

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



UCSC

Propuesta de nueva topología híbrida MMSPC para balance de baterías

Jaime Ignacio Vejar Rojas

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

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo A. Lizana F.

Profesores Guía:
Dr. Samuel A. Vergara R.
M.Sc. Ricardo E. León C.

Concepción, septiembre de 2025

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

Profesor Patrocinante:
Dr. Ricardo A. Lizana F.

Propuesta de nueva topología híbrida MMSPC para balance de baterías

Jaime Ignacio Vejar Rojas

Informe de Habilitación Profesional
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Septiembre 2025

Resumen

Esta tesis propone una nueva topología del Convertidor Multinivel Modular Serie-Paralelo (MMSPC) orientada al balance de baterías. El objetivo principal fue reducir la cantidad de semiconductores y componentes pasivos, disminuyendo así el tamaño, costo y complejidad del sistema, manteniendo al mismo tiempo la capacidad de generar múltiples niveles de voltaje con alta calidad de forma de onda.

La metodología incluyó el modelado, simulación, validación en lazo abierto y cerrado utilizando Matlab/Simulink con integración de la plataforma Imperix e implementación experimental de la nueva topología MMSPC. Además, se diseñó un sistema de control tipo P.I. y P.I.R. para regular las variables de salida, incorporando estrategias de modulación PWM unipolar y control sincrónico, optimizando la respuesta del convertidor en condiciones dinámicas y estacionarias.

Los resultados demostraron que la nueva topología logra una operación estable, eficiente y con menor esfuerzo de conmutación mediante la implementación de un Full H-Bridge a la salida. Se validó experimentalmente su desempeño, confirmando que puede ser una solución viable para sistemas de almacenamiento energético que requieren flexibilidad, modularidad y eficiencia.

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, quiero agradecer el apoyo incondicional de mi familia, es especial de mi madre, Brenda Janet Rojas Rivas quien fue mi mayor pilar en mi proceso como estudiante universitario, quien estuvo para mí en todo momento, de quien aprendí a no rendirme y luchar ante la adversidad, agradecer el apoyo de mi hermana y mi cuñado quienes estuvieron para mí cuando lo necesitaba. El contar con mi núcleo familiar fue motivo por el cual me esforzaba día a día para que sus esfuerzos no fueran en vano.

Quiero agradecer a mis amigos, Sebastián Bravo, uno de mis mejores amigos de la infancia quien siempre estuvo ahí cuando necesitaba un consejo o apoyo en lo que necesitara, también a Leslye Muñoz, Natasha Ulloa, Ghirlane Contreras, quienes compartimos buenos momentos en la etapa de colegio y también universitariamente, con quienes siempre pude contar o escapar un poco de la realidad.

Agradezco a mis amigos que hice en el camino, a Matías Cartes, Helen Isla, Pablo Burgos, Guillermo Muñoz, Patricio Sanhueza, Camila Vallejos, Diego Albarrán y otros grandes compañeros, que me acogieron desde el primer día como estudiante universitario en la ciudad, quienes me mostraron desde el minuto uno su compañerismo, donde compartimos gratos momentos, como el estar estudiando por semanas para certámenes y apoyarnos como compañeros ante dificultades, o al estar disfrutando de una salida de amigos.

También agradecer a los profesores que han sido una parte importante para mí, ya que fueron los responsables de que tuviera la confianza en mí y no dudara de mis capacidades, en especial a mis profesores del departamento de ingeniería eléctrica, Don Samuel Vergara y profesor guía, Don Ricardo Lizana, de quienes valoro su apoyo y oportunidades que me brindaron tanto en sus clases como ahora en mi etapa de habilitación profesional, agradecer a sus enseñanzas y exigencia durante este periodo, las cuales me permitieron desarrollarme como profesional.

Agradezco infinitamente el apoyo otorgado por los colegas del Centro de Energía de la UCSC, en especial a Esteban Concha, Felipe Barrera, Cristian Monsalve, Bruno Osses y Martín Castillo, quienes hicieron de mi experiencia como tesista más llevadera, agradezco cada momento de su tiempo que me brindaron su apoyo.

Finalmente quiero agradecer a mi padre, Jaime Vejar Gutiérrez que sé que está muy orgulloso de mí, que sé que has estado ahí para brindarme esa tranquilidad y amor cada vez que te recuerdo, descansa en paz, gracias.

Tabla de Contenidos

RESUMEN.....	III
AGRADECIMIENTOS	V
TABLA DE CONTENIDOS.....	VI
LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	VIII
ABREVIACIONES.....	X
UNIDADES DE MEDIDA.....	X
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	1
REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....	2
1.2 INTRODUCCIÓN	2
1.3 TRABAJOS PREVIOS	2
1.3.1 Conexión MMSPC y Control	2
1.3.2 Topologías de Hybrid MMC y modulación.....	3
1.3.3 Modulación y Conexión MMCSP	3
1.3.4 Topologías MMC.....	4
1.3.5 Condiciones de operación para nueva topología	4
1.3.6 MMSPC con topología de inductores conmutados.....	5
1.3.7 Configuración de conexiones de la topología MMSPC.....	5
1.3.8 Análisis de circuitos y control en MMC	6
1.3.9 Principios de topología y control MMSPC.....	6
1.3.10 Simulaciones con MMSPC clásico	7
1.3.11 Diseño del Controlador Proporcional-Integral.....	7
1.3.12 Diseño del Controlador Proporcional-Integral-Resonante.....	8
1.3.13 Tipos de Modulación para convertidores Multiniveles	8
1.3.14 Implementación del Controlador P.I.R.....	9
1.3.15 Familias de convertidores multiniveles.	10
1.4 DISCUSIÓN	10
1.5 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	10
1.6 HIPÓTESIS DE TRABAJO	11
1.7 OBJETIVOS	11
1.7.1 Objetivo General	11
1.7.2 Objetivos Específicos.....	11
1.8 ALCANCES Y LIMITACIONES	11
1.9 METODOLOGÍA	12
CAPÍTULO 2. VALIDACIÓN DE LA PROPUESTA EN SIMULACIÓN Y RESULTADOS	14
2.1 INTRODUCCIÓN	14
2.2 ETAPA DE DISEÑO DE TOPOLOGÍA Y MODULACIÓN PARA EL MMSPC Y FH-B	14
2.2.1 Sobre MMSPC clásico.....	14
2.2.2 Sobre nueva topología del MMSPC.....	16
2.3 SIMULACIONES EN LAZO ABIERTO EN SIMULINK	22
2.3.1 MMSPC clásico en L.A.....	22
2.3.2 MMSPC reducido con FH-B en L.A.	29
2.3.3 MSPC reducido con FH-B en L.C.	48
CAPÍTULO 3. VALIDACIÓN DE LA PROPUESTA EN LABORATORIO Y RESULTADOS	62
3.1 IMPLEMENTACIÓN DEL MMSPC REDUCIDO EN LAZO ABIERTO.....	62
3.2 IMPLEMENTACIÓN DEL FH-B EN LAZO ABIERTO	70
3.3 IMPLEMENTACIÓN DEL MMSPC REDUCIDO CON FH-B EN LAZO ABIERTO	75

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES.....	81
SUMARIO.....	81
CONCLUSIÓN.....	81
TRABAJO FUTURO	82
CAPÍTULO 5. BIBLIOGRAFÍA.....	83

Lista de Tablas

Tabla 2.1: Estados de conmutación interconexión 1 del MMSPC clásico.	23
Tabla 2.2. Estados de conmutación interconexión 2 del MMSPC clásico.	23
Tabla 2.3 Estados de conmutación para terminales externos del MMSPC clásico.	24
Tabla 2.4 Estados de conmutación de la interconexión 1 del MMSPC.	40
Tabla 2.5 Estados de conmutación de la interconexión 2 del MMSPC.	40
Tabla 2.6 Estados de conmutación de los terminales externos del MMSPC reducido.	40
Tabla 2.7 Estados de conmutación para FH-B.	44

