para peak shaving	53
Fig 4.3	Circuito implementado en Simulink para peak shaving.....	54
Fig 4.4	Resistencia sin impacto de carga	55
Fig 4.5	Resistencia de impacto de carga	55
Fig 4.6	Impacto de carga.....	56
Fig 4.7	Corriente de carga.....	56
Fig 4.8	Lazo de control de corriente	57
Fig 4.9	Bloque de MaxMin de Simulink MATLAB	58
Fig 4.10	Bloque funciones de Simulink MATLAB.....	58
Fig 4.11	Corriente de referencia	59
Fig 4.12	Comparación de corriente de referencia y corriente de convertidor	60
Fig 4.13	Corriente de fuente AC.....	61

Nomenclatura

FB	: Puente completo
HB	: Medio puente
FB^2	: Doble puente completo
$mref$	: Índice de modulación
FP	: Factor de potencia
S_1	: Switch 1
S_2	: Switch 2
S_3	: Switch 3
S_4	: Switch 4
S_5	: Switch 5
S_6	: Switch 6
S_7	: Switch 7
S_8	: Switch 8
$\bar{S}_1$	: Switch 1 complementario
$\bar{S}_2$	: Switch 2 complementario
$\bar{S}_3$	: Switch 3 complementario
$\bar{S}_4$	: Switch 4 complementario
$\bar{S}_5$	: Switch 5 complementario
$\bar{S}_6$	: Switch 6 complementario
$\bar{S}_7$	: Switch 7 complementario
$\bar{S}_8$	: Switch 8 complementario
Ck	: señal triangular positiva
$-Ck$	: señal triangular negativa
PI	: Controlador Proporcional integral
V_c	: Voltaje de convertidor
V_{bat}	: Voltaje de batería
K_p	: Ganancia proporcional
T_i	: Ganancia integrativa
SAT	: Saturación de PI
I_c	: Corriente de convertidor
I_o	: Corriente de carga
I_{ac}	: Corriente de fuente alterna
N	: Número de módulos MMSPC

Abreviaciones

Mayúsculas

MMC	: Convertir Modular multinivel
MMSPC	: Convertidor modular multinivel serie/paralelo
BESS	: Sistema de almacenamiento en baterías
NA-S	: Sodio-Azufre
NPC	: Convertidor de punto neutro enclavado
FC	: Inversor Fying Capacitor
CHB	: Inversor Puente-H
AC	: Corriente Alterna
DC	: Corriente Continua
THD	: Distorsión armónica total
HVDC	: Corriente continua en alta tensión
UPS	: Sistema de alimentación ininterrumpida
PVBESS	: sistema de almacenamiento de energía fotovoltaica en baterías
DESS	: sistema de almacenamiento de energía distribuida
PS-PWM	: Modulación por ancho de pulso con corrimiento de fase
EPS-PWM	: Modulación por ancho de pulso con fase desplazada mejorada
CII	: Inversores inductores acoplados
VSI	: Inversor de fuente de voltaje
LGR	: Lugar geométrico de raíces

Capítulo 1. Introducción

En la búsqueda continúa de soluciones eficientes para la gestión de la demanda de energía, los módulos MMSPC (Convertidor modular multinivel serie/paralelo) se han posicionado como una tecnología de vanguardia con el potencial de transformar la eficiencia y la flexibilidad de los sistemas eléctricos. Su capacidad para conectar baterías en serie y en paralelo representa una innovación significativa en la optimización de sistemas de almacenamiento de energía (BESS).

El convertidor MMSPC es un dispositivo electrónico de potencia utilizado en aplicaciones de alto voltaje, que consiste en módulos con conectividad en serie y paralelo que ofrecen balanceo de voltaje en los módulos sin sensores y pérdidas de conducción reducida en comparación con las configuraciones de puente completo (CHB) y medio puente (HB).

La combinación de un sistema BESS y un convertidor CHB con celda MMSPC da paso a la exploración de la aplicación de “Peak shaving”, una estrategia fundamental en la gestión de demanda eléctrica. El “Peak shaving” no sólo aborda la reducción de los picos de demanda en sistemas eléctricos flexibles sino también la optimización de la eficiencia energética y la disminución de los costos operativos, para ello se deberá diseñar un método de control que permite que la fuente alterna monofásica mantenga un umbral de corriente independiente de la demanda en la carga. Este enfoque estratégico resulta aún más valioso en un entorno donde la gestión de la energía es esencial para la sostenibilidad. El peak shaving en redes flexibles no sólo contribuye a la eficiencia operativa y financiera, sino que también promueve la mejora y la resiliencia de las infraestructuras eléctricas.

En el presente capítulo se revisará toda la bibliografía con contenido valioso para el desarrollo de este trabajo, incluyendo tipo de inversores existentes, aplicaciones de la celda MMSPC, también se hará un estudio de los tipos de modulación por ancho de pulso (PWM) y por último se analizará las estrategias de gestión de energía eléctrica como lo es el peak shaving.

1.1. Revisión bibliográfica

1.1.1 Inversores Multinivel

♣ C. M. Rodríguez, “Desarrollo e implementación de inversor Pachet U- cell de 7 niveles”, trabajo de fin de grado, Universidad de Concepción, 2018

Este trabajo se centra en el análisis y estudio de la topología de inversor multinivel packet-U Cell (PUC) de 7 niveles, una estructura relativamente nueva en comparación con las topologías clásicas como NPC, FC, CHB. La configuración de PUC se compone de celdas en U empaquetadas, cada una compuesta por 2 interruptores de potencia y un bus DC un condensador con voltaje fijo. Destaca por su capacidad para proporcionar una conversión de energía de alta calidad y su simplicidad, cheque utiliza menos componentes en comparación con otros inversores, lo que reduce los costos de fabricación.

Hoy el análisis abarca la estructura y componente de diversas topologías de inversores multinivel conocidas, permitiendo un contraste con la topología PUC. Se estudian también estrategias de modulación PWM para operar eficientemente con el inversor PUC. Además, se desarrolla una estrategia de control para equilibrar el voltaje de condensadores que actúa como bus DC en el inversor PUC. Se llevan a cabo pruebas tanto en simulación como en laboratorio tras implementación del inversor PUC de 7 niveles.

Los resultados obtenidos muestran un correcto funcionamiento del convertidor, destacando la generación de una forma de onda de 7 niveles en la salida del inversor PUC, a diferencia de los convertidores comerciales que solo logran formas de onda de 2 niveles.

- ♣ Hani Vahedi, Kamal Al-Haddad, “Single DC source five level CHB inverter with sensor less voltage balancing”, University of Quebec, Montreal, Canada.

El documento analiza un inversor de puente h en cascada (CHB) de 5 niveles de fuente única DC y propone un enfoque de balanceo de voltaje sin sensores para regular el voltaje del condensador a la mitad de la amplitud del primer bus DC. Este enfoque se integra en el método de conmutación, lo que facilita su implementación utilizando microcontroladores. Los resultados de la simulación validan el buen desempeño dinámico del controlador de voltaje sin sensores propuestas generar una forma de onda de voltaje asimétrico de 5 niveles en la salida del inversor con bajo contenido armónico.

Técnica de balanceo de voltaje sin sensor propuesta asegura que la energía del condensador se balancea y se mantenga constante durante todo el ciclo lo que resulta en que el voltaje del condensador se mantenga el nivel deseado en todas las condiciones. La técnica ha sido validada mediante simulaciones del inversor CHB bajo diferentes situaciones, incluyendo cambios en la carga y la magnitud de la fuente DC. Los resultados demuestran el buen desempeño dinámico de la técnica de balance de voltajes y sensores en cualquier condición del sistema.

- ♣ Sushree Smrutimayee , Sasmita Behera, “An optimize configuration of H-Bridge multilevel inverter”, International conference on power electronics and energy, 2021

El documento propone un inversor multinivel mejorado con un número reducido de conmutadores, lo que resulta en menores pérdidas de conmutación y costos de instalación. El inversor puente H modificado utiliza el concepto sub multinivel y tiene una reducción del 25% en el número de conmutadores en comparación con el inversor convencional también reduce los armónicos y mejora la confiabilidad.

El documento analiza las ventajas de los inversores multinivel de puente en cascada (CHB), tales como alta potencia de salida y control simple, los inversores multinivel se utilizan para generar voltaje de salida escalonados con distorsión armónica total reducida (THD). El documento se centra en el inversor multinivel CHB de 5 niveles y compara el desempeño de las configuraciones convencionales y modificadas.

1.1.2 MMSPC

- ♣ H. B. Ilabaca, “Análisis de MMSPC para configuraciones en HVDC”, trabajo de fin de grado, Universidad Católica de la Santísima concepción, 2019

En este documento se presenta la explicación de la topología requerida en un sistema de convertidores MMC en aplicaciones de HVDC, donde en primero lugar se habla de las configuraciones trifásicas de un convertidor MMC y sus aplicaciones en la transmisión de energía eléctrica y eficiencia energética. También explica la topología interna de cada módulo, mostrando los tipos de celdas existentes, (Medio puente y puente completo). Además, se realizan simulaciones para mostrar de manera grafica ciertas particularidades del sistema, como la descarga de los condensadores, corrientes circulantes, voltajes multinivel, etc. Particularmente se abarca toda la información acerca de una celda innovadora, dando origen al convertidor llamado MMSPC, donde la particularidad de este, es que su topología consta de un doble puente completo, esto quiere decir que tiene un arreglo de ocho de transistores (IGBT o MOSFET) y en medio un condensador de tipo conmutado, el arreglo de transistores permite la conexión en Serie positivo y negativo, en paralelo positivo y negativo, además de un Bypass que permite la descarga equilibrada del condensador.

Debido al control de la descarga en los condensadores es posible tener un voltaje alterno multinivel en la salida, dando gran versatilidad al convertidor debido a la gran cantidad de niveles de voltaje que el convertidor puede crear, la cantidad de niveles de voltaje es directamente proporcional al número de módulos en el convertidor.

- ♣ Zhongxi Li, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz, Xinyu Liang, Chengduo Zhang, Srdjan M. Lukic, “Control of modular multilevel converter with parallel connectivity- Application to battery systems”, IEEE Power electronics conference and exposition (APEC), Long Beach, March 20-24, 2016

El paper presenta un controlador en tiempo real para un convertidor modular multinivel llamado convertidor modular multinivel serie/paralelo (MMSPC). La topología MMSPC permite el cableado dinámico de baterías en diversas configuraciones serie paralela, generando una amplia gama de niveles de voltaje de salida. El controlador optimiza las configuraciones del sistema para minimizar las pérdidas de conmutación y conducción y genera una conmutación eficientemente para la configuración del sistema con estados de interconexión en los módulos. El prototipo MMSPC demostró pérdidas reducidas del sistema y balanceo sin sensores a través de la paralelización, manteniendo voltaje de módulos bien emparejados durante una descarga de batería de 5 horas. El MMSPC ofrece ventajas como pérdida de conducción reducidas, capacidad de balanceo simple y modularidad lo que permite nuevas aplicaciones a voltajes medios y altos.

- ♣ Ricardo Lizana, Zhongxi Li, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz “distributed balancing control for modular multilevel Series/Parallel converter with capability of sensorless operation” IEEE Transactions on Power Electronics, 2017

El documento se centra en los convertidores multinivel modulares (MMC) y su aplicación en aplicaciones de media y alta tensión. Los MMC son conocidos por su modularidad, capacidad de operación sin transformador, utilización de componentes estándar y excelente calidad de salida. Uno de los desafíos destacados en el paper es el equilibrio de voltaje en los módulos individuales del MMC, crucial para su operación estable.

El paper propone un enfoque de control distribuido para el equilibrio de voltaje sin requerir una alta capacidad de comunicación y me todos de control complejos. Introduce un control combinado de modulación y programación para convertidores multinivel serie/paralelo modulares (MMSPC), que es una versión generalizada del MMC. Este enfoque utiliza la conectividad en paralelo entre los módulos MMSPC para equilibrar los voltajes de los condensadores.

además, el paper explora estrategias de control en lazo cerrado para mejorar el rendimiento de equilibrio de voltaje, especialmente situaciones donde los transistores tienen resistencia de estado activo considerable o cuando hay un gran número de módulos en el sistema, debido a las pérdidas existentes tales como pérdidas por conducción o por paralelización.

- ♣ Luis Rosenthal, Hans Bahamonde I, Apparao Dekka, Ricardo Lizana, Zhongxi Li, Sha sha, Zhujun Yu, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz “Modular multilevel series/parallel converter for bipolar DC distribution and transmission” IEEE Transactions on Power Electronics, 2020

El trabajo propone un novedoso sistema DC de tipo bipolar basado en convertidores modulares multinivel serie/paralelo (MMSPC) tanto para el sistema de distribución como de transmisión. El sistema permite operaciones desacopladas de cada polo, permitiendo modos de operación asimétricos y regenerativos.

Utiliza una configuración de celdas de 3 conmutadores y un mecanismo de balanceo simple para permitir la operación DC y así generar una amplia gama de niveles de voltaje. El trabajo proporciona estudios teóricos y resultados experimentales para verificar la y caracterizar el sistema propuesto.

1.1.3 Estrategia de Modulación

- ♣ Ricardo Lizana, Zhongxi Li, Sha sha, Zhujun Yu, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz “Module implementation and modulation strategy for sensorless balancing in modular multilevel converters” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, No. 9, September 2019

El artículo se enfoca en una variante innovadora de módulos serie/paralelo utilizados en sistemas de convertidores modulares multinivel MMC, y su relevancia radica la flexibilidad de la topología que ofrecen. Estos modelos permiten conectar unidades de manera serie o paralelo de una manera mucho más versátil en comparación con las tecnologías tradicionales

como los puentes completos (FB) o medios puentes (HB) lo que hace que esta variante es especialmente interesante en su capacidad para lograr un equilibrio de módulos sin la necesidad de sensores lo que reduce las pérdidas de conducción lo que es especial en aplicaciones de alto voltaje.

La modulación desempeña un papel fundamental en esta variante ya que se basa en la estrategia de modulación basada en portadoras esto significa que se utilizan señales portadoras con diferentes fases que se comparan con una referencia de modulación (m_{ref}). La modulación contra los pulsos de conmutación, determinando así los estados de conmutación de los módulos serie/paralelo. Esto es crítico para ajustar las conexiones serie y paralelo de los módulos de manera precisa, lo que a su vez asegura un funcionamiento óptimo del sistema MMC.

- ♣ Emerson L. Soares, Lucas M. de Lucena, Nady Rocha, Cursino B. Jacobina, Edison C. Da Silva, “Enhanced Phase-Shifted carrier PWM applied to 3-phase multilevel coupled inductors inverters”, International conference on power electronics and energy, 2021

El documento analiza el uso de inversores inductores acoplados (CII) y sus ventajas, como voltaje de salida 3 niveles, número reducido e interruptores controlados y ningún requisito de tiempo muerto.

Compara el rendimiento de la modulación del ancho de pulso con cambio de fase convencional (PS-PWM) y la PWM desplazada de fase mejorada (EPS-PWM) en términos de distorsión armónica de voltaje y corriente.

El trabajo presenta simulaciones y resultados experimentales para validar el desempeño de la EPS-PWM en CII multinivel, también analiza la estructura básica de un inversor inductor acoplado y sus ventajas sobre otras topologías multinivel. Los resultados experimentales muestran que el enfoque de la EPS-PWM mejorar los voltajes y corrientes de salida con conmutación exclusivamente entre niveles adyacentes y menor distorsión armónica total (THD) en voltaje de fase y línea.

- ♣ S. Nagaraja Rao, D.V Ashok Kumar, Ch. Sai Babu, “New multilevel inverter topology with reduced number of switches using advanced modulation strategies”, International conference on power electronics and energy, 2013

El paper presenta una nueva clase de inversores trifásicos de de 7 niveles basado en un enlace DC multinivel (MLDCL) y un inversor puente eh para reducir el número de conmutadores.

Hay 3 tipos de inversores multinivel, con diodo fijador (NPC), flying capacitor (FC) y puente H en cascada (CHB). Los inversores MLDCL propuestas requieren menos interruptores y controladores a medida que aumenta el número de niveles de voltaje. la topología del inversor MLDCL propuestas puede lograr una salida de onda de escalera más cercana a una salida sinusoidal deseada.

El documento también se centra en la técnica PWM hoy basadas en portadoras para inversores multinivel, que se ha ampliado para su uso en topología de inversores MLDCL, se incluyen resultados de simulación para validar la efectividad tanto del inversor MLDCL puesto como de los métodos de control y modulación. Donde se concluye que el inversor MLDCL 3-F de 7 niveles que utiliza SVPWM modificado tiene un buen voltaje de salida fundamental y baja distorsión armónica total (THD).

1.1.4 Peak Shaving

- ♣ Enrico Telaretti, Luigi Dusonchet, “Battery Storage systems for peak load shaving applications”, Part 1: Operating stragy and modification of the power diagram, Universidad de Palermo, 2016

El documento evalúa la viabilidad económica de los sistemas de almacenamiento electroquímico en aplicaciones de peak shaving, se enfoca en el dimensionamiento y la estrategia operativa de los sistemas de almacenamiento de energía de baterías (BESS) para

lograr un patrón de uso diario aplanado y el máximo beneficio para el cliente, ya que, el BESS se cobra durante periodos de bajo precio de electricidad (noche) y se descarga durante periodos de precios altos(día).