Lista de Figuras

Fig 1.1 Esquema serie/paralelo propuesto del convertidor.	3
Fig 1.2. PSC Modulation.	4
Fig 1.3. Función de transferencia del controlador P.I.	7
Fig 1.4. Función de transferencia propuesta del controlador P.I.R.	8
Fig 1.5. Modulación PS-PWM	9
Fig 1.6. Función de transferencia propuesta del controlador resonante.	9
Fig 2.1. MMSPC clásico con 3 módulos conectados en serie.	15
Fig 2.2. MMSPC clásico de 7 niveles con sus respectivas interconexiones y conexión de terminales externos.	15
Fig 2.3. MMSPC reducido para implementación en Simulink.	16
Fig 2.4. FH-B conectado a la salida del MMSPC.	17
Fig 2.5. Esquema para modulación PWM para el MMSPC clásico.	18
Fig 2.6. Esquema para modulación PWM y control para el MMSPC.	19
Fig 2.7. Esquema de control PI para el prototipo a implementar.	20
Fig 2.8. Esquema de control PIR para el prototipo a implementar.	21
Fig 2.9. Esquema para modulación y control para el FH-B.	22
Fig 2.10. MMSPC de 7 niveles con carga RL.	22
Fig 2.11. Modulación PWM interconexión 1.	25
Fig 2.12. Modulación PWM interconexión 2.	25
Fig 2.13. Modulación PWM terminales externos.	26
Fig 2.14. Código Matlab function de interconexión 1.	26
Fig 2.15. Código Matlab function de interconexión 2.	27
Fig 2.16. Código Matlab function de terminales externos.	27
Fig 2.17. Señal moduladora vs señales portadoras de cada interconexión y terminales extremos.	28
Fig 2.18. Voltaje en la salida del MMSPC con carga RL.	28
Fig 2.19. Corriente en la salida del MMSPC con carga RL.	29
Fig 2.20. Diagrama de bloques en L.A para conexión en Simulink.	29
Fig 2.21. Modulación PWM interconexión 1 para la nueva topología MMSPC.	31
Fig 2.22. Modulación PWM interconexión 1 para nueva topología MMSPC (a1) y (a2).	32
Fig 2.23. Código Matlab de comparación de señales para Modulación PWM de la interconexión 1.	32
Fig 2.24. Pulsos de disparo de S1, S1N, S2 y S2N de la interconexión 1.	33
Fig 2.25. Modulación PWM interconexión 2 para nueva la topología MMSPC.	34
Fig 2.26. Modulación PWM interconexión 2 para nueva topología MMSPC (b1) y (b2).	34
Fig 2.27. Código Matlab de comparación de señales para Modulación PWM de la interconexión 2.	35
Fig 2.28. Pulsos de disparo de S3, S3N, S4 y S4N de la interconexión 2.	36
Fig 2.29. Modulación PWM de los terminales externos para la nueva topología MMSPC.	36
Fig 2.30. Modulación PWM terminales externos para nueva topología MMSPC (c1) y (c2).	37

Fig 2.31. Código Matlab de comparación de señales para Modulación PWM en terminales externos.	37
Fig 2.32. Pulsos de disparo de S3, S3N, S4 y S4N en los terminales externos.	38
Fig 2.33. Modulación PWM para la nueva topología MMSPC (d1) y (d2).	39
Fig 2.34. Implementación de la nueva topología MMSPC de 7 niveles con carga RL.	39
Fig 2.35. Variables eléctricas en la salida de la nueva topología MMSPC con carga RL.	41
Fig 2.36. Variables eléctricas en la salida de la carga RL de la nueva topología MMSPC vs MMSPC clásico.	42
Fig 2.37. Implementación y estrategia de control/modulación del FH-B en Simulink.	43
Fig 2.38. Corriente de referencia utilizada para obtener el ángulo de disparo.	45
Fig 2.39. Implementación completa del prototipo con conexión del FH-B a los terminales externos del MMSPC en Simulink.	45
Fig 2.40. Variables eléctricas en la salida del prototipo final con carga RL.	46
Fig 2.41. Voltaje de alimentación DC y voltajes en los capacitores de cada interconexión del MMSPC.	47
Fig 2.42. Modulación PWM y control P.I para primera interconexión.	49
Fig 2.43. Lugar geométrico de las raíces para el controlador P.I.	50
Fig 2.44. Función de transferencia controlador P.I.	51
Fig 2.45. Diagrama de bode del controlador P.I.	52
Fig 2.46. Diseño del subsistema para contralor P.I en Simulink.	52
Fig 2.47. Parámetros del subsistema del controlador P.I.	53
Fig 2.48. Ubicación de los polos y ceros de la parte resonante del controlador resonante.	54
Fig 2.49. Lugar geométrico de las raíces para el controlador Resonante.	54
Fig 2.50. Función de transferencia controlador Resonante.	55
Fig 2.51. Diagrama de bode del controlador Resonante.	56
Fig 2.52. Diseño del subsistema para contralor P.I.R en Simulink.	56
Fig 2.53. Parámetros del subsistema del controlador P.I.R.	57
Fig 2.54. Voltajes en la salida del MMSPC conectado a una carga RL EN L.C.	58
Fig 2.55. Corriente en la salida del MMSPC conectado a una carga RL EN L.C.	58
Fig 2.56. Señales de corriente y operación de los controladores.	59
Fig 2.57. Modulación PWM obtenida por control en L.C.	60
Fig 3.1. Materiales y equipos de laboratorio.	64
Fig 3.2. Implementación del MMSPC reducido en laboratorio.	65
Fig 3.3. Conexión y comunicación entre el controlador y el módulo de potencia.	66
Fig 3.4. Interfaz de modulación y comunicación desde Simulink a B-Box RCP.	67
Fig 3.5. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.	68
Fig 3.6. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.	69
Fig 3.7. Pulsos de disparos entregados desde B-Box RCP.	71
Fig 3.8. Voltaje de salida del FH-B con carga RL.	72
Fig 3.9. Implementación del FH-B en laboratorio.	73
Fig 3.10. Interfaz de modulación y comunicación desde Simulink a B-Box RCP.	74
Fig 3.11. Implementación del MMSPC reducido en laboratorio.	75
Fig 3.12. Interfaz de modulación y comunicación desde Simulink a B-Box RCP.	76
Fig 3.13. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.	78
Fig 3.14. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.	79

Abreviaciones

L.A.	: Lazo Abierto.
L.C.	: Lazo Cerrado.
P.I.	: Controlador Proporcional-Integral.
P.I.R.	: Controlador Proporcional-integral-Resonante.
FH-B	: Full H-Bridge (Puente H Completo).
HH-B	: Half H-Bridge (Medio Puente H).
(FH-B) ²	: Double Full H-Bridge (Doble Puente H Completo).
(HH-B) ²	: Double Half H-Bridge (Doble Medio Puente H).
MMC	: Convertidor Multinivel Modular.
CHB	: Convertidor de puente H en cascada.
MMSPC	: Convertidor Multinivel Modular Serie-Paralelo.
IGBT	: Transistor Bipolar de Puerta Aislada.
MOSFET	: Transistor de Efecto de Campo de Semiconductor de Óxido Metálico.
AC	: Corriente Alterna.
DC	: Corriente Continua.
PS-PWM	: Modulación por ancho de pulsos desfasada.
PWM	: Modulación por ancho de pulsos.
PLL	: Phase Locked Loop (Bucle de fase bloqueada).
RL	: Resistencia e Inductor en serie.
LGR	: Lugar Geométrico De Las Raíces.