Se analiza un estudio de caso para mostrar la modificación de diagrama de potencia cuando se agrega el BESS, demostrando el aplanamiento de la demanda, también analiza el uso de tarifa variable y el precio por el tiempo de uso para aumentar la flexibilidad de la demanda y optimizar el consumo del cliente, el análisis se refiere a diferentes tipos de baterías incluyendo batería de ion-litio, ácido-plomo y sodio-azufre.

- ♣ Mohamed Omer, Vincent Prévost, Maged Ibrahim “Voltage Source inverter control in peak shaving applications for power quality enhancement”, Universidad de Concordia, Canada, 2019

El documento trata sobre desarrollar un esquema de control para un inversor de fuente de voltaje (VSI) utilizado en aplicaciones de peak shaving. La estrategia de control permite que el VSI reduzca el consumo de energía y la red durante la demanda máxima, ayude a la corrección del factor de potencia (FP) y suprima el contenido armónico en la corriente de línea, la estrategia de control propuesta se desarrolla utilizando Matlab/simulink y se valida experimentalmente con el VSI conectado a la red en paralelo con cargas no lineales. El análisis destaca las mejoras en la calidad de energía logradas al interconectar el VSI con la red y el sistema de peak shaving.

- ♣ Bence Bereczki, Bálint Hartmann, Sandor Kertész, “Industrial application of battery energy storage systems: peak shaving”, Budapest University of technology and economics, 2019

El documento analiza la aplicación industrial de los sistemas de almacenamiento de energía en baterías, centrándose específicamente la función de peak shaving.

La función de peak shaving ayuda a reducir las cargas máximas y distribuirla a lo largo del día, lo que genera importantes ahorros de costos para los consumidores industriales. También destaca el potencial económico y técnico del peak shaving y describe el diseño de la función de peak shaving utilizando datos de consumo de un consumidor industrial. Además, menciona la posibilidad de combinar la función de peak shaving con unas funciones como UPS, control de voltaje, o control de potencia reactiva para acortar el periodo de retorno del sistema del accionamiento de energía de la batería y aumentar su vida útil.

El documento incluye simulaciones y cálculos de parámetros económicos y técnicos como valores actuales netos y tamaño del sistema, para evaluar el desempeño en el sistema de almacenamiento de energía de la batería

- ♣ B. Wang, M. Zarghami, M. Vaziri “Energy management and peak-shaving in grid-connected photovoltaic systems integrated with battery storage”, California state University, 2016

El documento se centra en el desarrollo de un PVBESS (sistemas de almacenamiento de energía fotovoltaica en baterías) totalmente controlable para la nivelación efectiva de la carga del sistema de distribución. Presenta una arquitectura propuesta para el PVBESS y extraer las ecuaciones de espacio de estado del sistema. El documento también analiza las estrategias de gestión y control de energía para el peak shaving hp y presenta resultados de simulación. El enfoque de gestión y control propuesto tiene un objetivo, controlar el flujo de potencia activa y reactiva para aliviar los impactos intermitentes de la generación fotovoltaica y maximizar los beneficios para las empresas de servicios públicos y los pagadores de tarifas.

- ♣ A. D’Ambrosio, E. Guest, N. Mijatovic, V. Agelidis, “Design of power peak shaving controller for single-phase AC Railway systems”, Center for electric power and energy, technical University of Denmark, 2018

El documento se centra en abordar el tema de desequilibrio de voltaje y potencia causado por la gran y rápida potencia consumida durante la aceleración de trenes en sistemas ferroviarios de corriente alterna monofásicos. La solución propuesta implica instalación de un volante en las proximidades del transformador de tracción y la implementación de una

estrategia de control de peak shaving utilizando un convertidor electrónico de potencia que accede a la energía desde el volante. La estrategia se basa en técnicas de sincronización, incluyendo bucles bloqueados en fase y controladores resonantes, para rastrear la carga de tracción y mantener la corriente de la red por debajo de un nivel umbral predefinido. El documento demuestra el desempeño satisfactorio del controlador a través de resultados de simulación.

- ♣ K. Mattern, Charles Edwards, “Design of power peak shaving controller for single-phase AC Railway systems”, S&C electric company, Orlando, 2008

El documento trata sobre dos aplicaciones diferentes de equipos basados en inversores en sistemas eléctricos de servicios públicos, la primera aplicación es un sistema de almacenamiento de energía distribuida (DESS) que utiliza baterías de sodio-azufre (NaS) para el peak shaving y así mitigar las limitaciones de capacidad. La instalación incluye baterías de NaS, un sistema de conversión de energía y un transformador elevador que conecta el sistema de un alimentador de 12 [kV].

La segunda aplicación es un sistema híbrido de compensación de energía reactiva que consiste en un compensador basado en inversor y condensadores conmutados mecánicamente diseñados para cumplir con los requisitos de potencia reactiva en una planta eólica de 90 MW. Esta instalación incluye un compensador basado en inversor, transformadores elevadores y condensadores conmutados.

1.2. Discusión

La literatura revisada recalca la complejidad de los inversores multinivel y su control, el cual se lleva a cabo con la modulación PWM, analizando gráficos y parámetros relevantes tales como índice de modulación, señales portadoras, etc. Dando énfasis a las ecuaciones matemáticas que rigen el comportamiento y la conmutación que tendrán los switches en los módulos, lo cual ayudará al entendimiento del funcionamiento de las celdas MMSPC.

Se plantea que la celda MMSPC es una variante de los convertidores con configuración CHB, ya que, dicha celda tiene una arquitectura particular, debido a que presenta un doble puente completo (FB^2) y para su correcta operación se utiliza la modulación PS-PWM donde es importante considerar que el número de señales triangulares está directamente relacionado con el número de módulos del convertidor al igual que el ángulo de desfase que éstas tendrán. Las ventajas principales de la celda MMSPC es que puede alternar sus conexiones en serie y paralelo, lo que genera un balance en los voltajes de las baterías sin la necesidad de sensores.

Por otro lado, para la implementación del peak shaving es necesario combinar una red monofásica alterna y el convertidor MMSPC para alimentar una carga variable. Para la correcta operación se necesita desarrollar un método de control para la corriente del convertidor y la corriente de la fuente monofásica alterna para ello se debe sintonizar un controlador PI para que controle dichas corrientes.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Se espera que mediante el uso de celdas MMSPC en convertidores modulares multinivel se pueda explorar la aplicación de peak shaving monofásico.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Estudiar y simular convertidor MMSPC para la aplicación de peak shaving monofásico.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Estudiar de funcionamiento de celdas MMSPC.
- Simular convertidor MMSPC.
- Simular convertidor MMSPC conectado a una red monofásica AC.
- Simular método de control peak shaving.

1.5. Alcances y Limitaciones

Se realizará un estudio de la implementación de las celdas MMSPC para la aplicación del convertidor multinivel considerando topologías y modulación.

En primera instancia se desarrollará simulaciones en software MATLAB-Simulink considerando que el estado de carga las baterías de ion-litio está al 100%, y así obtener parámetros eléctricos los cuales determinaran la funcionalidad del convertidor MMSPC.

En el presente informe se mencionarán distintas topologías, sin embargo, la realización de este trabajo se centrará únicamente en la utilización de la topología de doble puente completo (FB^2).

1.6. Metodología

En primer lugar, se hará un estudio la celda MMSPC donde obtendrá información acerca de su funcionamiento, destacando particularmente los estados de conmutación que dicha celda puede crear, ya sea *Serie $\pm$* , *Paralelo $\pm$* y *Bypass $\pm$* , además es importante mencionar que para la correcta operación de los módulos y para conseguir de forma satisfactoria dichos estados de conmutación es necesario realizar una buena modulación, en este caso se utilizara la modulación PS-PWM.

Una vez teniendo clara la modulación, se procede a simular el convertidor con las celdas MMSPC, donde se deben obtener parámetros relevantes, tales como, corriente de convertidor y voltaje multinivel, con esto se comprueba que la modulación se está efectuando correctamente y que la paralelización de los condensadores también esta correcta.

Luego, a este sistema se le agrega una fuente alterna monofásica para la aplicación de peak shaving, donde se hará una simulación la cual consiste en realizar un impacto de carga en un determinado momento, lo que provocará una variación en la demanda de corriente en la carga. Para la aplicación de peak shaving es necesario determinar el límite máximo que la fuente alterna puede entregar, para que la diferencia de la demanda de la carga la proporcione el convertidor MMSPC, por ende, es necesario realizar una simulación para el método de control de la corriente del convertidor.

Capítulo 2. Inversores Multinivel

2.1. Introducción

El presente capítulo se centrará en los inversores multinivel más utilizados en aplicaciones de conversión de energía eléctrica, como el NPC, FC y el CHB, también se presentará una topología nueva llamada celda MMSPC la cual utilizaremos en una configuración CHB, la que permitirá generar un balance entre las baterías de la celda MMSPC sin sensores.

2.2. Inversores multinivel

Los inversores multinivel (fig 2.1) son dispositivos claves en la conversión de energía, permitiendo generar señales de salida con más de 2 niveles de tensión. Los inversores multiniveles logran producir ondas de salida escalonada con suavidad y menor distorsión armónica. Entre las topologías más prominentes se encuentran el inversor de punto neutro enclavado (NPC), el inversor Fying capacitor (FC) y el inversor de puente H en cascadas (CHB). El NPC utiliza diodos de fijación para limitar el voltaje, el FC emplea condensadores de fijación para mantener valores deseados, mientras que el CHB se compone de inversores monofásicos de puente completo conectados en serie. Estas configuraciones ofrecen soluciones eficientes para diversas aplicaciones, desde sistemas de energías renovables hasta entornos industriales.

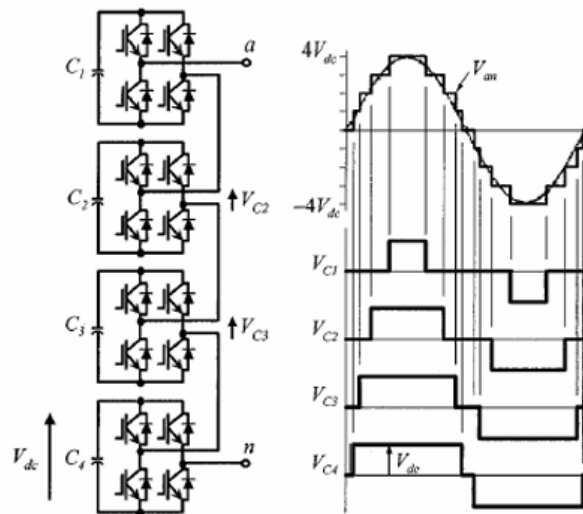


Fig 2.1 Inversor multinivel en cascada [1]

2.3. Convertidor de Punto Neutro Enclavado (NPC)

El convertidor NPC de la fig 2.2 se destaca como una topología multinivel que emplea condensadores dispuestos en series y conectados a una fuente de alimentación de corriente continua. En esta configuración los condensadores desempeñan un papel crucial en general distintos niveles de voltaje mediante la acción coordinada de múltiples interruptores. La presencia estratégica de diodos de fijación entre estos condensadores D_1 y D_2 cumplen la función de bloquear y regular los niveles de voltaje. La complejidad y rendimiento de este inversor están directamente relacionadas con el número de niveles de voltaje de asociados. Denotados como “ m ”. Para implementar esta topología se requieren $(m - 1)$ condensadores para el bus DC, $(m - 1)(m - 2)$ diodos de fijación y $2(m - 1)$ interruptores, ver en [1]. Lo que proporciona un equilibrio para la generación de múltiples niveles de voltaje en aplicaciones de convertidores multinivel.

Como se puede ver en la figura 2.2 NPC, este convertidor corresponde a un convertidor de 3 niveles, entonces dado que “ m ” está definido de acuerdo con el número de niveles del convertidor, es correcto afirmar que,

$$m = 3 \quad (2.1)$$

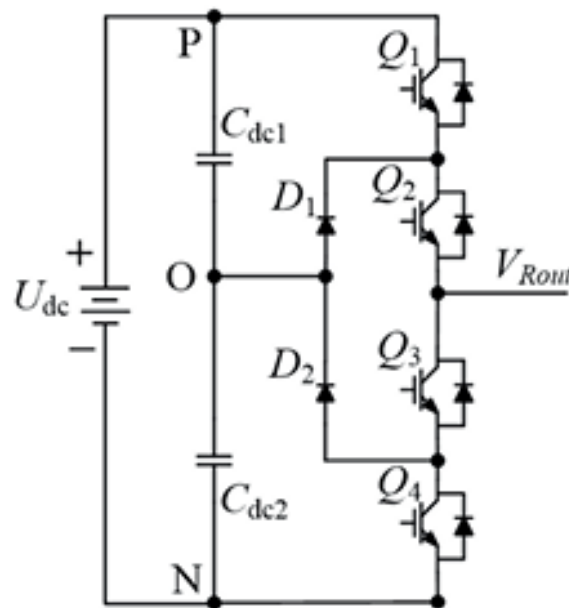


Fig 2.2 Convertidor de punto neutro enclavado (NPC) [1]

2.4. Inversor Fying Capacitor (FC)

El convertidor FC de la fig 2.3 se destaca como una topología multinivel innovadora que utiliza la disposición de condensadores en serie conectados a una fuente de alimentación de corriente continua. En contraste con otras configuraciones como el convertidor NPC, el FC emplea condensadores de fijación en lugar de diodos para regular los niveles de voltaje. Estos condensadores distribuyen de manera equitativa el voltaje de la fuente y su cantidad está directamente relacionada con los niveles de voltajes deseados, representado por "m". La implementación de esta topología requiere $(m - 1)$, condensadores para el bus DC, $\frac{(m-1)(m-2)}{2}$, condensadores de fijación y $2(m - 1)$, interruptores, ver en [1]. Este diseño proporciona una solución eficiente, permitiendo la generación suave y eficaz de múltiples niveles de voltaje en diversas aplicaciones de convertidores multinivel. La capacidad de regulación y suavidad de la salida hacen el convertidor FC una opción atractiva para diversas aplicaciones.

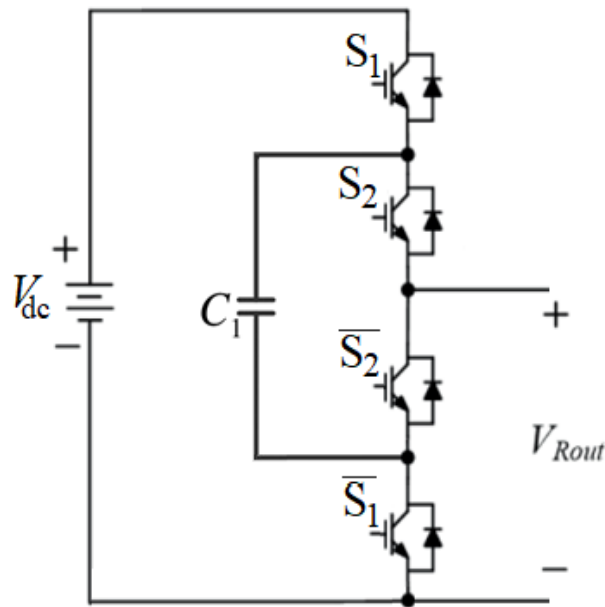


Fig 2.3 Inversor Fying Capacitor (FC) [1]

2.5. Inversor de puente H en cascada (CHB)

El inversor CHB de la fig 2.4 se presenta como una destacada topología multinivel que se compone de múltiples inversores monofásicos de puente completo conectados en serie. Cada uno de estos inversores cuenta con una fuente de alimentación continua independiente, permitiendo la generación de un voltaje de salida con diversos niveles. A diferencia de otras topologías, como el convertidor NPC y el FC, el inversor CHB no requiere elementos adicionales como diodos y condensadores para regular el voltaje. El número de elementos asociados a esta topología está directamente relacionado con los niveles de voltaje deseados representados por “ m ”. La implementación de topología demanda $\frac{(m-1)}{2}$ fuentes de alimentación DC separadas y $2(m-1)$ interruptores, ver en [1]. Este diseño ofrece una solución eficiente y simplificada para la generación de múltiples niveles de voltaje, destacándose en aplicaciones donde se busca una combinación equilibrada entre complejidad y rendimiento como el sistema de energías renovables y aplicaciones industriales avanzadas

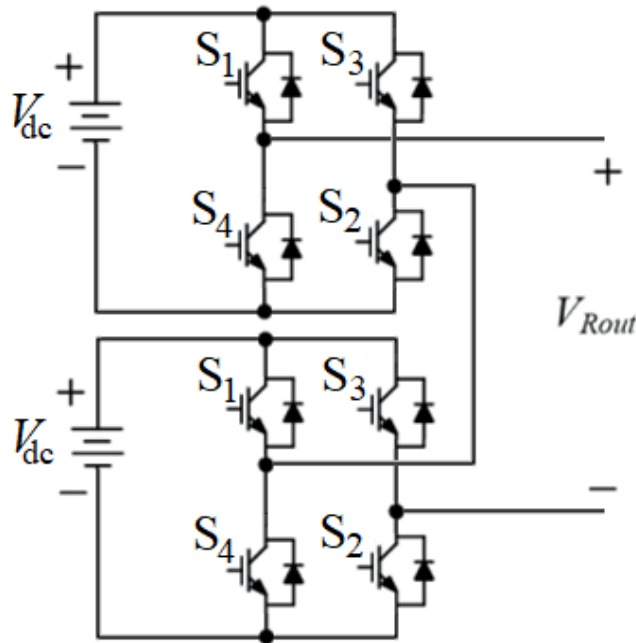


Fig 2.4 Inversor puente H en cascada (CHB) [1]

2.5.1 Puente completo (Full-Bridge)

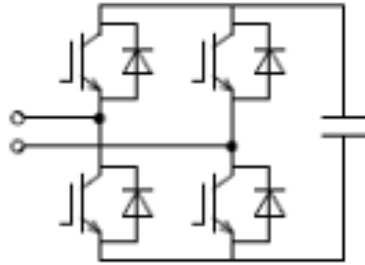


Fig 2.5 Celda puente completo H [4]

En la fig 2.5 se aprecia la celda de puente completo la cual consta de un arreglo de cuatro IGBTs o MOSFETS y en paralelo a ellos un condensador.

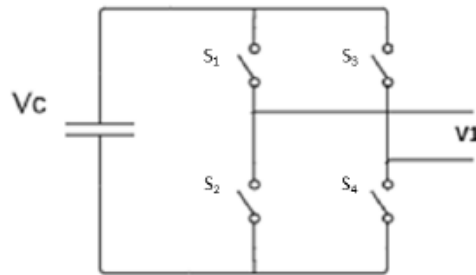


Fig 2.6 Circuito celda puente completo [4]

Analizando la fig 2.6 podemos determinar las conmutaciones de los switches y así determinar los estados, es decir,

Si S_1 y $S_2 = 1$, el voltaje en V_1

$$V_1 = +V_{dc} \quad (2.1)$$

Análogamente, Si S_2 y $S_3 = 1$, el voltaje en V_1

$$V_1 = -V_{dc} \quad (2.2)$$

Finalmente, Si S_1 y S_3 o S_2 y $S_4 = 1$, el voltaje en V_1

$$V_1 = 0 \quad (2.3)$$

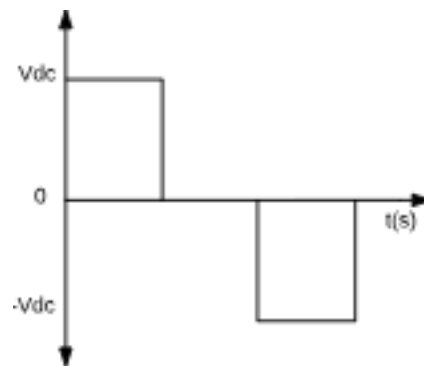


Fig 2.7 Niveles de voltaje para celda de puente completo [4]

Como se puede ver en la fig 2.7, la celda de puente completo es capaz de generar tres niveles de voltajes posibles, es decir, positivo, negativo y cero. La clave para obtener una salida multinivel en el convertidor es conectar múltiples celdas del puente completo en cascada y controlar su conmutación de manera coordinada. Al hacerlo, se pueden obtener varios niveles de voltaje en la salida de convertidor permitiendo una mayor flexibilidad en la generación de formas de onda de salida

Este diseño multinivel ofrece varias ventajas como una mayor calidad de la forma de onda de salida, y una reducción en costo económico debido a la disminución de la cantidad de transistores que se utilizan en comparación con la celda de medio puente. También, presenta un menor contenido armónico y la capacidad de generar tensiones de salida más altas con menor estrés en los componentes. Además, el convertidor con celdas de puente completo es utilizado comúnmente el sistema de transmisión de energía eléctrica de alta potencia debido a su capacidad para generar tensiones de salidas precisas y controlables.

2.6. Celda MMSPC

Una de las desventajas de la topología del inversor de puente H completo CHB es que no tienen la posibilidad de poder balancear baterías sin sensores, es por eso que en este documento se presenta la implementación de una celda especial llamada MMSPC (fig 2.8) que pertenece a la familia de los inversores CHB.

Para lograr generar el balance en las baterías presentes en la celda MMSPC es necesario implementar métodos de control complejo, para eso utilizaremos la configuración CHB pero con la celda MMSPC.

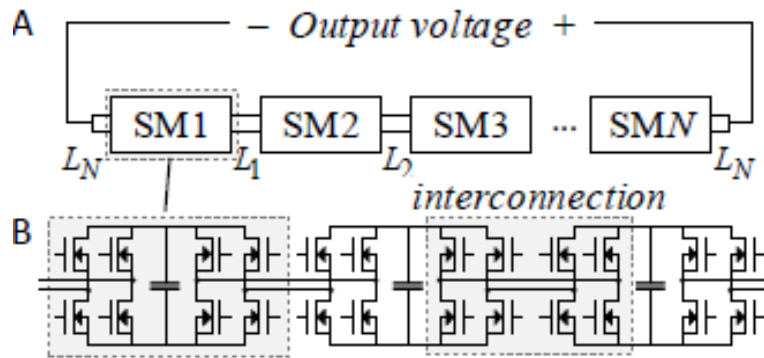


Fig 2.8 Esquema de interconexión MMSPC [6]

La topología del convertidor modular multinivel serie/paralelo (MMSPC) se basa en la interconexión de múltiples celdas de manera secuencial desde SM1 hasta CMN, Cada celda está compuesta por un par de puentes H completos y un condensador conmutado como se muestran en la Fig 2.9. La clave de esta configuración radica en las diversas opciones de interconexión que se pueden establecer entre las celdas adyacentes.

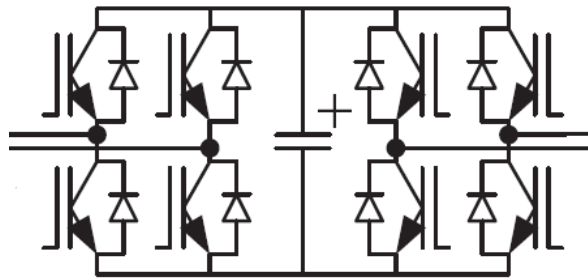


Fig 2.9 Celda MMSPC [8]

La topología presente en la Fig 2.9 ofrece varias configuraciones de interconexión, cada una con un propósito específico. la configuración “Serie +” y “Serie –” conecta dos condensadores adyacentes en serie ya sea en polaridad positiva o negativa. por otro lado, la variante en “Paralelo +” y “Paralelo –” une en paralelo dos condensadores adyacentes para lograr el mismo efecto. La opción “Bypass +” y “Bypass –” permite conectar los terminales positivos o negativos de dos condensadores para desviar la energía de una celda específica y finalmente el modo cero apaga todos los transistores para garantizar la seguridad en caso de falla.

La topología MMSPC se destaca por su flexibilidad y versatilidad. Cada celda opera en conjunto para generar una salida de tensión multinivel, optimizando la calidad de la energía y rendimiento del sistema. Esta configuración impulsada por las diversas opciones de interconexión, garantizan una mayor eficiencia, control y adaptabilidad en aplicaciones que requieren un manejo preciso y confiable de energía eléctrica.

2.7. Estados con conmutación

2.7.1 Para módulos adyacentes

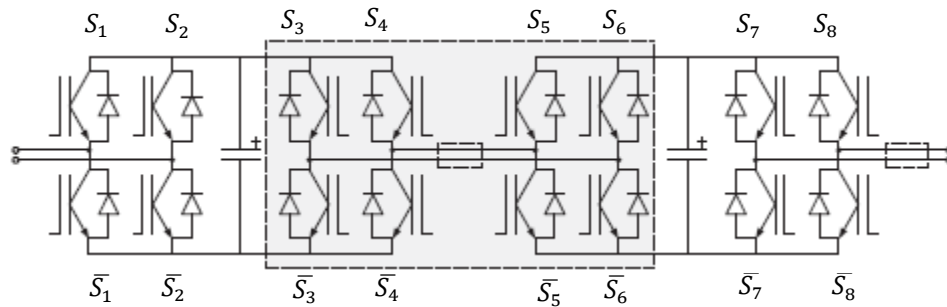


Fig 2.10 Conexión entre dos módulos MMSPC FB^2 adyacentes [8]

En la fig 2.10 vemos la disposición de los swtich IGBT donde podemos ver que para los IGBT High están con la siguiente nomenclatura

$$S_k ; k = [1,8]$$

Mientras que los IGBT Low siempre son el negado del estado de los IGBT High, donde se representan de la siguiente manera,

$$\bar{S}_k ; k = [1,8]$$

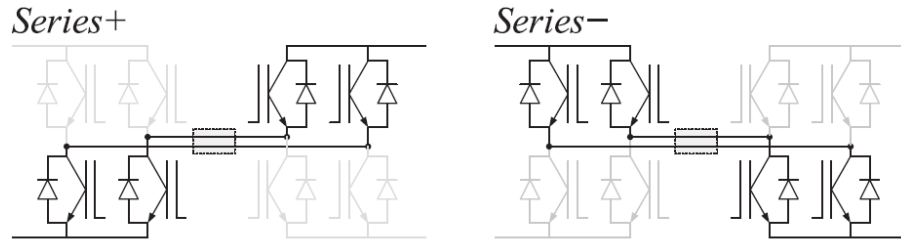


Fig 2.11 Estado Series $\pm$ interconexión adyacente [8]

Podemos ver en la fig 2.11, la conexión entre dos módulos adyacentes donde se presenta el estado *Serie⁺* y *Serie⁻*, para alcanzar dichos estados, la conmutación de los IGBT debe ser de la siguiente manera.

$$\text{Estado serie}^+ = \begin{cases} S_3 \text{ y } S_4 = 0 \\ \bar{S}_3 \text{ y } \bar{S}_4 = 1 \\ S_5 \text{ y } S_6 = 1 \\ \bar{S}_5 \text{ y } \bar{S}_6 = 0 \end{cases} \quad \text{Estado serie}^- = \begin{cases} S_3 \text{ y } S_4 = 1 \\ \bar{S}_3 \text{ y } \bar{S}_4 = 0 \\ S_5 \text{ y } S_6 = 0 \\ \bar{S}_5 \text{ y } \bar{S}_6 = 1 \end{cases}$$

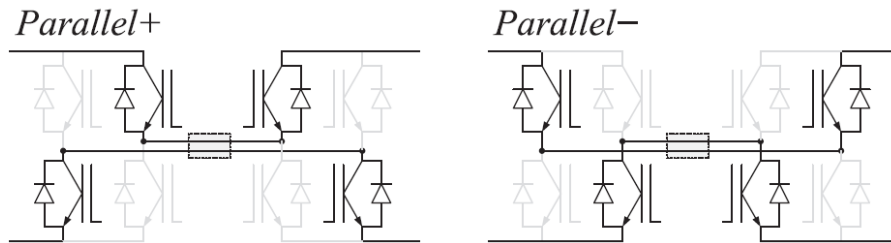


Fig 2.12 Estado Paralelo $\pm$ interconexión adyacente [8]

Podemos ver en la fig 2.12, la conexión de dos módulos adyacentes donde se aprecia el estado *Paralelo⁺* y *Paralelo⁻*, para alcanzar estos estados, los IGBT deben conmutación de la siguiente manera.

$$Estado\ paralelo^+ = \begin{cases} S_3 \text{ y } \bar{S}_4 = 0 \\ \bar{S}_3 \text{ y } S_4 = 1 \\ S_5 \text{ y } \bar{S}_6 = 1 \\ \bar{S}_5 \text{ y } S_6 = 0 \end{cases} \quad Estado\ paralelo^- = \begin{cases} S_3 \text{ y } \bar{S}_4 = 1 \\ \bar{S}_3 \text{ y } S_4 = 0 \\ S_5 \text{ y } \bar{S}_6 = 0 \\ \bar{S}_5 \text{ y } S_6 = 1 \end{cases}$$

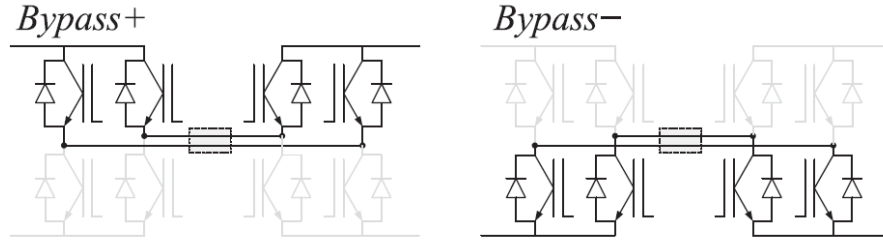


Fig 2.13 Estado Bypass $\pm$ interconexión adyacente [8]

De forma analoga, en la fig 2.13 vemos que para dos módulos adyacentes, se aprecia el estado de $Bypass^+$ y $Bypass^-$, donde la conmutación de los IGBTs debe ser de la siguiente manera.

$$Estado\ ByPass^+ = \begin{cases} S_3 \text{ y } S_4 = 1 \\ \bar{S}_3 \text{ y } \bar{S}_4 = 0 \\ S_5 \text{ y } S_6 = 1 \\ \bar{S}_5 \text{ y } \bar{S}_6 = 0 \end{cases} \quad Estado\ ByPass^- = \begin{cases} S_3 \text{ y } S_4 = 0 \\ \bar{S}_3 \text{ y } \bar{S}_4 = 1 \\ S_5 \text{ y } S_6 = 0 \\ \bar{S}_5 \text{ y } \bar{S}_6 = 1 \end{cases}$$

2.7.2 Para módulos en los terminales

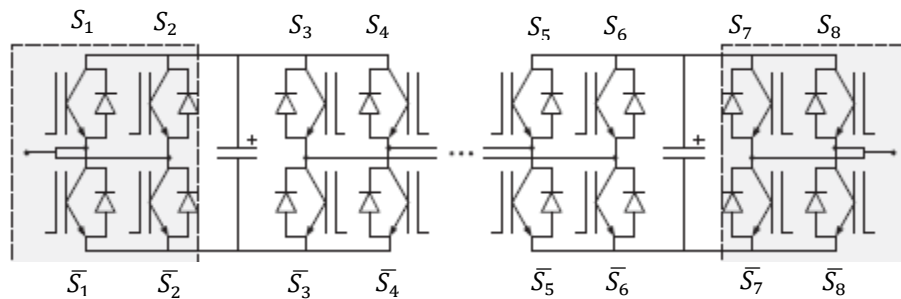


Fig 2.14 Conexión entre dos módulos MMSPC FB^2 en terminales [8]

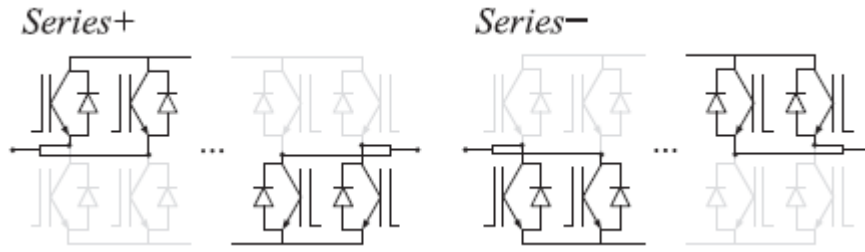


Fig 2.15 Estado Series ± interconexión en terminales [8]

En la fig 2.15 podemos ver la conexión $Series^+$ y $Series^-$ para los módulos que estan en los terminales del convertidor, para este caso la conmutacion de los IGBT sera la siguiente

$$Estado\ serie^+ = \begin{cases} S_1\ y\ S_2 = 1 \\ \bar{S}_1\ y\ \bar{S}_2 = 0 \\ S_7\ y\ S_8 = 0 \\ \bar{S}_7\ y\ \bar{S}_8 = 1 \end{cases} \quad Estado\ serie^- = \begin{cases} S_1\ y\ S_2 = 0 \\ \bar{S}_1\ y\ \bar{S}_2 = 1 \\ S_7\ y\ S_8 = 1 \\ \bar{S}_7\ y\ \bar{S}_8 = 0 \end{cases}$$

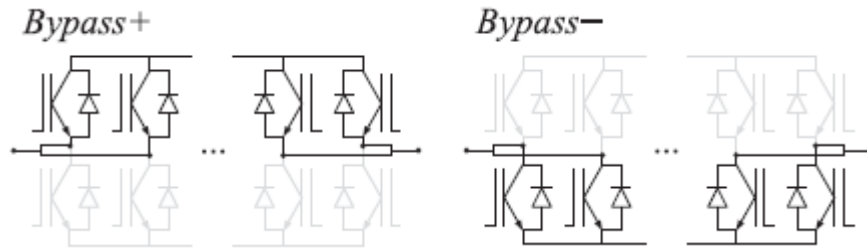


Fig 2.16 Estado Bypass ± interconexión en terminales [8]

En la fig 2.16 podemos ver la conexión $Bypass^+$ y $Bypass^-$ para los módulos que están en los terminales, para dicha conexión es necesario que los IGBT conmuten de la siguiente manera.

$$Estado\ Bypass^+ = \begin{cases} S_1\ y\ S_2 = 1 \\ \bar{S}_1\ y\ \bar{S}_2 = 0 \\ S_7\ y\ S_8 = 1 \\ \bar{S}_7\ y\ \bar{S}_8 = 0 \end{cases} \quad Estado\ Bypass^- = \begin{cases} S_1\ y\ S_2 = 0 \\ \bar{S}_1\ y\ \bar{S}_2 = 1 \\ S_7\ y\ S_8 = 0 \\ \bar{S}_7\ y\ \bar{S}_8 = 1 \end{cases}$$

2.8. Modulación PS-PWM

Se utilizará la modulación PS-PWM, esta es conocida como modulación de ancho de pulso con desplazamiento de fase, y utiliza portadoras triangulares asignadas las interconexiones y terminales del brazo del módulo. Para aplicar esta técnica se debe considerar una señal sinusoidal, la cual será el índice de modulación, donde dicha señal se comparará con señales triangulares complementarias, como se muestra en la Fig 2.17.