Unidades de medida

[Ω]	: Ohmios
[H]	: Henrio
[V]	: Voltio
[A]	: Amperio
[Hz]	: Hertzios
[s]	: Segundos
[db]	: Decibeles

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

El desarrollo de nuevas tecnologías de generación de energía eléctrica ha generado un cambio significativo en la matriz energética en el último siglo. Estas buscan satisfacer la demanda energética de la humanidad. Principalmente, la responsabilidad cae en las grandes empresas industriales. Para incorporar estas tecnologías de generación, se requiere de equipos capaces de interactuar con las nuevas fuentes de energía renovables, para poder convertirla en energía eléctrica. Es aquí donde entran los convertidores de energía eléctrica, dispositivos de electrónica de potencia que convierten la energía eléctrica de AC-DC, DC-AC, DC-DC o AC-AC operando en sistemas de con altos requerimientos de tensión y corriente.

En particular, una rama de los convertidores son los convertidores multinivel modulares con conexión serie/paralelo “MMSPC”. Estos cuentan con conexiones en serie de módulos, donde en cada módulo se encuentra compuesto por conexiones estratégicas de semiconductores para la aplicación que se requieran [1]. Adicionalmente, estos convertidores cuentan con un almacenamiento de energía capacitivo, los que son un factor determinante en el tamaño y el peso del convertidor, lo que eleva su costo del convertidor. Por este motivo, es importante garantizar que la energía almacenada en el convertidor se distribuya de la forma más uniforme posible entre los submódulos.

Para el presente informe se realizará una variación en la topología clásica el del MMSPC, donde se buscará reducir la cantidad de componentes pasivos volviéndolo más pequeño y económico [3]. El análisis se llevará a cabo, en primera instancia, mediante simulaciones e investigación de prototipos que ayuden a abordar este problema, realizando pruebas que ayudaran a determinar que la nueva topología de MMSPC cumplan los requerimientos necesarios de operación, para que finalmente se realice la implementación en un entorno de laboratorio y validar la propuesta.

Revisión Bibliográfica

1.2 Introducción

La revisión bibliográfica realizada requerida para este proyecto se basará de acuerdo a técnicas de variación de la topología MMSPC, donde la revisión abarcará desde las distintas topologías de MMSPC hasta su control y modulación necesaria, con el fin de evaluar el desempeño económico y de eficiencia asociado al convertidor nuevo. Las revisiones bibliográficas serán obtenidas de sitios oficiales de IEEE Xplore, proyectos de títulos, artículos de investigación, libros de electrónica de potencia y otros sitios del interés.

1.3 Trabajos Previos

Se dará comienzo por textos referidos a la conexión MMSPC, que ayudaran a entender el funcionamiento y conexión de los elementos de electrónica de potencia internos. Continuando con material que busquen variar la topología de los MMSPC, para respectivas aplicaciones, donde se realicen estudios de desempeño, estrategias de modulación y control.

1.3.1 Conexión MMSPC y Control

- ♣ S. M. Goetz, Z. Li, X. Liang, C. Zhang, S. M. Lukic and A. V. Peterchev, "Control of Modular Multilevel Converter With Parallel Connectivity—Application to Battery Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8381-8392, Nov. 2017, [online]. Available in: doi: 10.1109/TPEL.2016.2645884., [1].

En este artículo, se presenta un controlador multiobjetivo en tiempo real para un MMSPC. Su topología MMSPC, permite que baterías se vuelvan a conectar dinámicamente en varias configuraciones serie-paralelo, lo que genera un amplio rango de niveles de voltaje de salida, donde su control se encarga de cambiar a paralelo los módulos, para equilibrar sus voltajes sin la necesidad de monitorear el voltaje del módulo individual.

1.3.2 Topologías de Hybrid MMC y modulación

- ♣ F. O. Donoso Merlet, "Hybrid modular multilevel converter (MMC) applications under over-Modulation," [Tesis de maestría], Universidad de Chile, Santiago de Chile, 2021, [2].

En este informe de tesis, se estudia el desempeño de las distintas topologías para dicha aplicación en específico del trabajo a implementar, con el fin de realizar una topología híbrida, y así determinar la modulación para este MMC Híbrida.

1.3.3 Modulación y Conexión MMCSP

- ♣ Z. Li, R. Lizana F., S. Sha, Z. Yu, A. V. Peterchev and S. M. Goetz, "Module Implementation and Modulation Strategy for Sensorless Balancing in Modular Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 9, pp. 8405-8416, Sept. 2019, [online], Available in, doi: 10.1109/TPEL.2018.2886147., [3].

En este artículo, se presenta un MMSPC con 4 submódulos por fase, donde cada uno contiene puentes completos de semiconductores en sus interconexiones y terminales externos, La variación que se realiza en esta topología es que se implementa un inductor de puerto como se muestra en la Fig.1.1, que suprime las corrientes de equilibrio de carga a pesar de las bajas conmutaciones, utilizando una modulación denominada Phase-Shifted Carrier Modulation, que se muestra en la Fig.1.2.

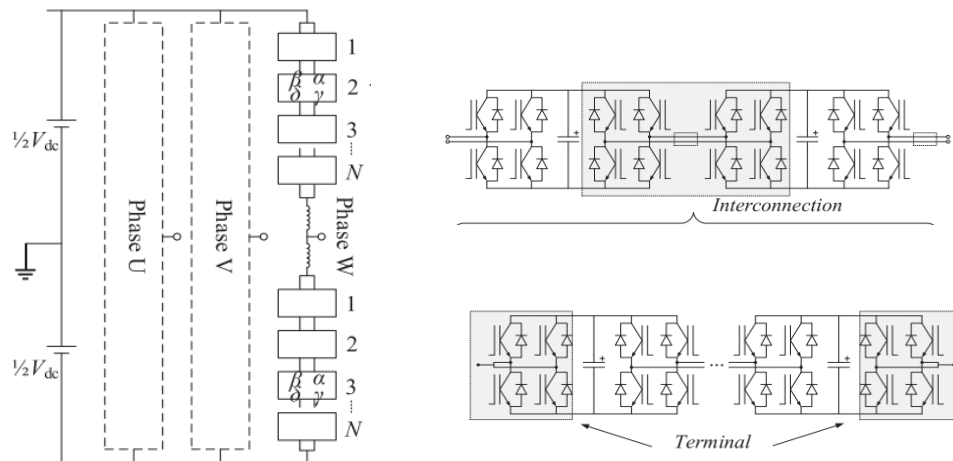


Fig 1.1 Esquema serie/paralelo propuesto del convertidor.

Fuente: [3].

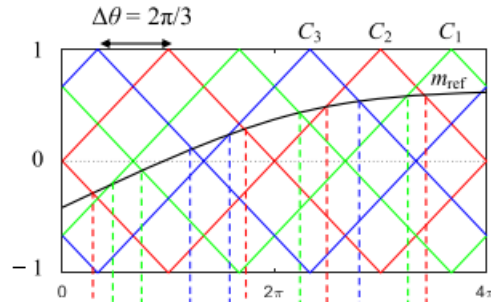


Fig 1.2. PSC Modulation.

Fuente: [3].

1.3.4 Topologías MMC

- ♣ N. I. Rebolledo Ruiz, “Balance de SOCs de baterías por medio del MMSPC con transferencia de energía del tipo conmutado,” [Tesis de grado], Universidad Católica de la Santísima Concepción, Chile, 2019, [4].

En este informe de tesis, se realizó un estudio de conversión de energías DC-DC y DC-AC, utilizando MMSPC con transferencia de energía del tipo inductor conmutado. El cual está compuesto por tres módulos, donde en sus módulos extremos están conectadas dos baterías y seis semiconductores y en sus modulo central se compone por un condensador y ocho semiconductores.

1.3.5 Condiciones de operación para nueva topología

- ♣ E. M. Farr, R. Feldman, J. C. Clare, A. J. Watson and P. W. Wheeler, "The Alternate Arm Converter (AAC)— “Short-Overlap” Mode Operation—Analysis and Design Parameter Selection," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5641-5659, July 2018, [online], Available in, doi: 10.1109/TPEL.2017.2742899, [5].