2.9. Modulación para MMSPC

Para la operación de la celda MMSPC se utiliza la modulación PS-PWM donde cada módulo tiene su propia portadora triangular unipolar, estas portadoras tienen fases que difieren en múltiplos $\Delta\theta = 2\pi/N$ donde N es el número de módulos en el brazo. La fase de cada portadora está relacionada con su número de módulo. Estas portadoras se utilizan para determinar el estado de conmutación de cada módulo.

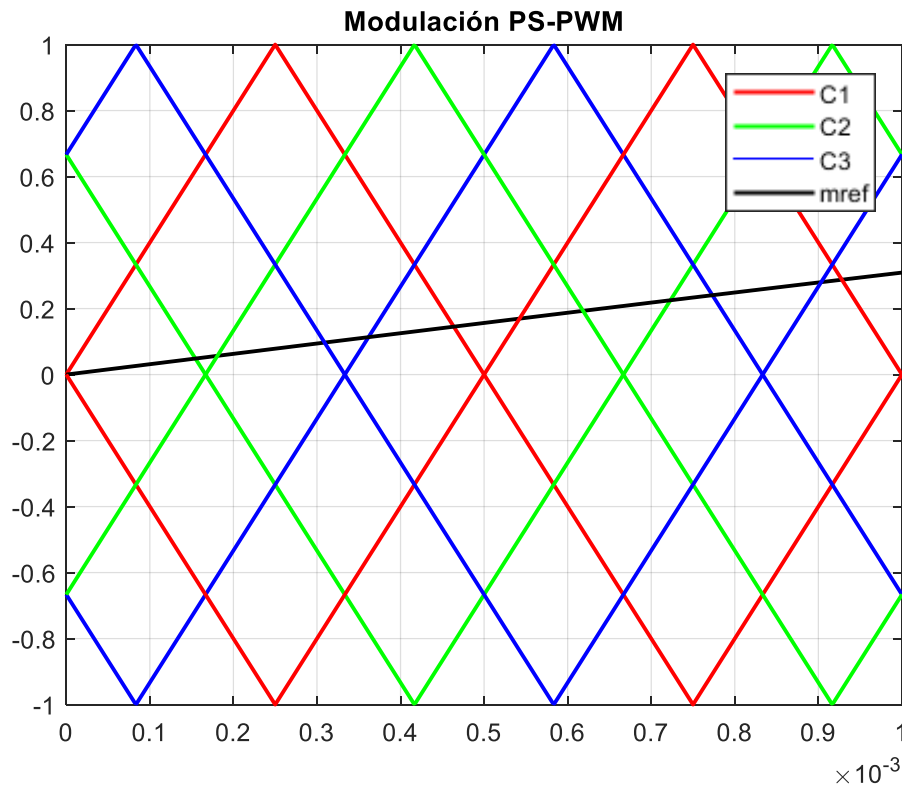


Fig 2.17 Modulación PS-PWM

En la modulación PS-PWM (fig 2.17) se compara la referencia de modulación del brazo, m_{ref} , con el valor de la portadora asignada a cada interconexión. Si m_{ref} es mayor o igual al valor de la portadora, se establece un estado de *Serie⁺* en esa interconexión. Si m_{ref} es menor o igual al negativo del valor de la portadora se establece un estado de *Serie⁻* en esa interconexión. Si m_{ref} está entre dos valores se utiliza el estado de *Bypass[±]*.

La clave en esta modulación radica en el equilibrio de los estados de serie y paralelo en las interconexiones para controlar el voltaje de salida del brazo y minimizar las pérdidas en los condensadores. Además, se utiliza una estrategia de Bypass para equilibrar las tasas de descarga de los módulos en los terminales del brazo lo que contribuye a una operación equilibrada y eficiente del sistema.

Luego, de acuerdo a la cantidad de módulos, se calculó el desfase entre el índice de modulación y las señales portadora para cada módulo, por lo tanto como se está utilizando tres módulos, vemos que el ángulo de desfase es de:

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

Entonces, para la obtención de los pulsos que provocarán la conmutación de los IGBT pertenecientes a los módulos adyacentes para alcanzar los estados Serie/Paralelo se consideran las siguientes condiciones. Ver [8].

$$\begin{cases} \text{Series } +, & \text{Si } m_{ref} \geq C_k \\ \text{Series } -, & \text{Si } m_{ref} \leq -C_k \\ \text{Paralelo } \pm, & \text{Si } -C_k < m_{ref} < C_k \end{cases}$$

El estado de conmutación en paralelo es un modo operación muy importante para equilibrar la tasa de descarga de los módulos en los terminales del brazo *Bypass⁺* y *Bypass⁻*. Esto significa que los interruptores de derivación deben estar encendido y apagado alternativamente para asegurar que la velocidad de descarga de los módulos esté igualada, ya que, de lo contrario pueden provocar desequilibrios de carga y posteriormente corrientes de equilibrio de carga. Ver [8].

$$\begin{cases} \text{Series +, Si } m_{ref} \geq C_k \\ \text{Series -, Si } m_{ref} \leq -C_k \\ \text{ByPass } \pm, \text{ Si } -C_k < m_{ref} < C_k \end{cases}$$

Donde,

m_{ref} : Índice de modulación

C_k : Señal triangular positiva

$-C_k$: Señal triangular negativa

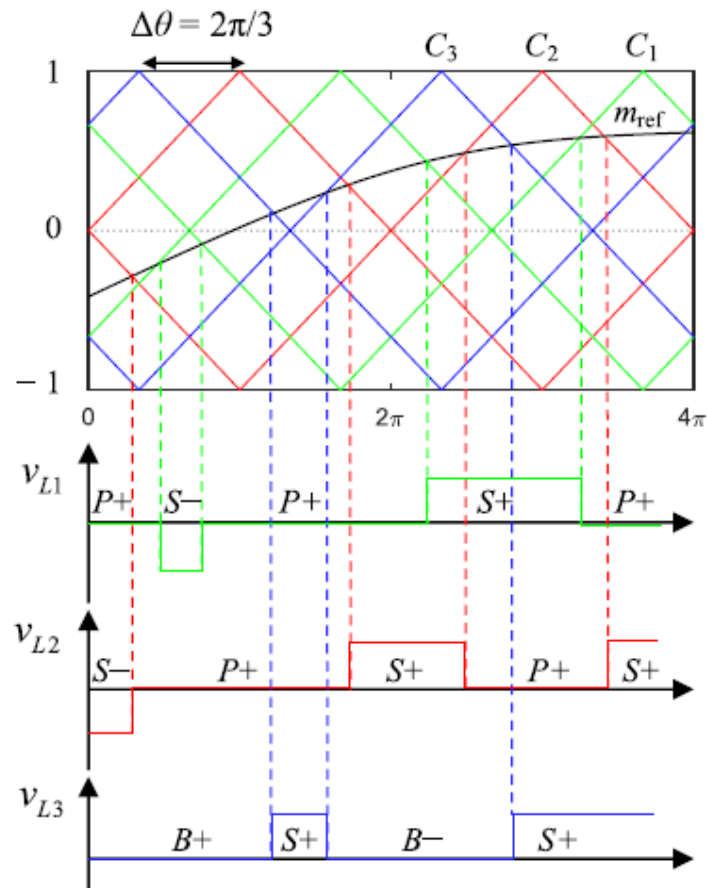


Fig 2.18 Pulsos para estados Serie/Paralelo [8]

En la figura 2.18 se ilustra el proceso de modulación PS-PWM para un brazo FB^2 de 3 módulos. Se utiliza los símbolos “B”, “S” y “P” para representar los estados de conmutación *Bypass*, *Serie* y *Paralelo* respectivamente. Las portadoras unipolares están emparejadas con sus contrapartes negativas para visualizar la modulación.

Capítulo 3. Simulación de convertidor MMSPC

3.1. Introducción

En el presente capítulo se analizará dos simulaciones, la primera será con tres módulos y cuyo propósito será determinar la importancia del índice de modulación y el impacto que genera en el sistema cuando este varía, mientras que la segunda simulación será con cuatro módulos, donde se reemplazará el condensador presente en el módulo por una batería de ion-litio, además de determinar el controlador PI para el correcto control de la corriente del convertidor.

3.2. Simulación con tres módulos

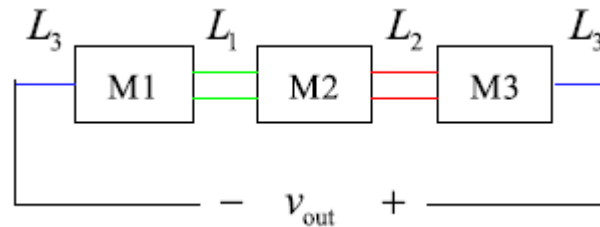


Fig 3.1 Convertidor MMSPC [8]

Consideraciones:

Para la simulación se hará una variación del índice de modulación de 0.5 a 1 como se muestra en la figura 3.2 para analizar su impacto en el sistema.

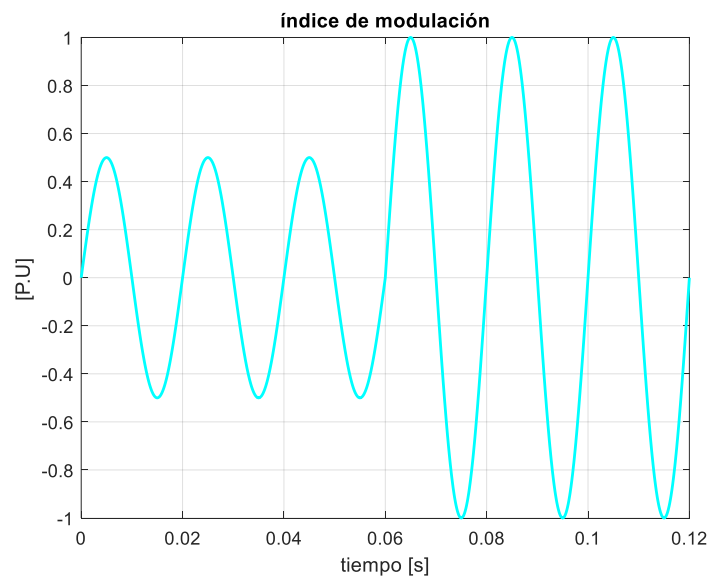
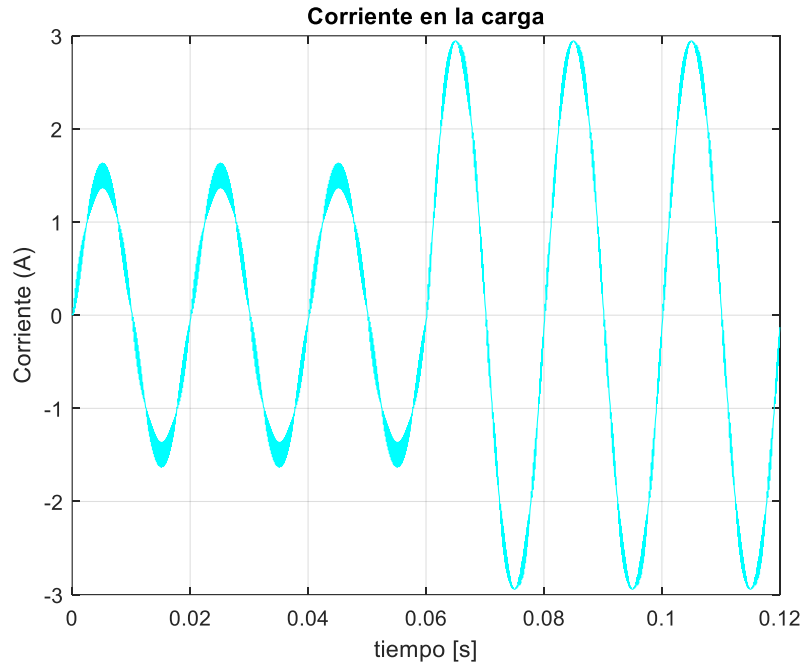


Fig 3.2 Índice de modulación alterno variable

TABLA 1. Características de la carga

Resistencia	100 [Ω]
Inductancia	15 [mH]

3.2.1 Corriente en la carga

**Fig 3.3 Corriente presente en la carga**

En la fig 3.3 se puede apreciar como varía la corriente en carga cuando se realiza un método de control para variar el índice de modulación y analizar su impacto en el sistema, se puede inferir que la corriente en la carga es directamente proporcional al índice de modulación alterno proveniente del método de control, en este caso, cuando el índice de modulación es de 0.5, la corriente de carga es de 1.5 [A] y cuando el índice de modulación es de 1, la corriente en la carga es de 3[A].

3.2.2 Voltaje en los condensadores

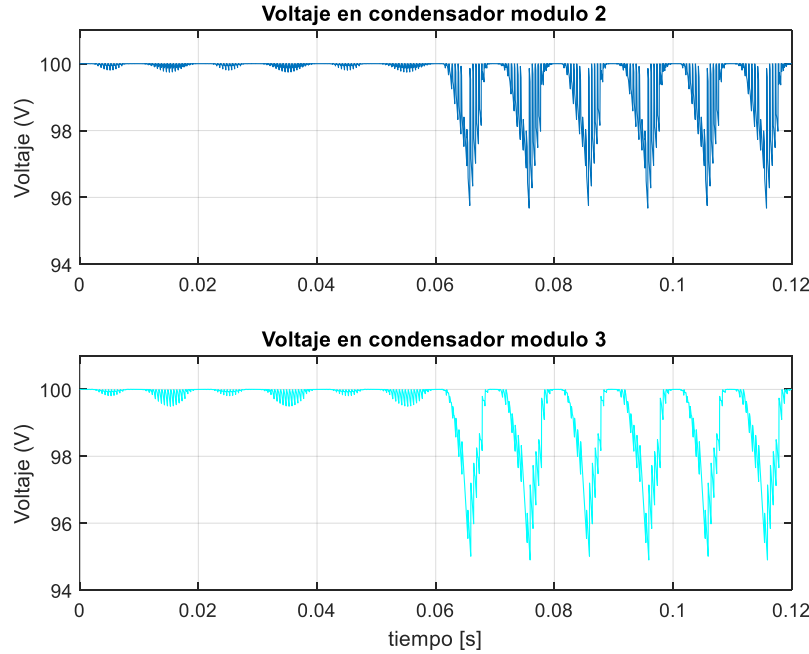


Fig 3.4 Voltaje en los módulos

Podemos ver que para la fig 3.4, hasta el instante $t=0.06$ [s] el índice de modulación es de 0.5, donde se puede apreciar una variación del voltaje en los condensadores aceptable, variando aproximadamente en 0.5 [V], luego, cuando el índice de modulación cambia a 1, vemos que la dinámica de carga y descarga de los condensadores presenta muchas más variaciones, yendo de 100 a 96 [V] aproximadamente, entonces podemos inferir que el equilibrio de tensión entre los módulos está directamente relacionada con el índice de modulación alterno.

Por otro lado debido a esas variaciones en el voltaje de los condensadores es donde surgen las pérdidas por paralelización, esto hace referencia a cuando dos condensadores adyacentes con diferente voltaje se conectan en paralelo, ver [8].

$$P_{parallel} = \frac{1}{4} C \Delta v^2 \leq \frac{1}{4} C \left(\frac{i\tau}{C} \right)^2 \quad (3.1)$$

Donde:

C : Capacitancia.

i : Corriente en el módulo.

τ : Tiempo de interconexiones paralelas.

Como podemos ver en la ecuación 3.1, que las perdidas por paralelización disminuyen cuadráticamente a medida que el intervalo de tiempo entre interconexiones en paralelas también disminuye.