En este artículo, se presenta un principio de operación del convertidor y análisis teóricos para el funcionamiento del modo de superposición corta del convertidor de brazo alternativo (ACC). El cual, por medio de series de Fourier, determina la corriente ideal del brazo y el voltaje de referencia que derivan por primera vez.

1.3.6 MMSPC con topología de inductores conmutados

- ♣ Lizana, R., Rivera, S., Li, Z., Luo, J., Peterchev, A. V., & Goetz, S. “Modular Multilevel Series/Parallel Converter with Switched-Inductor Energy Transfer Between Modules”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp 4844-4852, may (2019), [online]. Available in, doi: 10.1109/TPEL.2018.2859902, [6].

En este artículo, se presenta una tecnología capaz de transferir energía de manera eficiente entre sus partes usando un sistema basado en inductores, lo que le permite manejar diferencias de tensión entre módulos. Esto le da la capacidad de aumentar o reducir voltajes, según sea necesario. Gracias a esta capacidad, el convertidor puede ajustar rápidamente los voltajes de salida y producir formas de onda alternas (AC) con más niveles, lo que mejora la calidad de la energía. También puede generar voltajes en corriente continua (DC), lo que lo hace útil para aplicaciones como sistemas de almacenamiento de energía con baterías y microrredes.

1.3.7 Configuración de conexiones de la topología MMSPC

- ♣ I, H. Bahamonde., Rivera, S., Li, Z., Goetz, S., Peterchev, A., & F, R. Lizana. “Different parallel connections generated by the Modular Multilevel Series/Parallel Converter: an overview”. *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp 6114-6119, October (2019), [online], Available in, doi:10.1109/iecon.2019.8927286, [7].

En este artículo, se presenta una visión general de diferentes topologías, comparando el MMC con las variaciones del MMSPC que presentan, donde se incorporan características de paralelización en los brazos de las ramas, Además se analizan los aspectos de diseño, beneficios de operación, limitaciones y resultados de simulaciones para cada una de las topologías propuestas.

1.3.8 Análisis de circuitos y control en MMC

- ♣ Perez, M. A., Bernet, S., Rodriguez, J., Kouro, S., & Lizana, R. “Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 30, pp 4–17, march (2014), [online]. Available in, doi:10.1109/tpel.2014.2310127. [8]

En este artículo, se menciona que los MMC son tecnologías eficientes y confiables que transforman energía eléctrica debido a su modulación, donde esta se ajusta a diferentes niveles de voltaje y corriente. Su creciente relevancia en la industria, y en la investigación, ha dado paso a ser una tecnología sumamente llamativa, donde se ha impulsado el desarrollo de nuevas configuraciones, estrategias de control y aplicaciones para este convertidor. En comparación con los convertidores de dos niveles entre las distintas topologías, los convertidores multicelda destacan por su alta modularidad y menor coste en redundancia gracias a su gran número de celdas, que permite obtener niveles de tensión de salida con menos armónicos. Aunque esto aumenta los requisitos del controlador, la simplicidad de cada celda ayuda a mantener bajos los costos de fabricación.

1.3.9 Principios de topología y control MMSPC

- ♣ Goetz, S. M., Peterchev, A. V., & Weyh, T. “Modular Multilevel Converter with Series and Parallel Module Connectivity: Topology and Control”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 30, pp 203–215, January (2015), [online], Available in, doi:10.1109/tpel.2014.2310225. [9]

En este artículo, se presenta un nuevo diseño de convertidor modular multinivel serie/paralelo (MMSPC), que amplía las capacidades del convertidor modular multinivel tradicional (MMC) al permitir conectar los módulos tanto en serie como en paralelo de forma dinámica. Aunque el MMSPC puede operar como el MMC, su capacidad de cambiar entre configuraciones en serie y paralelo brinda mayor flexibilidad al controlador para optimizar el desempeño.

1.3.10 Simulaciones con MMSPC clásico

- ♣ E. A. Concha Valverde, “Sistemas basados en convertidores multicelda con conexión en serie/paralelo,” [Tesis de grado], Universidad Católica de la Santísima Concepción, Chile, 2022, [10].

En este informe de tesis, se realizan simulaciones en Matlab/Simulink donde se analiza un sistema basado en convertidores multinivel con conexión en serie y paralelo, orientado a generar una elevada corriente hacia una carga. El sistema está conformado por módulos de doble puente H que emplean semiconductores IGBT. Cada módulo incluye un condensador que se carga y descarga al nivel promedio requerido, gracias a las conmutaciones en serie y paralelo propias del convertidor MMSPC.

1.3.11 Diseño del Controlador Proporcional-Integral

- ♣ Karla Potosi. *Control Pi*. 2024. Consultado: 26 de noviembre de 2024. [Online]. Disponible en: <https://es.scribd.com/document/384713408/Control-Pi> , [11]

En el documento, se explica los principios de diseño de la función de transferencia y operación de un controlador P.I que se muestra en la Fig.1.3, donde se estudia su uso para sistemas de control, incluyendo ecuaciones relevantes, parámetros ajustables y aplicaciones típicas. Además, describe cómo ajustar sus ganancias para mejorar la respuesta de sistemas dinámicos.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = K_P \cdot \left(\frac{1}{T_i \cdot s} + 1 \right)$$

Fig 1.3. Función de transferencia del controlador P.I.

Fuente: [11].

1.3.12 Diseño del Controlador Proporcional-Integral-Resonante

- ♣ Ortega, R., Carranza, O., Sosa, J. C., García, V., & Hernández, R. “*Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred*”. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI, 13(1), 115–126. January (2015), [online], Available in, doi:10.1016/j.riai.2015.09.010 . [12]

En este artículo, se aborda el diseño de controladores para inversores monofásicos que operan en modo isla dentro de una microrred, donde se utiliza el control P.I.R. que es representado por una función de transferencia que se puede observar en la Fig.1.4. que podrán garantizar la estabilidad, calidad de la señal eléctrica y sincronización con la red local. Se proponen metodologías basadas en modelos matemáticos y simulaciones para optimizar el desempeño del inversor.

$$Gv_CRes(s) = PI(s) + \sum_{h=1}^{11} \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)}, h = \text{impar}$$

Fig 1.4. Función de transferencia propuesta del controlador P.I.R.

Fuente: [12].

1.3.13 Tipos de Modulación para convertidores Multiniveles

- ♣ Ricardo Lizana F. *Modulación Multinivel parte 1*. Apuntes de clases de IN1398C, Departamento de ingeniería eléctrica, UCSC, 2020. Consultado: 5 de noviembre de 2024. [13]

En este documento de apuntes de clases, se estudia diversas técnicas de modulación en convertidores multinivel, enfocándose en la modulación PWM para mejorar la eficiencia y calidad de las señales eléctricas. Donde se exploran estrategias como Phase Shifted PWM (PS-PWM) que se puede observar en la Fig 1.5. y Level Shifted PWM (LS-PWM), destacando su uso en convertidores como puentes H en cascada y NPC (Neutral Point Clamped). Se explican conceptos como el desfase

entre portadoras, configuraciones óptimas y el impacto de estas modulaciones en la reducción de armónicos y en la estabilidad de los convertidores.

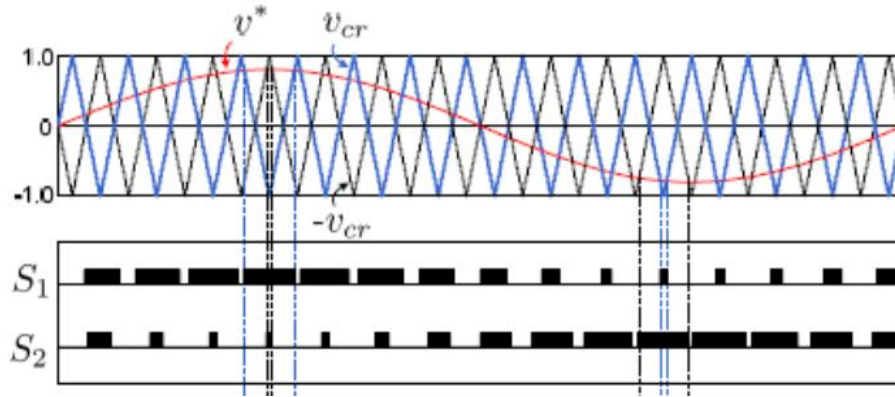


Fig 1.5. Modulación PS-PWM

Fuente: [13].