3.2.3 Voltaje multinivel de salida

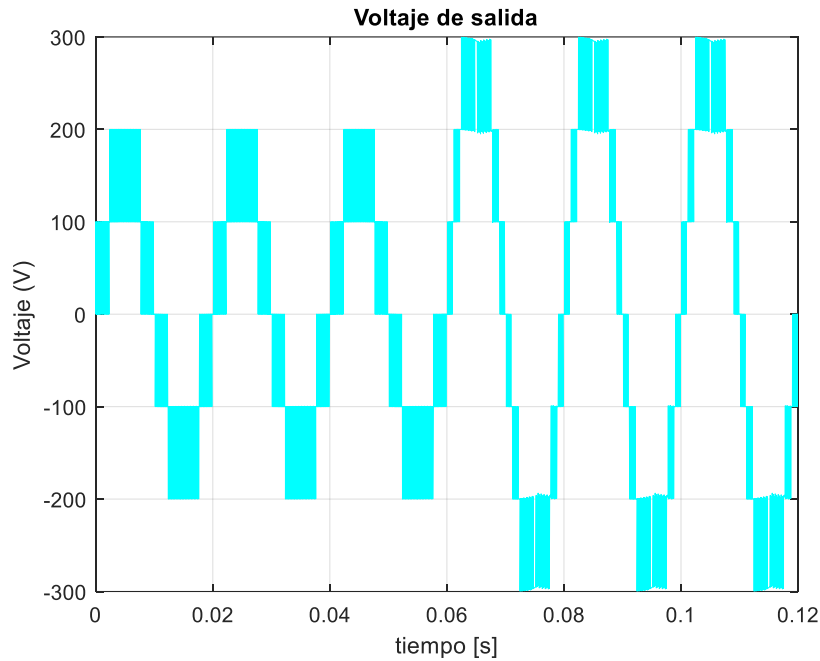


Fig 3.5 Voltaje multinivel de salida

Para la fig 3.5 vemos que de forma analoga al inciso anterior vemos que el voltaje multinivel hasta el instante $t=0.06$ [s] es 6 niveles donde dicho estado esta operando con indice de modulacion de 0.5, luego, cuando el indice de modulacion llega a 1, vemos que el voltaje de salida tiene 7 niveles, lo cual es lo esperado considerando que la rama MMSPC cuenta con 3 celdas.

De igual forma se puede inferir que el voltaje de salida de la rama depende directamente del indice de modulacion, ya que de acuerdo a la aplicación y a los requerimientos de la carga se aplicara una determinada tension.

Por otro lado, viendo este comportamiento se puede ver que al modificar el índice de modulación podemos definir el nivel de tensión que se necesita en la salida, sin embargo, se provoca un desequilibrio de tensión en los módulos.

3.3. Simulación con cuatro módulos

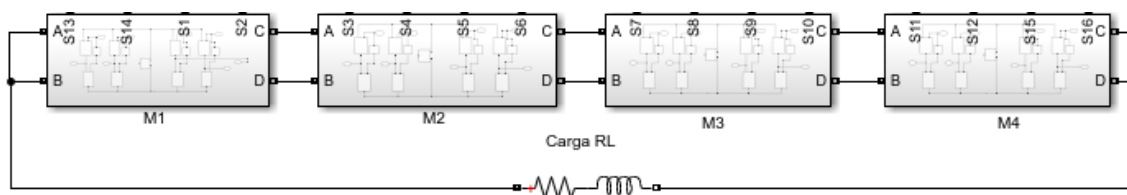


Fig 3.6 Convertidor MMSPC (4 módulos)

Para la fig 3.6 vemos la configuración del convertidor MMSPC con cuatro módulos, cada modulo usa la topología presentada en la fig 2.9, sin embargo en esta simulación se considero una bateria de ión litio reemplazando el condensador.



Fig 3.7 Bloque simulador de bateria

En la fig 3.7 podemos ver el bloque simulador de baterias de ion litio de Simulink-MATLAB, el cual se reemplaza en la celda MMSPC por el condensador la cual cuenta con las siguientes características.

TABLA 2. Características de batería

Tecnología	Ion-Litio
Estado inicial de carga	100%
Voltaje nominal	24 [V]

3.3.1 Control de corriente

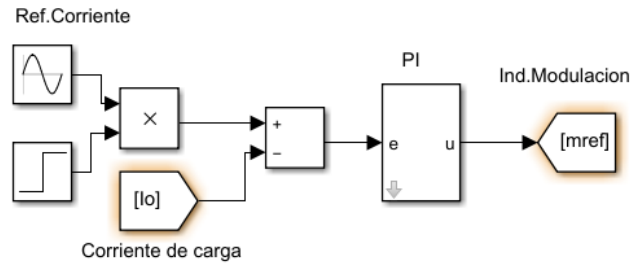


Fig 3.8 Lazo de corriente

Al implementar el control de corriente en este convertidor se podrá regular desde la propia carga los niveles de voltajes necesarios para satisfacer dicha carga.

Para la sintonización del PI vemos que se necesita el modelo de la planta del convertidor de la figura 3.6, por ley de voltaje de Kirchhoff se tiene que,

$$V_c = L \cdot \frac{di_L}{dt} + R \cdot i_L \quad (3.2)$$

Donde:

V_c : Voltaje de convertidor

L : Inductancia de carga.

R : Resistencia de carga

i_L : Corriente en el inductor.

Y considerando que el voltaje del convertidor esta dado por la siguiente expresión,

$$V_c = V_{bat} \cdot N \cdot m \quad (3.3)$$

Donde:

V_{bat} : Voltaje nominal de batería.

N : Número de módulos.

m : Índice de modulación.

Luego, reemplazando 3.3 en 3.2 y aplicando transformada de Laplace, vemos que,

$$V_{bat} \cdot N \cdot m(s) = i_L(s)(Ls + R) \quad (3.4)$$

Obteniendo la función de transferencia referente al modelo de planta del convertidor.

$$\frac{V_{bat} \cdot N}{Ls + R} = \frac{i_L(s)}{m(s)}$$

Reemplazando valores, se obtiene el modelo de planta del convertidor, el cual será útil para la correcta sintonización del controlador PI.

$$G = \frac{24 \cdot 4}{0.015 \cdot s + 10}$$

3.3.2 Sintonización de PI

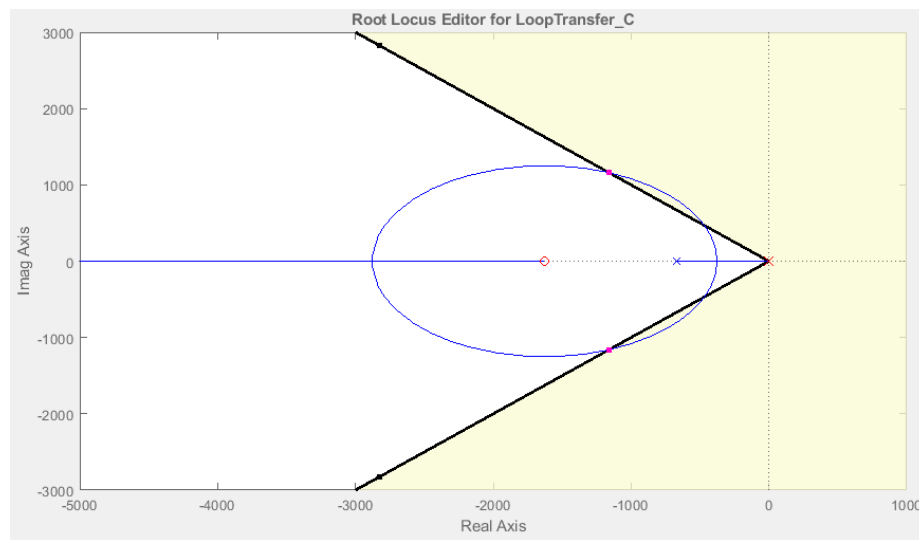


Fig 3.9 LGR

En la fig 3.9 podemos ver el lugar geométrico de raíces el cual se utiliza para la sintonización del PI de corriente, en primero lugar se agrega un integrador, para que los polos de lazo cerrado sean estables, luego se incorpora un cero real en el semiplano izquierdo, luego vemos que los polos de lazo cerrado son ambos estables, es aquí donde se designa el factor de amortiguamiento de 0.7071 para que el sistema tenga una respuesta sub-amortiguada y se representa por las líneas que están en negrita, estas líneas aseguran que si los polos de lazo

cerrado están justo en la intersección de la circunferencia y dichas líneas el controlador tendrá un factor de amortiguamiento deseado.

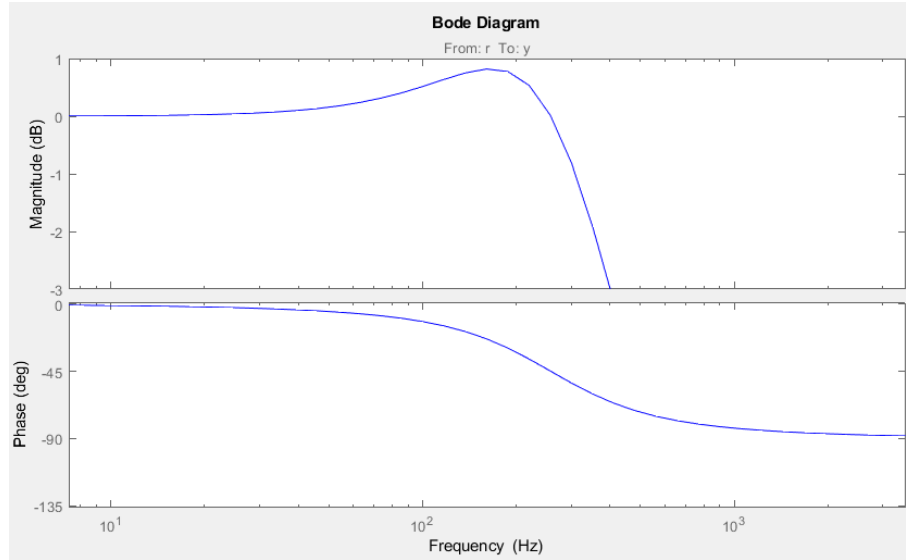


Fig 3.10 Diagrama de bode

Para la fig 3.10, vemos el diagrama de bode de la función de transferencia, es aquí donde cuidadosamente se calibra la frecuencia de corte, como vimos en la fig 3.9 anterior, al buscar y ubicar los polos de lazo cerrado sobre la línea en negrita asegura el factor de amortiguamiento deseado, luego, en conjunto a esto, se sabe que la frecuencia de corte se determina cuando el ancho de banda de un lazo baja a -3dB, para efectos prácticos se limita el eje “y” a -3 y se calibra la frecuencia de corte deseada a 500 [Hz], esto moviendo el cero real y ubicando nuevamente los polos de lazo cerrado en la líneas en negritas presentes en la fig 3.9.

Luego, incorporando los parámetros requeridos, se obtiene el siguiente controlador,

$$C = \frac{0.25393 * (s + 1613)}{s}$$

Donde la ganancia proporcional y la ganancia integrativa son respectivamente,

$$K_p = 0.25393$$

$$T_i = 1/1613$$

Para la optimización del PI y la determinación de la saturación de este, se debe obtener la corriente máxima que puede crear el convertidor, entonces, por ley de Ohm vemos que,

$$I_{max} = \frac{96 [V]}{10 [\Omega]} = 9.6 [A]$$

Luego, como la salida del PI es el índice de modulación alterno y dado que el margen de este está entre $[-1,1]$ por lo tanto, la saturación queda definida de esta forma,

$$SAT = 1$$

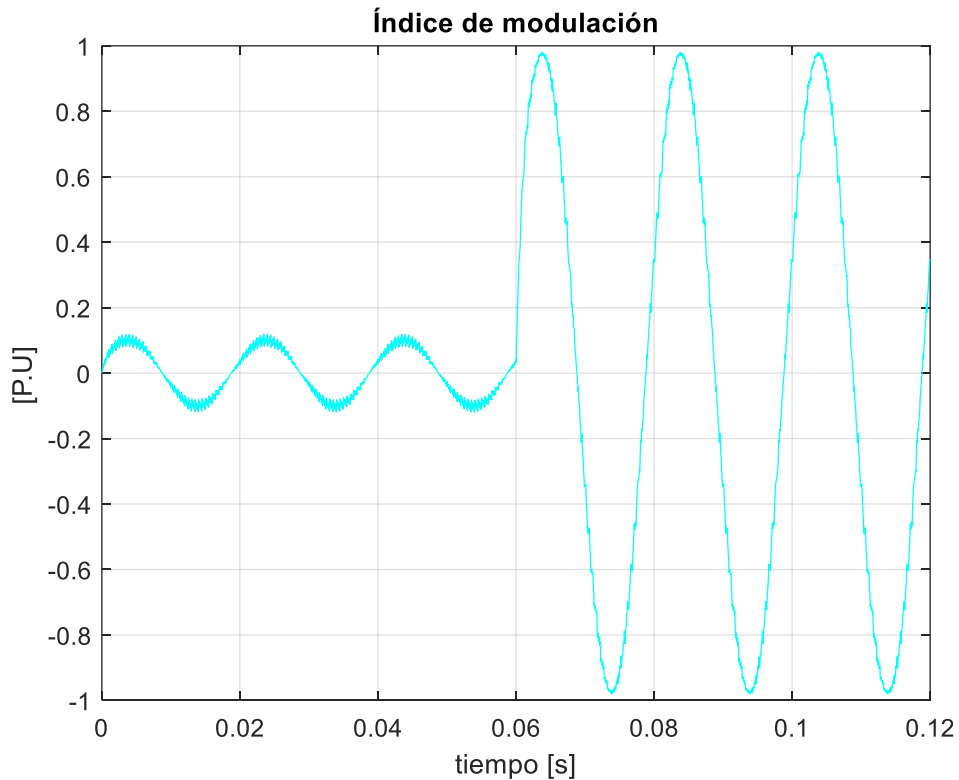


Fig 3.11 Índice de modulación alterno

Para la fig 3.11 podemos ver el índice de modulación alterno el cual cambia de amplitud de 0.1 a 1 en el instante $t=0.06[s]$ debido al cambio que se produce en la referencia de corriente, para este caso dicha corriente varía de 1 a $9.6[A]$, siendo esta última la corriente máxima que puede crear el convertidor.

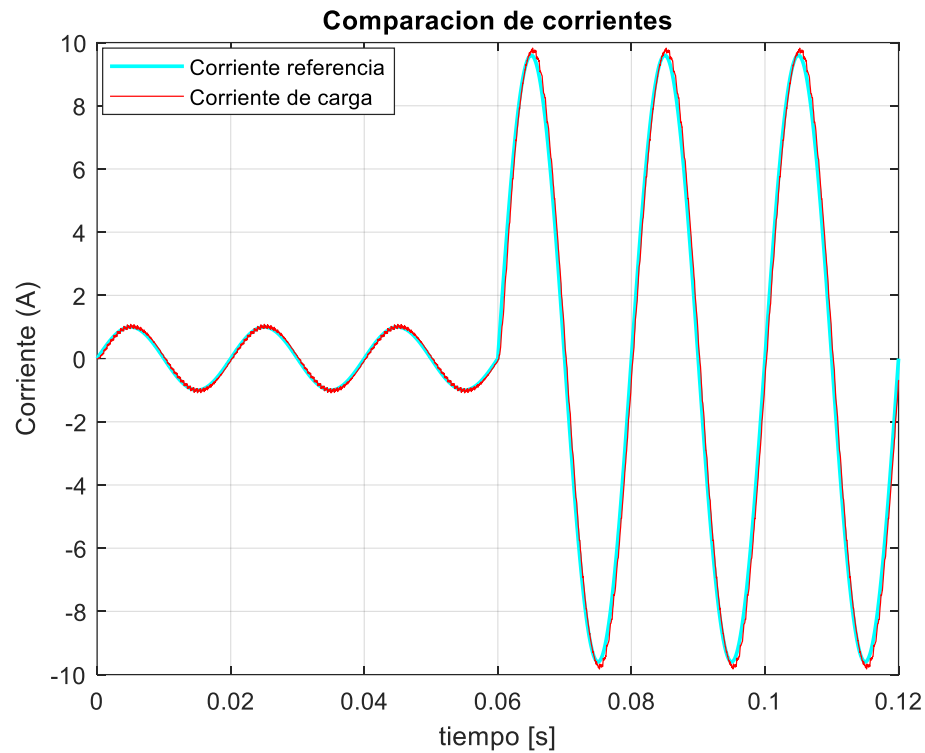


Fig 3.12 Corriente de ref. y de carga

Para la fig 3.12 podemos ver que la corriente de referencia responde a los requerimientos solicitados, ya que en primer lugar parte con una referencia de 1 [A], luego en el instante $t=0.06$ [s] se hace el cambio en la referencia de corriente llegando a 9.6[A], sin embargo, lo que se puede apreciar es que el PI no puede garantizar un error igual a cero, esto es producto de que se está trabajando con señales sinusoidales y no con señales continuas, por ende vemos cierto contenido armónico en la señal que muestra la corriente de carga.

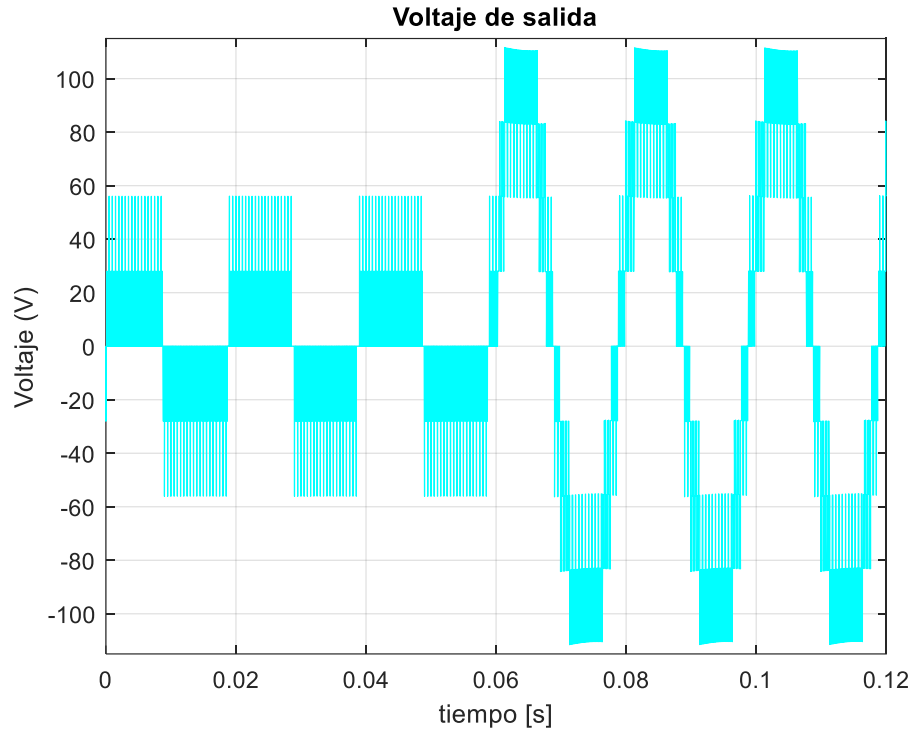


Fig 3.13 Voltaje de salida multinivel

Para la fig 3.13 podemos ver el voltaje multinivel presente en la salida de convertidor, donde se aprecia que hasta el instante $t=0.06$ [s] el voltaje de salida es de aproximadamente 56 [V], considerando que el índice de modulación para ese mismo instante corresponde a 0.1. Luego, cuando se aumenta la referencia de corriente al máximo, es decir 9.6 [A], también aumenta el índice de modulación a 1, donde se espera ver los 9 niveles de voltaje en la salida del convertidor llegando a una amplitud máxima de 96 [V], sin embargo, el voltaje de salida del convertidor es de aproximadamente de 112[V]. Como sabemos, cada módulo tiene una batería con un voltaje nominal de 24 [V] y al inicio de la simulación se considera que la batería está cargada al 100%, además considerando la tolerancia el voltaje de la batería en cada módulo MMSPC llega a 28[V] aproximadamente.

Finalmente se infiere que el convertidor regula su voltaje de salida según los requerimientos de la carga, considerando que dicho voltaje es directamente proporcional al índice de modulación, el cual estará definido mediante la comparación de la señal de referencia y la medición de corriente en la carga.

Capítulo 4. Peak Shaving

4.1. Introducción

En el presente capítulo se hará un estudio de la aplicación de peak shaving y se desarrollará una simulación en Simulink-MATLAB donde se incorporará una red alterna y un convertidor MMSPC de cuatro módulos que conectarán una batería de Ion-litio en serie o paralelo para determinar los niveles de voltaje adecuado para realizar el peak shaving cuando la carga demande una corriente superior al límite establecido, obteniendo resultados gráficos del desempeño y eficiencia del convertidor MMSPC

4.2. Peak shaving

El concepto de “peak shaving” fig 4.1 se centra en mitigar los picos de demanda eléctrica generalmente ocurre en momentos específicos del día o durante operaciones particulares. Estos picos de demanda no solo pueden resultar en costos más altos debido a las tarifas basadas en la demanda máxima, sino que también pueden ejercer presión sobre la infraestructura eléctrica, llevando a la necesidad de invertir en capacidades adicionales para satisfacer esos momentos de carga máxima.

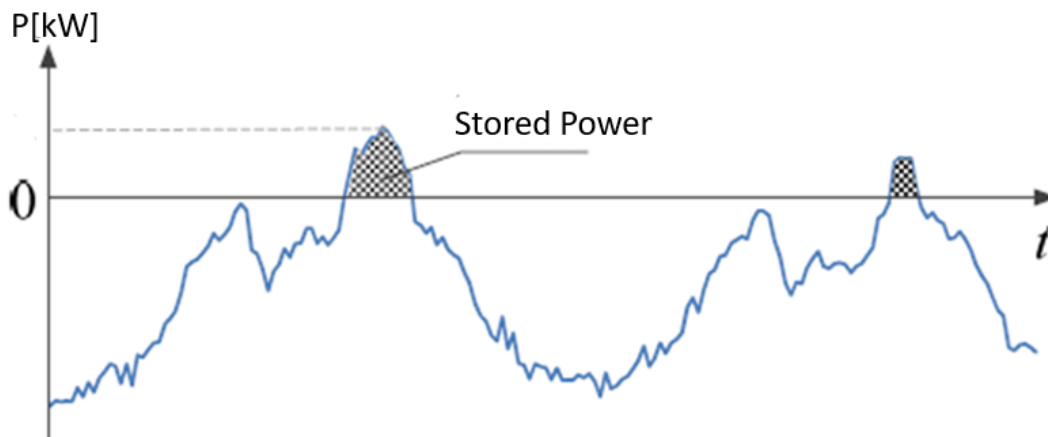


Fig 4.1 Curva esquemática de peak shaving [14]

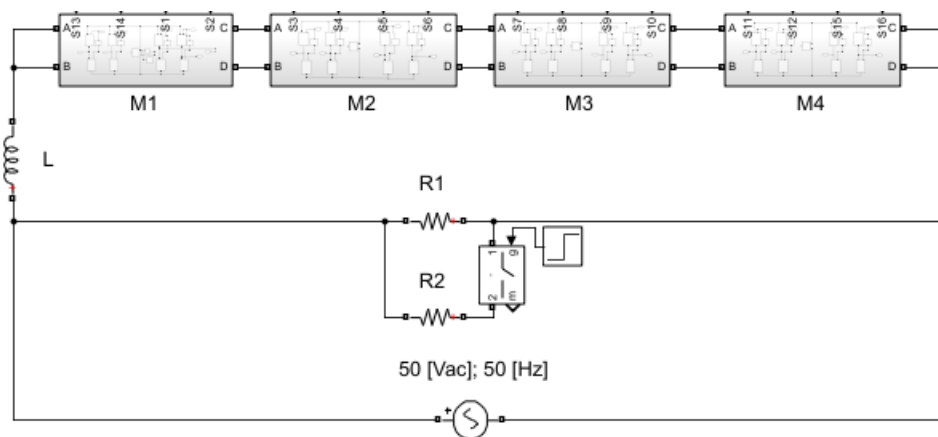


Fig 4.2 Configuración para peak shaving

El peak shaving es una estrategia de gestión de la energía que implica almacenar la energía durante periodos de baja demanda y utilizarla durante periodos de alta demanda para evitar o reducir los picos de consumo de energía. Esta técnica se utiliza para reducir los costos de electricidad al evitar cargos adicionales por el uso de energía en horas punta y mejorar la eficiencia energética.

La implementación exitosa del peak shaving con los módulos MMSPC implica aprovechar la capacidad de estos convertidores modulares multinivel para gestionar eficientemente la entrega de energía, para ello es necesario implementar un sistema de red alterno para alimentar una carga variable, donde a su vez se conecta en paralelo el convertidor MMSPC como se muestra en la fig 4.2, para gestionar de buena forma la energía entregada por parte del convertidor MMSPC es necesario implementar el método de control diseñado en el capítulo anterior.

4.3. Simulación de Peak Shaving

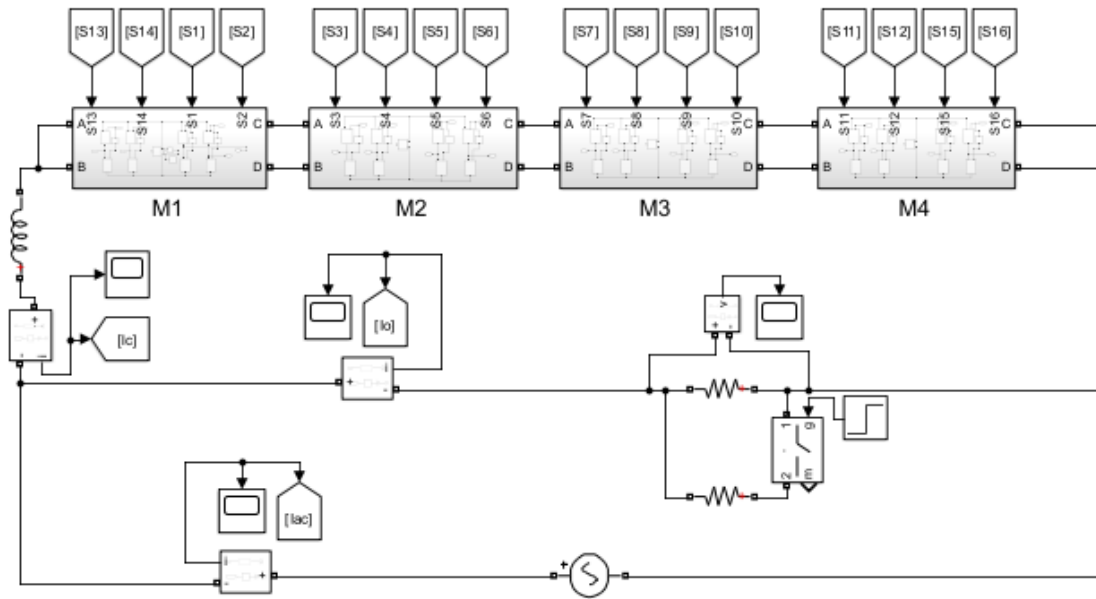


Fig 4.3 Circuito implementado en Simulink para peak shaving

En la fig 4.3 se muestra la combinación de los módulos MMSPC y una fuente alterna de 50 [V] y 50 [Hz] que alimentan una carga variable, configuración necesaria para el “Peak Shaving”.

Se considera que el sistema tiene una carga (R_1) que consume 3[A], la cual es suministrada por la fuente AC, luego, en algún instante se añade otra carga (R_2) en paralelo a R_1 , lo que produce que la carga total consuma 6[A], se busca hacer un peak shaving en el instante en que se conecta R_2 , y que esta diferencia de corriente la suministre el convertidor MMSPC, para lograr esto y que la fuente alterna no perciba el impacto de carga es necesario utilizar métodos de control complejo para generar un lazo de control de corriente para el convertidor MMSPC.

Mediante la ley de Ohm se calcula el valor de la impedancia de carga (fig 4.4) que demande una corriente máxima de 3 [A], entonces,

$$R_1 = \frac{50[V]}{3[A]} = 16.65[\Omega]$$

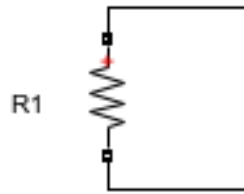


Fig 4.4 Resistencia sin impacto de carga

Luego, cuando ocurre el impacto de carga, se calcula la segunda impedancia de carga, la cual hará que la carga demande una corriente total de 6 [A], entonces,

$$R_{eq} = \frac{50[V]}{6[A]} = 8.333[\Omega]$$

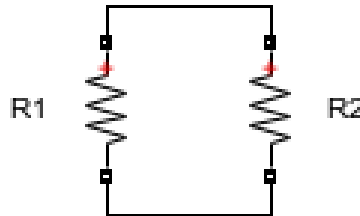


Fig 4.5 Resistencia de impacto de carga

Luego, de acuerdo con la fig 4.5 aplicando la expresión 4.1 referente a resistores en paralelo, se tiene que,

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_{eq} \quad (4.1)$$

Luego, trabajando algebraicamente la expresión, se despeja la segunda resistencia.

$$R_2 = \frac{R_{eq} \cdot R_1}{R_1 - R_{eq}}$$

Finalmente, el valor de resistencia R2 es de,

$$R_2 = \frac{8.33[\Omega] \cdot 16.65[\Omega]}{16.65[\Omega] - 8.33[\Omega]} = 16.65[\Omega]$$

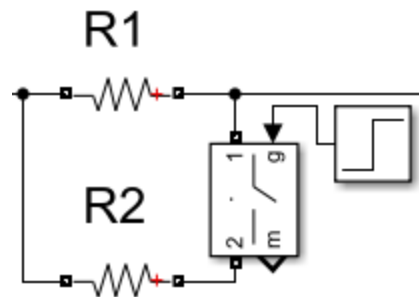


Fig 4.6 Impacto de carga

En la fig 4.6 podemos ver el esquema de conexión para la producción del impacto de carga, utilizando las resistencias anteriormente calculadas las cuales interconecta un switch ideal, el cual se activa mediante la señal proveniente de un bloque escalón, donde se define que el impacto de carga será a los 0.06[s].

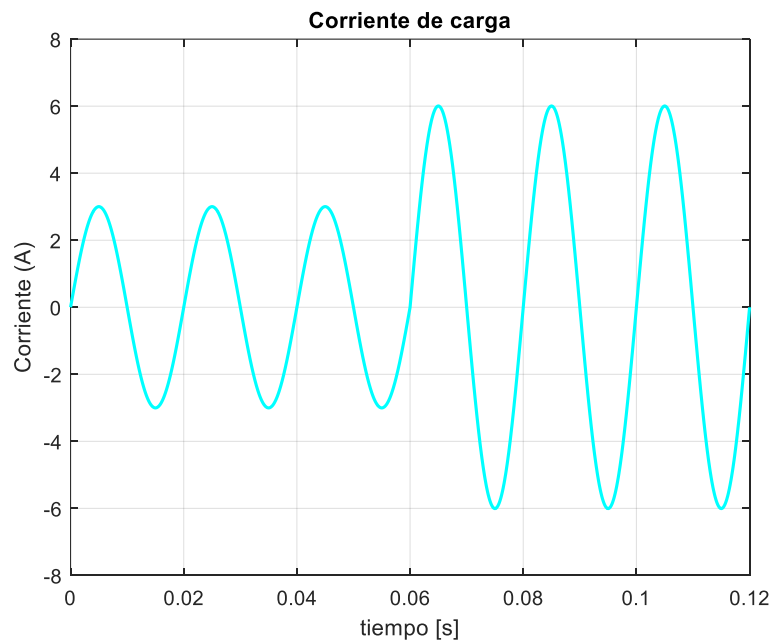


Fig 4.7 Corriente de carga

En la fig 5.7 podemos ver la variación de la demanda de corriente en la carga en el tiempo, debido a que se expuso como condición inicial que la carga debe consumir 3[A] hasta el instante $t=0.06$ que es el momento donde ocurre el impacto de carga, luego la demanda de corriente es de 6[A].

4.4. Control de corriente de convertidor

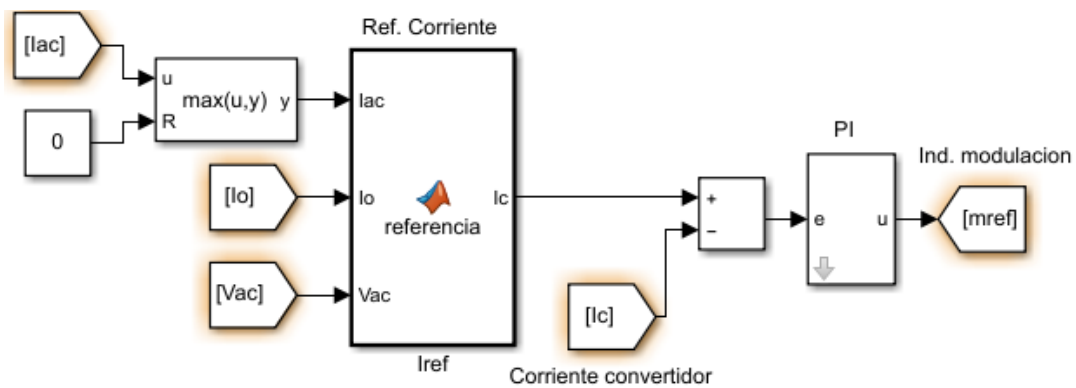


Fig 4.8 Lazo de control de corriente

4.4.1 Corriente de referencia

Para la generación de la corriente de referencia que necesita del convertidor será necesario considerar las condiciones de funcionamiento de la página 56.

Haciendo Ley de corriente de Kirchhoff en la fig 4.3, vemos que,

$$I_c = I_o - I_{ac} \quad (4.2)$$

Donde,

I_c : Corriente de convertidor

I_o : Corriente de carga

I_{ac} : Corriente de fuente alterna

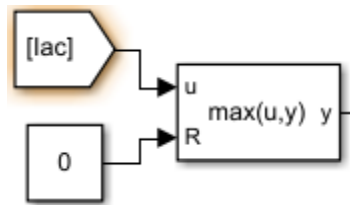


Fig 4.9 Bloque de MaxMin de Simulink MATLAB

En fig 4.9 podemos ver el bloque de Simulink MATLAB que nos permite insertar una señal sinusoidal (I_{ac}) en la entrada, donde el bloque va analizando dicha señal y va tomando los valores peak de la señal para luego tener en la salida una señal escalón del valor correspondiente al peak de la señal de entrada.