1.3.14 Implementación del Controlador P.I.R.

- ♣ M. D. Díaz Díaz, “Aplicación de convertidor matricial monofásico para etapa de conversión AC-AC en cargador bidireccional de vehículos eléctricos” [Tesis de grado], Universidad de Santiago de Chile, Chile 2020, [14].

En este informe de tesis, se basa la aplicación de un convertidor matricial monofásico (SPMC) para la etapa de conversión directa AC-AC en cargadores bidireccionales para vehículos eléctricos utilizando una estrategia de control P.I.R que se puede observar en la Fig.1.6. Se analiza cómo evitar el uso de enlaces DC tradicionales en la conversión de energía, con el objetivo de mejorar la eficiencia, reducir el tamaño y costos, y aumentar la vida útil del sistema. El trabajo incluye simulaciones en software (PLECS), modelado del convertidor y evaluación de su desempeño frente a cargadores eléctricos comerciales, destacando ventajas y posibles mejoras. También se revisa el estado del arte de los cargadores eléctricos y los avances en vehículos eléctricos.

$$C_{CR}(s) = K_c \cdot \frac{S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + \omega_0^2}$$

Fig 1.6. Función de transferencia propuesta del controlador resonante.

Fuente: [14].

1.3.15 Familias de convertidores multiniveles.

- ♣ Goetz, S. M., Peterchev, A. V., & Weyh, T. “Modular Multilevel Converter with Series and Parallel Module Connectivity: Topology and Control”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 36, pp 12468–12489, April (2021), [online], Available in, doi: 10.1109/tpel.2021.3075211. [15]

En este artículo, se revisa convertidores multinivel como los CBCs y MMCs, destacando su modularidad frente a esquemas de control y optimización, estas estrategias presentan ventajas como balanceo de voltaje sin sensores, ahorro en capacitancia, reparto de corriente y mayor eficiencia.

1.4 Discusión

La investigación sobre la nueva topología MMSPC para el balance de baterías, ha sido un factor de gran relevancia para comenzar a interpretar el desafío de diseñar una propuesta de convertidor viable que cumpla las condiciones de operación. La revisión bibliográfica recorre desde las topologías de convertidores de la familia multinivel, que se revisó en [3], [4], [8] y [15], hasta las estrategias de modulación y control necesarias para comprender el funcionamiento de un convertidor de potencia, disponible en [2], [5], [11] [12], [13] y [14]. La mayoría de los estudios se han centrado en identificar topologías con afinidad al convertidor a simular, que en ciertos artículos y tesis de grado se implementan estas topologías, en [1], [6], [7], [9] y [10], lo que permite corroborar que, si es posible diseñar esta nueva topología MMSPC. En resumen, la revisión bibliográfica permitió adquirir información que se desconocía sobre los convertidores multinivel, y como integrar estrategias de diseño que me ayuden a validar la simulación.

1.5 Definición del Problema

Se propone una variación de la topología clásica del Convertidor Multinivel Modular con conexión serie-paralelo (MMSPC). El objetivo es reducir la cantidad de componentes pasivos, logrando un sistema más compacto y económico. Para ello, se realizarán simulaciones y análisis de prototipos con el fin de evaluar la viabilidad de esta nueva topología. Las pruebas permitirán verificar si cumple con los requisitos necesarios para ser implementado en un entorno de laboratorio y reafirmar los resultados obtenidos en simulaciones.

1.6 Hipótesis de Trabajo

El diseño de un nuevo prototipo de Convertidor Multinivel Modular con conexión Serie-Paralelo (MMSPC) que sea capaz de optimizar la gestión de carga y descarga en sistemas de baterías conectadas en serie y paralelo, que integre tecnologías avanzadas y un control especializado, minimizando las pérdidas y reduciendo la cantidad de componentes necesarios.

1.7 Objetivos

1.7.1 Objetivo General

Diseñar un prototipo novedoso de convertidor multinivel modular serie-paralelo que optimice la carga y descarga de baterías conectadas en configuraciones serie y paralelo, integrando tecnologías avanzadas y control requerido.

1.7.2 Objetivos Específicos

- Investigar sobre modelos MMSPC utilizados en aplicaciones de electrónica de potencia, analizando su topología, técnicas de modulación y estrategias de control, con el fin de familiarizarse para su posterior modelado, simulación e implementación.
- Diseñar la estructura de la nueva propuesta del MMSPC, determinando la configuración de los módulos de potencia, dispositivos semiconductores y componentes pasivos.
- Validar en entorno simulado que la propuesta del MMSPC en software Matlab/Simulink, con el fin de obtener resultados preliminares para una futura etapa experimental.
- Evaluar experimentalmente en un entorno de laboratorio la propuesta de MMSPC en L.A, con el fin de validar los resultados obtenidos mediante simulación.

1.8 Alcances y Limitaciones

- Se realizará investigación sobre modulación y control necesarias para realizar las simulaciones.
- Se realizarán pruebas experimentales en laboratorio del Centro de energía de la UCSC.
- Se utilizará para efecto de implementación en laboratorio condensadores en remplazo de baterías.

1.9 Metodología

La metodología se basó principalmente en una revisión bibliográfica para abordar la nueva topología del MMSPC. Para ello, se utilizaron documentos relacionados con topologías tradicionales, en particular la del convertidor clásico MMSPC, donde se analizó la configuración de los módulos compuestos por semiconductores y componentes pasivos en el convertidor. Posteriormente, se establecieron los criterios de diseño para optimizar la nueva topología del MMSPC en términos de componentes pasivos.

Una vez determinadas las condiciones de diseño, se definieron las especificaciones y el dimensionamiento de los componentes pasivos y activos necesarios para cumplir con las condiciones mínimas de operación del MMSPC. Con estas bases, se elaboró un prototipo preliminar en el software Matlab/Simulink para simular el funcionamiento del convertidor. En primer lugar, se realizó una simulación inicial en L.A., donde se implementó una modulación PWM unipolar para cada módulo del convertidor.

Este convertidor contó con tres módulos internos, dos interconexiones y una conexión externa que tuvo como salida una carga RL. En esta etapa, se analizaron los resultados para corroborar que la implementación del modelo clásico fuera correcta. Fue fundamental verificar que las señales de voltaje y corriente fueran las esperadas.

Una vez comprendido cómo se implementaba este convertidor y con una base de diseño establecida como referencia, se procedió a la implementación del nuevo prototipo en Matlab/Simulink. Este diseño tomó en cuenta la estructura clásica, que incluía dos interconexiones y una conexión externa.

El nuevo prototipo debió cumplir con las características previamente señaladas para garantizar que las variables eléctricas de interés presentaran resultados coherentes. Para ello, se comenzó con una simulación en L.A., donde los semiconductores, conectados estratégicamente, fueron accionados por pulsos de disparo generados por la modulación PWM unipolar. En esta etapa, se tuvieron en cuenta las restricciones del diseño, ya que los elementos activos del convertidor se redujeron significativamente.

La reducción de semiconductores IGBT afectó las variables eléctricas de interés debido a las condiciones de diseño, logrando obtener únicamente componentes positivas de las señales. Por ello, se propuso una estrategia de diseño adicional que permitiera mantener condiciones de operación equivalentes al modelo clásico del MMSPC. Esta estrategia consistió en implementar un puente H completo (FH-B) en la salida de la conexión externa del convertidor. Este módulo FH-B permitió

visualizar la componente negativa de la señal proveniente del convertidor, asegurando que conmutara únicamente cuando la corriente cruzara por cero, logrando así obtener las variables de interés necesarias para cumplir con los objetivos del modelo clásico.

Una vez validada esta estructura de diseño, se procedió al diseño del control especializado, específicamente un P.I., para simular el sistema en L.C. Este control fue determinante para garantizar un desempeño realista del sistema bajo condiciones dinámicas. Su implementación permitió evaluar la respuesta del convertidor ante variaciones en la carga y asegurar su estabilidad.

De este modo, las simulaciones verificaron el cumplimiento de los objetivos técnicos y proporcionaron una base sólida para optimizar los algoritmos de control, facilitando la implementación de la propuesta de convertidor.

Con los resultados obtenidos en las simulaciones del MMSPC en L.A. y L.C., se replicó la misma metodología para validar esta propuesta mediante su implementación en entorno de laboratorio en L.A., con el propósito de obtener resultados experimentales y verificar que se cumplieran los requerimientos de operación del convertidor.

Se comenzó con pruebas experimentales en L.A., donde se analizó la nueva topología MMSPC en tres etapas. La primera se basó en adaptar la simulación de Matlab/Simulink a un entorno experimental de Imperix, con el objetivo de simular la comunicación entre Simulink y la tarjeta de control B-Box RCP de Imperix, donde se utilizaron conjuntos de bloques específicos descargados desde la página oficial (ACG-SDK) que permitieron la generación automatizada de código para programar la B-Box RCP directamente desde Simulink.

La segunda etapa consistió en dividir la nueva topología MMSPC en dos partes, implementando por separado el MMSPC reducido y el FH-H con su respectiva simulación en Simulink en entorno Imperix, con el propósito de familiarizarse con los equipos de laboratorio y comprender el funcionamiento experimental de cada parte por separado. Finalmente, una vez comprendido lo que se deseaba lograr, se dio inicio a la última etapa, donde se implementó en conjunto el MMSPC reducido acoplado al FH-H con su respectiva estrategia de modulación en Simulink, para obtener los resultados experimentales de la nueva topología MMSPC y validar su desempeño en comparación con lo propuesto en los apartados de simulación en L.A.

Capítulo 2. Validación de la propuesta en simulación y resultados

2.1 Introducción

La topología clásica del Convertidor Multinivel Modular con conexión serie-paralelo (MMSPC) de 7 niveles de voltaje, es un dispositivo de electrónica de potencia que su diseño está enfocado para ser utilizado en aplicaciones donde se requiera gestionar y transferir energía entre baterías conectadas en serie y paralelo, optimizando la distribución de carga y descarga, reduciendo pérdidas por conmutación y mejorando la calidad de la señal en comparación con topologías tradicionales (CHB, MMC).

El desarrollo de esta nueva topología del MMSPC, busca mejorar aún más estas capacidades, enfocándose en lograr un equilibrio entre rendimiento, costo y viabilidad de implementación. Este trabajo plantea una variación en el diseño clásico del convertidor, que reducirá significativamente los módulos de semiconductores, integrando estrategias de diseño y control para este nuevo sistema, manteniendo las condiciones de operación del modelo clásico.

2.2 Etapa de Diseño de topología y modulación para el MMSPC y FH-B

Para comenzar a desarrollar la simulación de la nueva topología del MMSPC, es necesario conocer los principios de funcionamiento que se requieran para diseñar la topología del convertidor. Este contiene internamente elementos activos, como semiconductores con diodos en anti paralelos. Además, es necesario aplicar estrategias de modulación para señales multiniveles, estrategias de control requeridas y conceptos de electrónica de potencia, dicha información, obtenida de la revisión bibliográfica investigada.

2.2.1 Sobre MMSPC clásico

i. Diseño a implementar MMSPC clásico en simulación

El MMSPC clásico que se implementará para obtener como primera experiencia de simulación en L.A de un convertidor multinivel, será con el propósito de entender la estructura del diseño y obtener los primeros resultados de mediciones de voltaje y corriente en la carga RL, la cual se encontrará conectada a la salida. La estructura del diseño, se encuentra en la figura a continuación.

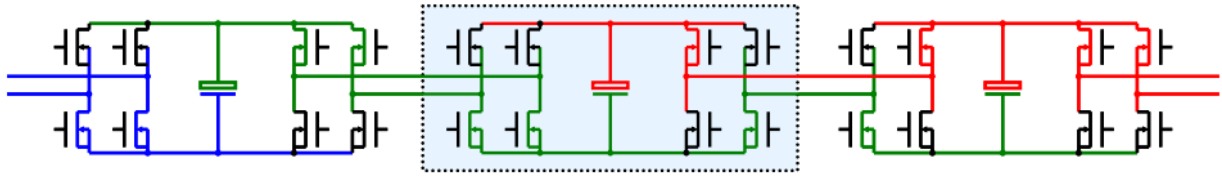


Fig 2.1. MMSPC clásico con 3 módulos conectados en serie.
Fuente: [1].

La topología del MMSPC clásico, cuenta con 24 semiconductores conectados estratégicamente con el propósito de realizar conmutaciones para obtener conexiones en serie-paralelo entre los módulos. Es por esto que, se deben agrupar los semiconductores de tal manera que los módulos con sus respectivos elementos almacenadores de energía, puedan balancearse entre ellos y generar más niveles de voltajes en la salida del MMSPC. Según estas condiciones, la estrategia para llegar a esos resultados, es conectar entre módulos los semiconductores y realizar una estrategia de conmutación que será controlada por la modulación a implementar, donde en la siguiente figura se encuentra la estrategia de conmutación que se dividirá en 3 zonas.

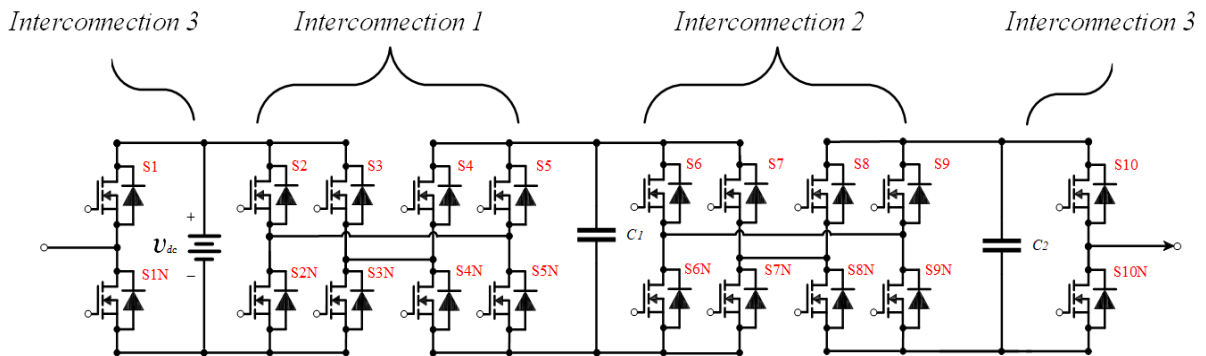


Fig 2.2. MMSPC clásico de 7 niveles con sus respectivas interconexiones y conexión de terminales externos.
Fuente: [10].

Se puede observar de la Fig. 2.2, que el MMSPC se divide en 3 principales zonas. La primera, corresponde la interconexión 1, la segunda corresponde la interconexión 2 y la tercera corresponde a la conexión de los terminales externos, con el fin de poder realizar las conmutaciones serie-paralelo y obtener los niveles de voltaje en la salida deseados. Para este caso, al ser tres módulos conectados en serie, se tendrán 7 niveles de voltajes, que se pueden obtener por medio de la siguiente ecuación.

$$N^{\circ}_{niveles} = (2 * m) + 1 \quad (1)$$

Donde “m” es el número de módulos, que son 3 módulos conectados en serie.

$$N^{\circ}_{niveles} = (2 * 3) + 1 = 7 \quad (2)$$

Estos niveles de voltaje generados son gracias a la conexión serie-paralelo entre cada interconexión y terminales externos. Ya que, al contener elementos almacenadores de energía, como es para este caso, los capacitores conectados en cada módulo, donde al realizar la conexión paralela entre la batería y los capacitores esto alcanzará su nivel de voltaje DC, que será de 100[V] cada uno. Es por esto que, estos voltajes al estar en conexión serie, entregaran en conjunto una amplitud de voltaje de 300[V] a la salida el MMSPC.