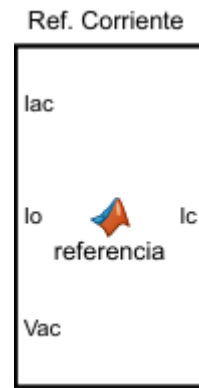


Fig 4.10 Bloque funciones de Simulink MATLAB

En fig 4.10 podemos ver el bloque de Simulink el cual nos permite escribir funciones donde podemos ver que en la entrada tenemos la corriente I_{ac} , que en este caso sería la salida de la fig 4.9 que corresponde a la corriente de fuente AC, I_o que representa a la corriente en la carga y V_{ac} que es el voltaje de la fuente AC, donde luego en la salida se obtiene la corriente de referencia (I_c) para el convertidor.

Luego, usando el bloque de simulink presentado en la fig 4.10 se genera la corriente de referencia aplicando las siguientes condiciones,

Cuando la corriente $I_{ac} \leq 3$, entonces

$$I_c = 0 \quad (4.3)$$

Luego, si la corriente $I_{ac} > 3$, usando (4.2) vemos que,

$$I_c = I_o - 3 * \text{Sen}(wt) \quad (4.4)$$

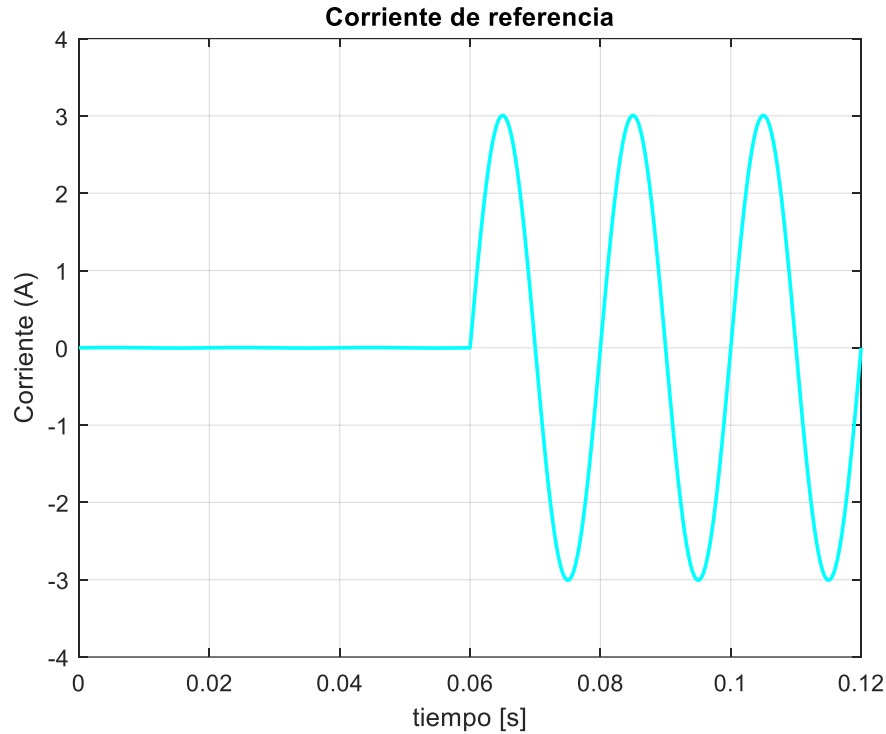


Fig 4.11 Corriente de referencia

En la fig 4.11 podemos ver como se cumple las condiciones que se plantean para la obtención de la corriente de referencia, donde se puede apreciar que hasta el instante $t=0.06$ [s] que es donde ocurre el impacto de carga, la referencia es igual a cero, debido a que la demanda de corriente hasta ese instante es de 3[A], y como se planteó en las condiciones de funcionamiento, el convertidor no alimentará hasta que la carga demande una corriente superior al umbral establecido que es de 3[A], luego del impacto de carga, dicha carga consume una corriente de 6[A], por lo que supera el umbral y es ahí donde el convertidor empieza a inyectar potencia hacia la carga.

Como se puede ver en la fig 4.11, cuando la demanda de la carga supera el umbral llegando a los 6[A], el convertidor debe suministrar la diferencia de corriente que necesita la

carga, es decir, como el umbral establecido es de 3[A], y el requerimiento de la carga es de 6[A], la referencia de corriente después del impacto de carga debe generar una referencia de 3[A] sinusoidal.

4.4.2 Corriente de convertidor

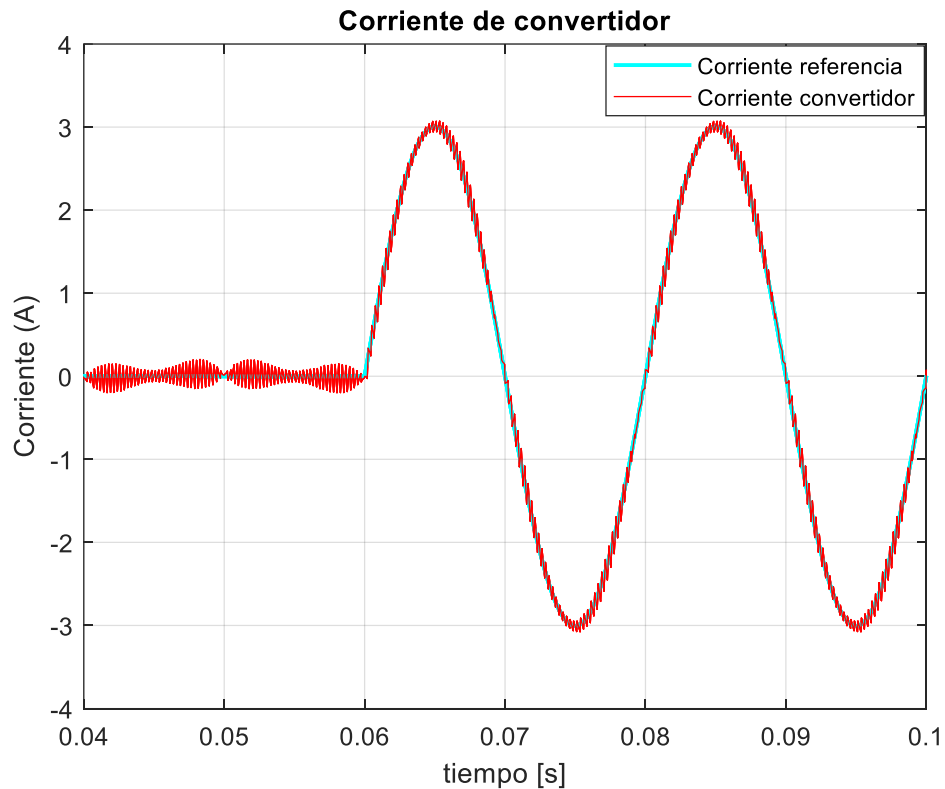


Fig 4.12 Comparación de corriente de referencia y corriente de convertidor

La fig 4.12 representa la comparación entre la corriente de referencia (Turquesa) y la corriente de convertidor (Rojo) y podemos ver como la corriente del convertidor sigue la referencia generada, lo que confirma que el método de control diseñado para la realización del peak shaving es el adecuado, y que el controlador PI está optimizado para correcto funcionamiento convertidor MMSPC, por otro lado, se observa un poco de contenido armónico en la señal de corriente del convertidor, esto es debido a la conmutación de los IGBT.

4.4.3 Corriente de fuente AC

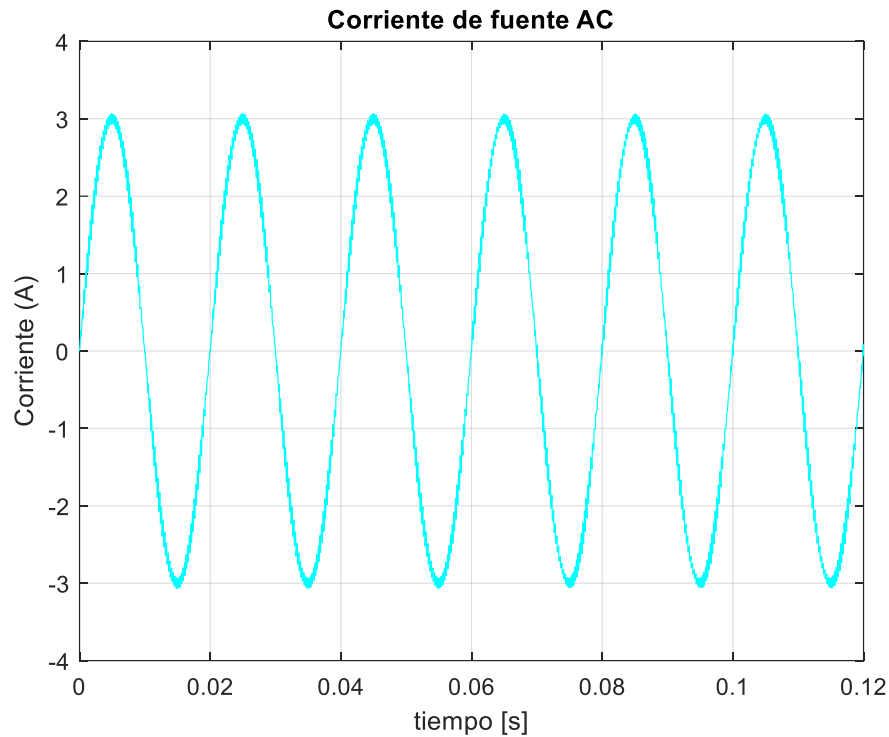


Fig 4.13 Corriente de fuente AC

Para la fig 4.13 podemos ver la corriente proveniente de la fuente AC, la cual presenta una forma sinusoidal de amplitud de 3 [A] periódico, lo cual es lo esperando debido a la aplicación del Peak shaving, donde la fuente AC no percibe el impacto de carga, ya que se limita a solo alimentar como máximo 3[A], luego del impacto de carga, la carga demanda 6[A] y el convertidor MMSPC es el encargado de proporcionar la diferencia de corriente demandada por la carga.

Capítulo 5. Conclusiones

5.1. Sumario

En el presente informe se realizó un estudio de una celda especial llamada MMSPC, (Convertidor modular multinivel serie/paralelo) el cual pertenece a una extensión de la topología referente a los CHB, lo que más se destaca de esta celda con los múltiples estados de conmutación que puede ejercer, ya sea serie, paralelo y bypass lo que permiten variar el voltaje multinivel en la salida, además de poder balancear los voltajes de las baterías sin la necesidad de incorporar sensores.

Luego de estudiar la celda MMSPC y de generar los algoritmos necesarios para producir la modulación PS-PWM requerida, se procede a realizar una simulación con tres módulos MMSPC para realizar un análisis del impacto que genera el índice de modulación en el voltaje multinivel de la salida del convertidor, también se analiza el desbalance que se produce en los condensadores de la celda producto de la variación del índice de modulación.

Luego, se realiza una simulación con cuatro módulos con el propósito de generar un método de control para la corriente del convertidor, también para la sintonización y optimización del controlador PI, para la posterior aplicación de peak shaving y así obtener y analizar gráficos de corriente de referencia, corriente de fuente alterna y voltaje multinivel.

5.2. Conclusiones

A raíz del desarrollo de la simulación con cuatro módulos presentado en este trabajo se pudo comprobar la funcionalidad del convertidor multinivel basado en celdas MMSPC para la aplicación de peak shaving. Se analizaron las distintas curvas de corriente y voltaje multinivel permitiendo ratificar la operación del convertidor MMSPC.

Se comprobó que mediante la modulación PS-PWM se podía generar los estados de conmutación, *Serie $\pm$* , *Paralelo $\pm$* y *Bypass $\pm$* , donde especialmente se pudo apreciar que cuando ocurría la paralelización esta provocaba un balance en los voltajes de las baterías presentes en los módulos, lo que es esperado ya que el método de control diseñado para la corriente del convertidor permitió que esto ocurra sin la necesidad de sensores externos.

Además, debido a la necesidad de una estrategia de control se pudo diseñar un algoritmo que permitió generar un umbral para la corriente proveniente de la fuente alterna monofásica con el propósito de que se produzca el peak shaving cuando se supera ese umbral, permitiendo que la fuente alterna nunca perciba la demanda variable de la carga.

La revisión exhaustiva de la literatura proporciona una perspectiva más amplia sobre los inversores multinivel, resaltando la complejidad en su control y la necesidad de modelos matemáticos para abordar objetivos específicos, como el control de corriente de referencia y corriente de convertidor.

5.3. Trabajos futuros

El presente trabajo deja abierta la posibilidad de desarrollo de variados trabajos futuros considerando la topología MMSPC planteada en este documento.

- 1) Debido a que la celda MMSPC ya está fabricada se podría validar su uso mediante pruebas en los módulos en laboratorio UCSC.
- 2) Analizar la factibilidad de construir el convertidor basado en celdas MMSPC.
- 3) Análisis de operación del módulo MMSPC con emulador de batería Chroma 17020 para la validación del peak shaving monofásico.
- 4) Implementación de peak shaving monofásico con baterías de Ion-Litio, incorporando energía fotovoltaica generada en microred de la UCSC para cargar dichas baterías y optimizar el peak shaving.

Bibliografía

- [1] C. M. Rodríguez, “Desarrollo e implementación de inversor Pachet U- cell de 7 niveles”, trabajo de fin de grado, Universidad de concepción, 2018
- [2] Hani Vahedi, Kamal Al-Haddad, “Single DC source five level CHB inverter with sensor less voltage balancing”, University of Quebec, Montreal, Canada.
- [3] Sushree Smrutimayee , Sasmita Behera, “An optimize configuration of H-Bridge multilevel inverter”, International conference on power electronics and energy, 2021
- [4] H. B. Ilabaca, “Análisis de MMSPC para configuraciones en HVDC”, trabajo de fin de grado, Universidad Católica de la Santísima concepción, 2019
- [5] Zhongxi Li, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz, Xinyu Liang, Chengduo Zhang, Srdjan M. Lukic, “Control of modular multilevel converter with parallel connectivity- Application to battery systems”, IEEE Power electronics conference and exposition (APEC), Long Beach, March 20-24, 2016
- [6] Ricardo Lizana, Zhongxi Li, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz “distributed balancing control for modular multilevel Series/Parallel converter with capability of sensorless operation” IEEE Transactions on Power Electronics, 2017
- [7] Luis Rosenthal, Hans Bahamonde I, Apparao Dekka, Ricardo Lizana, Zhongxi Li, Sha sha, Zhujun Yu, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz “Modular multilevel series/parallel converter for bipolar DC distribution and transmission” IEEE Transactions on Power Electronics, 2020
- [8] Ricardo Lizana, Zhongxi Li, Sha sha, Zhujun Yu, Angel V. Peterchev and Stefan M. Goetz “Module implementation and modulation strategy for sensorless balancing in modular multilevel converters” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, No. 9, September 2019
- [9] Emerson L. Soares, Lucas M. de Lucena, Nady Rocha, Cursino B. Jacobina, Edison C. Da silva, “Enhanced Phase-Shifted carrier PWM applied to 3-phase multilevel coupled inductors inverters”, International conference on power electronics and energy, 2021

- [10] S. Nagaraja Rao, D.V Ashok Kumar, Ch. Sai Babu, “New multilevel inverter topology with reduced number of switches using advanced modulation strategies”, International conference on power electronics and energy, 2013
- [11] Enrico Telaretti, Luigi Dusonchet, “Battery Storage systems for peak load shaving applications”, Part 1: Operating stragy and modification of the power diagram, Universidad de Palermo, 2016
- [12] Bence Bereczki, Bálint Hartmann, Sandor Kertész, “Industrial application of battery energy storage systems: peak shaving”, Budapest University og technology and economics, 2019
- [13] Mohamed Omer, Vincent Prévost, Maged Ibrahim “Voltage Source inverter control in peak shaving applications for power quality enhancement”, Universidad de Concordia, Canada, 2019
- [14] B. Wang, M. Zarghami, M. Vaziri “Energy management and peak-shaving in grid-connected photovoltaic systems integrated with battery storage”, California state University, 2016
- [15] A. D’Ambrosio, E. Guest, N. Mijatovic, V. Agelidis, “Design of power peak shaving controller for single-phase AC Railway systems”, Center for electric power and energy, technical University of Denmark, 2018
- [16] K. mattern, Charles Edwards, “Design of power peak shaving controller for single-phase AC Railway systems”, S&C electric company, Orlando, 2008