2.2.2 Sobre nueva topología del MMSPC

ii. *Diseño a implementar MMSPC Reducido en simulación*

Para esta topología nueva del MMSPC, donde se reducen los componentes activos del convertidor, reduciendo en un 50% los semiconductores con respecto al MMSCPC clásico. Pero, sin alterar las condiciones de operación necesarias, donde la topología a implementar queda de la siguiente manera.

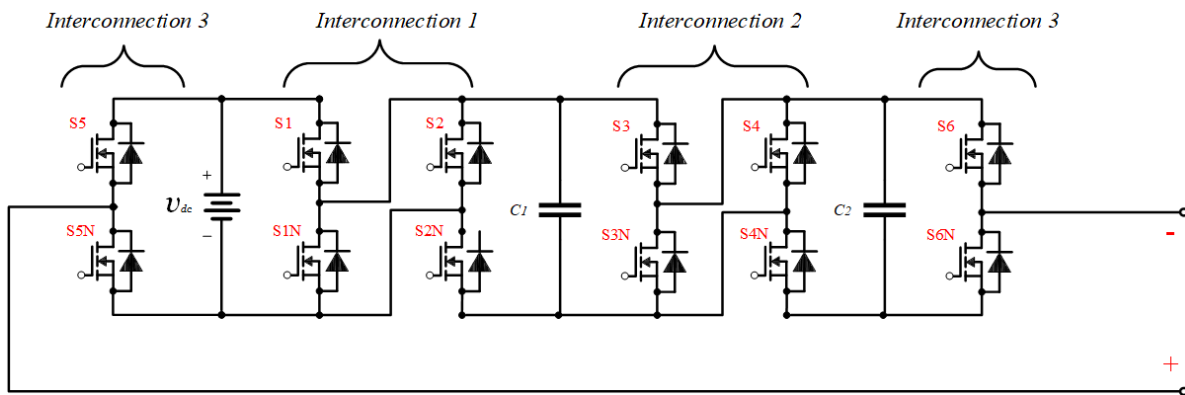


Fig 2.3. MMSPC reducido para implementación en Simulink.
Fuente: Elaboración propia.

Para esta implementación se utilizará una batería DC que alimentará el circuito y balanceará los capacitores conectados en los módulos posteriores. Para este caso, se continuará manteniendo los 7 niveles de voltaje en la salida del convertidor, ya que no se eliminan módulos conectados en serie, sino que se reduce los FH-B de cada módulo, quedando semiconductores conectados con configuración HH-B.

iii. *Estrategia de diseño FH-B.*

Dado a que para este nuevo diseño de MMSPC se redujeron los semiconductores a la mitad, las señales de salida se verán afectadas directamente, donde la componente negativa no se podrá visualizar. Es por esto que se propone implementar un FH-B en la salida del MMSPC con la finalidad

de tomar esta señal con solo componente positiva, obtener la componente negativa que es fundamental para tener como salida señales los más parecidas a una sinusoidal. A continuación, se presentará la topología de FH-B a implementar en la Fig.2.4.

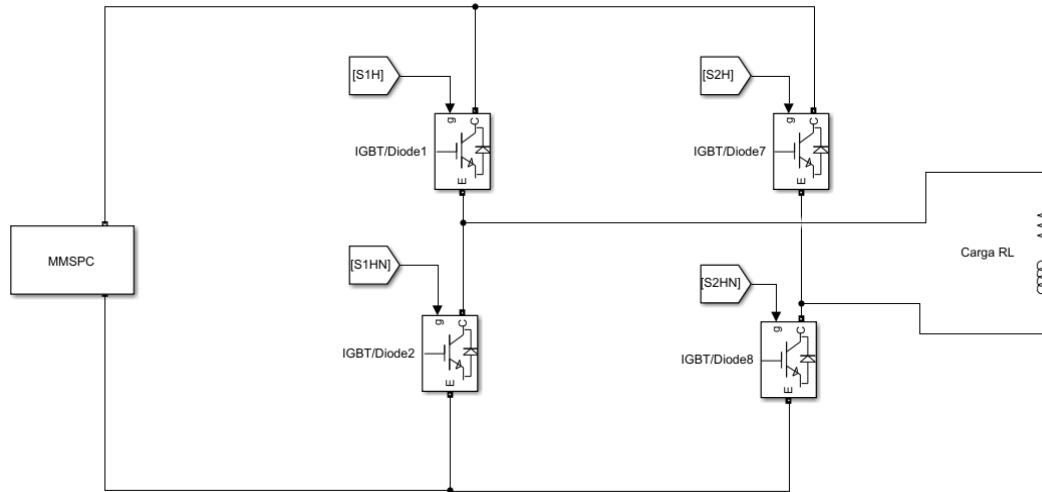


Fig 2.4. FH-B conectado a la salida del MMSPC.
Fuente: Elaboración propia.

La incorporación de este FH-B conectado a la salida del MMSPC, traerá dos grandes soluciones para satisfacer las condiciones de operación del MMSCP clásico. La primera, es capaz de devolver la componente negativa que no entregaba el convertido reducido. La segunda, topología permitirá conmutar cuando la corriente cruce solo y únicamente por cero. Esto es muy importante, ya que se estará condicionando al sistema a conmutar cuando la corriente y voltaje son muy bajos. Por ende, las pérdidas por conmutación se verían reducidas considerablemente, este tipo de conmutación se llama soft switching, lo que ayudaría a los semiconductores a presenciar menor estrés térmico y eléctrico, aumentando su vida útil y fiabilidad. Además, de que la eficiencia global del convertidor se vería beneficiada por esta estrategia de diseño.

iv. Estrategia de modulación para el MMSPC reducido en L.A.

Para decidir cuando los semiconductores deben conmutar, es necesario realizar una modulación que sea capaz de controlar de manera eficiente las conmutaciones de los IGBTs, con el propósito de obtener en la salida señales escalonadas con múltiples niveles de voltaje que combinados dan forma a una señal de salida más parecida a una sinusoidal. Existen diversas estrategias de modulación para convertidores multiniveles, pero para este proyecto se utilizará una modulación PS-PWM o también nombrada PWM unipolar forma alternativa [13], donde solo para este informe se generalizará como PWM, ya que será la única modulación a implementar.

Esta modulación PWM, consiste en comparar una señal sinusoidal a frecuencia fundamental, es decir a [50Hz] que es conocida como señal moduladora, y 2 señales triangulares desfasadas en 180° entre ellas con una frecuencia de 1.5[kHz] con el fin de obtener una señal portadora negativa, siendo estas de una mayor en frecuencia que la primera. Esto es debido a que, esta modulación requiere conseguir la mayor cantidad de conmutaciones posibles, donde ira comparando en cada instante la señal sinusoidal y las dos portadoras. Esta última, al tener mayor frecuencia, aportará más ciclos que la sinusoidal. Por ende, se obtendrán más comparaciones. Sin embargo, la modulación deberá ser para cada interconexión que exista en el MMSPC, es decir, para el caso de este convertidor, se requerirán 3 modulaciones PWM para obtener el control de los IGBTs en su totalidad. Es por esto que, se debe determinar el ángulo de desplazamiento óptimo que contendrán las señales en cada modulación para sus respectivas interconexiones, que se obtiene por medio de la siguiente ecuación.

$$\theta_{desfase} = \frac{2 * \pi}{m} \quad (3)$$

$$\theta_{desfase} = \frac{2 * 180^\circ}{3} = 120^\circ \quad (4)$$

Por ende, tendiendo las condiciones de operación de la modulación PWM, se deberá implementar la siguiente estructura en la simulación.