Anexo A. Módulo MMSPC

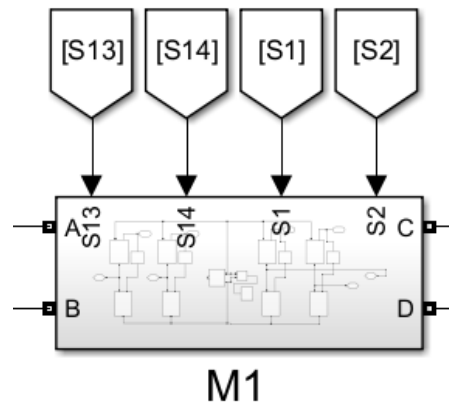


Fig A.1 Subsistema de modulo MMSPC generado en Simulink-MATLAB

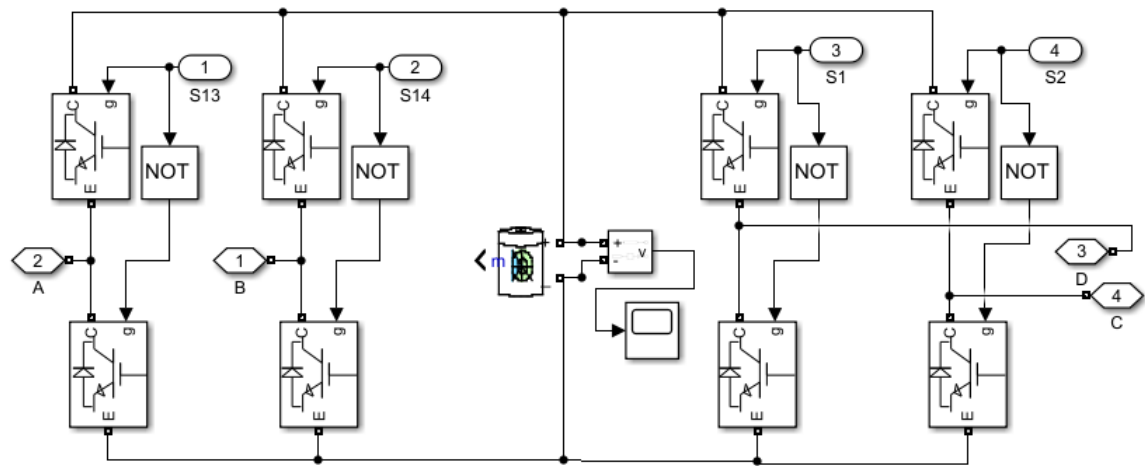


Fig. A.2 Esquema de conexión celda MMSPC

Anexo B. Control de corriente

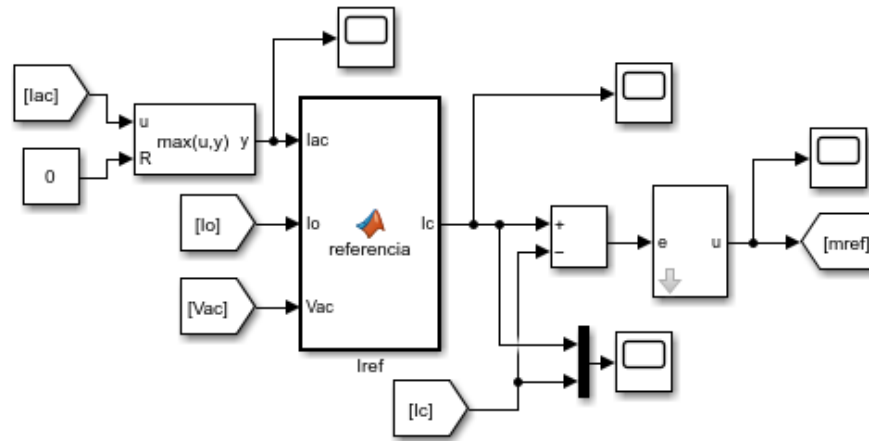


Fig. B.1 Control de corriente de convertidor

Código utilizado en bloque de función de Simulink para control de corriente

```
function Ic = referencia(Iac,Io,Vac)
```

```
if Iac<3
    Ic = 0;
else
    Ic = Io - 3*Vac;
end
end
```

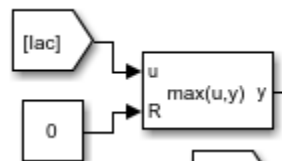


Fig. B.2 Bloque función MinMax de Simulink

Configuración de bloque MinMax simulink

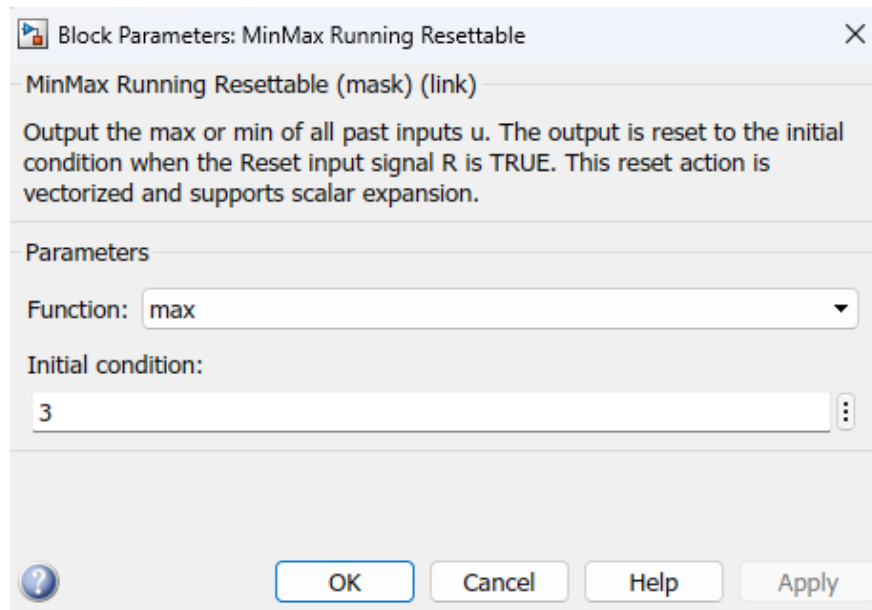


Fig B.3 Configuración Bloque MaxMin

Anexo C. Modulación PS-PWM

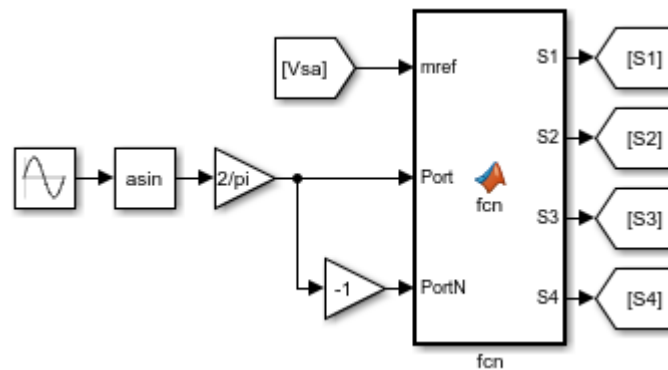


Fig. C.1 Modulación PS-PWM modulo 1

Código Utilizado en bloque de función de Simulink para el módulo 1

```
function [S1, S2, S3, S4] = fcn(mref,Port,PortN)
if ((mref>=Port)&&(mref>=PortN))
    S1=0;
    S2=0;
    S3=1;
    S4=1;
else if ((mref<=Port)&&(mref<=PortN))
    S1=1;
    S2=1;
    S3=0;
    S4=0;
else
    S1=1;
    S2=0;
    S3=0;
    S4=1;
end
end
```

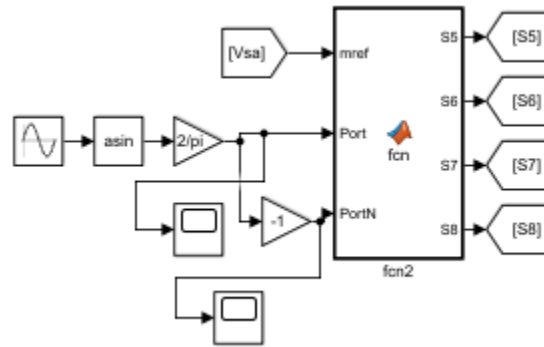


Fig. C.2 Modulación PS-PWM modulo 2

Código Utilizado en bloque de función de Simulink para el módulo 2

```
function [S5, S6, S7, S8] = fcn(mref,Port,PortN)
if ((mref>=Port)&&(mref>=PortN))
    S5=0;
    S6=0;
    S7=1;
    S8=1;
else if ((mref<=Port)&&(mref<=PortN))
    S5=1;
    S6=1;
    S7=0;
    S8=0;
else
    S5=1;
    S6=0;
    S7=0;
    S8=1;
end
end
```

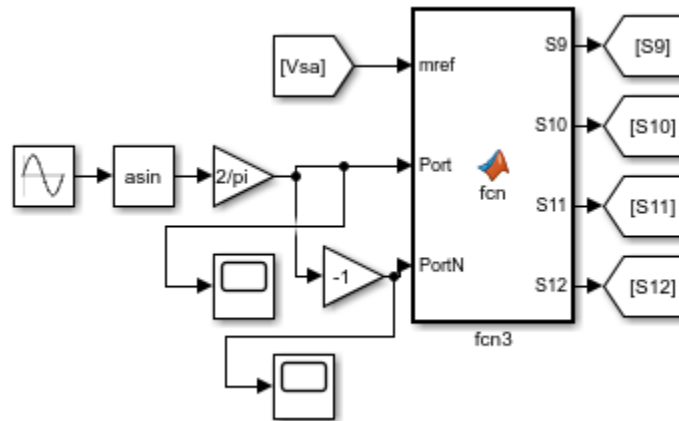


Fig. C.3 Modulación PS-PWM modulo 3

Código Utilizado en bloque de función de Simulink para el módulo 3

```
function [S9, S10, S11, S12] = fcn(mref,Port,PortN)
if ((mref>=Port)&&(mref>=PortN))
    S9=0;
    S10=0;
    S11=1;
    S12=1;
else if ((mref<=Port)&&(mref<=PortN))
    S9=1;
    S10=1;
    S11=0;
    S12=0;
else
    S9=1;
    S10=0;
    S11=0;
    S12=1;
end
end
```

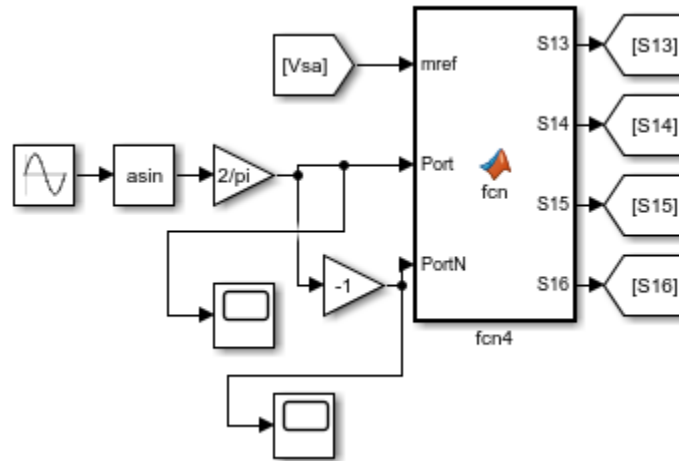



Fig. C.4 Modulación PS-PWM modulo 4

Código Utilizado en bloque de función de Simulink para el módulo 4

```
function [S13, S14, S15, S16] = fcn(mref,Port,PortN)
if ((mref>=Port)&&(mref>=PortN))
    S13=1;
    S14=1;
    S15=0;
    S16=0;
else if ((mref<=Port)&&(mref<=PortN))
    S13=0;
    S14=0;
    S15=1;
    S16=1;
else
    S13=1;
    S14=1;
    S15=1;
    S16=1;
end
end
```

Anexo D. Pruebas de módulos en laboratorio

Prueba de señal de fibra

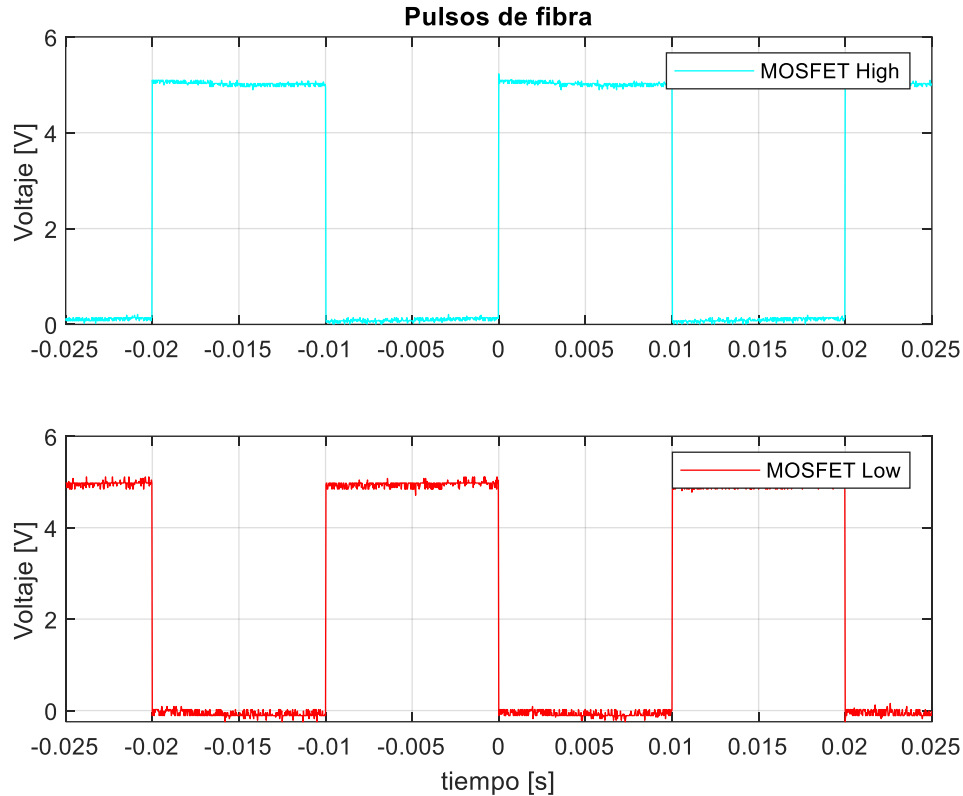
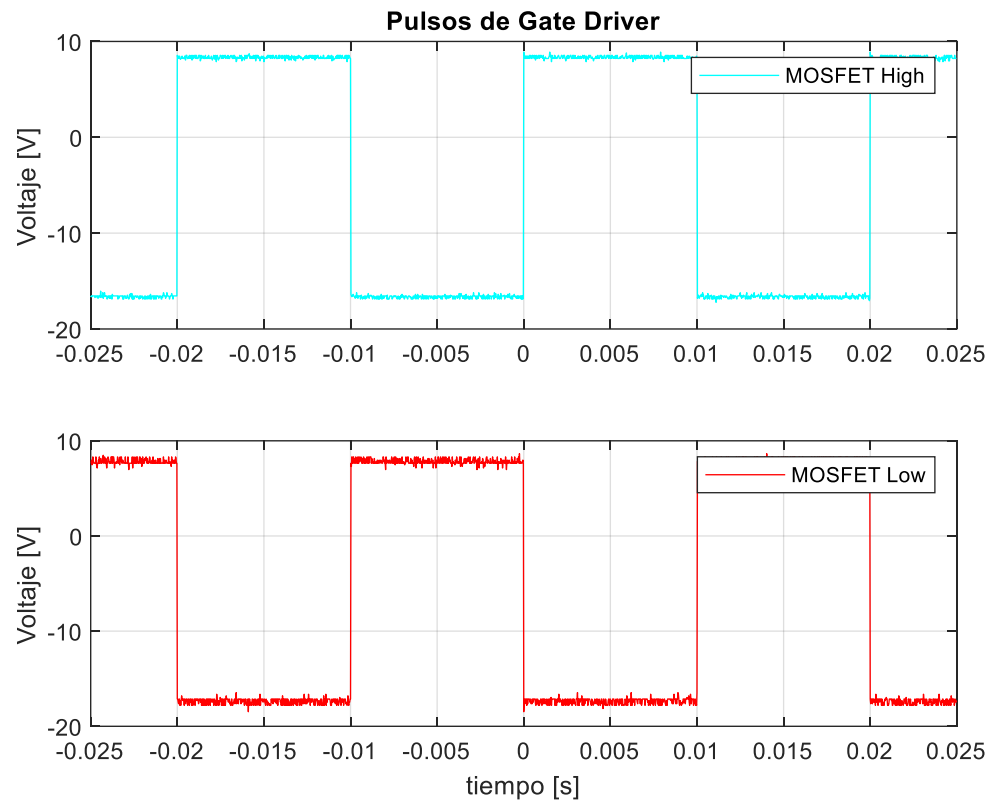


Fig. D.1 Pulsos de Mosfet High y Mosfet Low desde fibra

En la fig D.1 se puede apreciar los pulsos de los MOSFET high y low, provenientes desde la placa de fibra, cuya amplitud alcanza los 5[V], lo cual es esperado debido a que la placa trabaja con voltaje nominal en ese nivel de tensión, también se puede comprobar que la lógica de los circuitos integrados opera correctamente ya que la señal de los MOSFET low es la señal negada del MOSFET high.

Pulsos desde Gate Driver

**Fig. D.2 Pulsos de Mosfet High y Mosfet Low desde Gate driver**