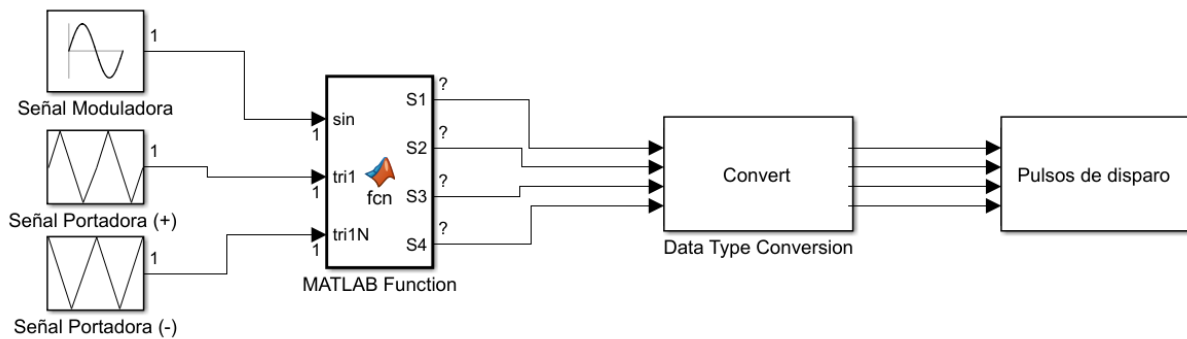


Fig 2.5. Esquema para modulación PWM para el MMSPC clásico.
Fuente: elaboración propia.

Donde la figura anterior representa el diseño de modulación la PWM para cada interconexión, teniendo en consideración el desfase que se debe aplicar para cada interconexión.

v. **Estrategia de modulación/control para el FH-B en L.C.**

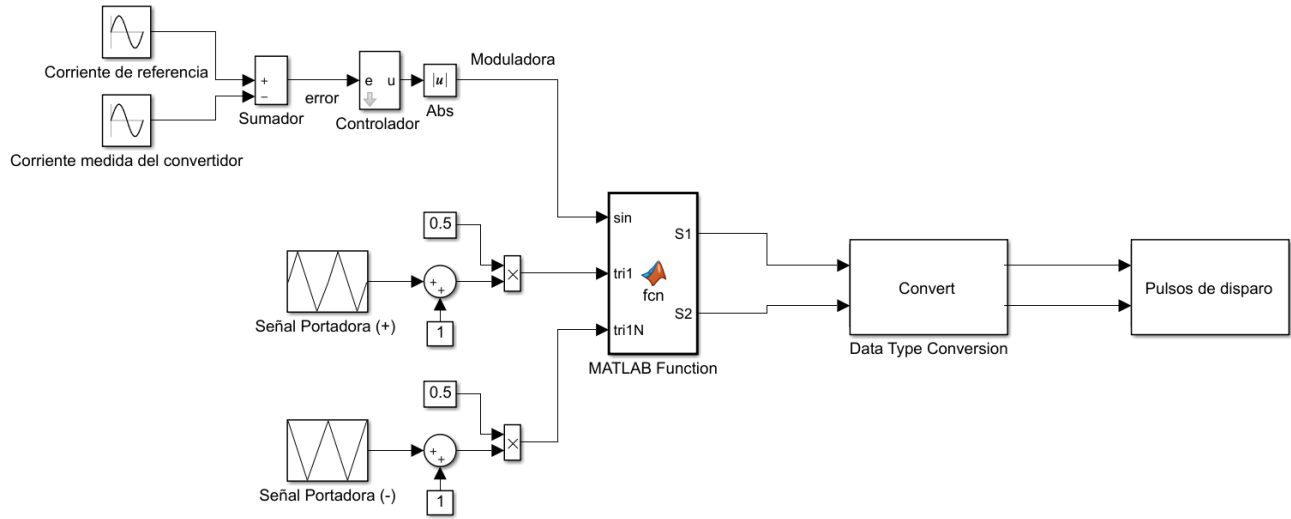


Fig 2.6. Esquema para modulación PWM y control para el MMSPC.
Fuente: elaboración propia.

Para la estrategia de modulación, donde se puede observar de la figura anterior que se considerará la misma estructura que para el MMSPC clásico, que es la PWM, sin embargo, ahora con la sutileza de generar la propia moduladora que se obtiene a partir de la respuesta del sistema ante la implementación de un controlador para el sistema en L.C.

Para este proyecto se realizará en una primera instancia, un control P.I, dado que este controlador es más rápido de implementar y asegurar error 0 en estado estacionario cuando se trabaja con señales DC, sin embargo, para esta simulación tendremos señales AC, por ende, se deberá tener en consideración que el error no será 0. A continuación se presentará la función de transferencia en el plano de Laplace que modelará la estructura del P.I.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{Ki}{s} \quad (5)$$

Donde K_p , es la ganancia proporcional y K_i es la ganancia integral del controlador, donde la primera ayudara a que el sistema responda ante el error actual presente en el sistema, donde sí se aumenta este parámetro, el sistema reacciona más rápido al error y, por ende, mejora la respuesta del sistema, y en el caso contrario al disminuir este parámetro, la respuesta del sistema se hace más lenta ante un error en estado estacionario. En cuanto a la ganancia integral, esta ajusta la respuesta del controlador en función del error acumulado en el tiempo, es decir que, si aumentamos este parámetro, se eliminaría más rápido el error en estado estacionario, pero hay que tener precaución si este parámetro se aumenta significativamente, ya que puede causar inestabilidad en el sistema, en el caso contrario si disminuimos la ganancia integral, el proceso de eliminación del error en estado estacionario se volvería más lento. A continuación, se adjuntará el esquema de control que se deberá implementar en Simulink para realizar la simulación en L.C.

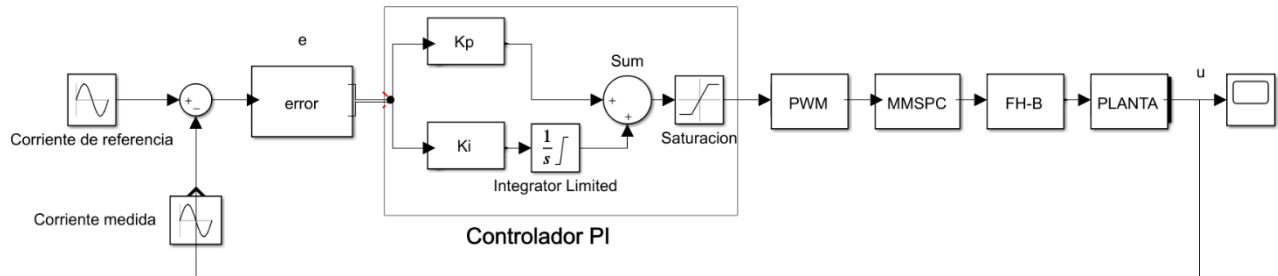


Fig 2.7. Esquema de control PI para el prototipo a implementar.
Fuente: elaboración propia.

Es por esto que se propondrá otra estrategia de control, que será capaz de asegurar un error en estado estacionario lo más cercano a cero, debido a que se incluirá una componente de resonancia a la frecuencia fundamental (frecuencia de resonancia). Este controlador recibe como nombre P.I.R y su función de transferencia en el plano de Laplace se muestra a continuación.

$$C_{PIR}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_r * \frac{s^2 + 2 * \xi * \omega_n * s * \omega_n^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6)$$

Como se puede observar en la ecuación (6), el modelo de control propuesto incluye los parámetros anteriormente obtenidos por el controlador P.I, sus respectivas ganancias K_p y K_i , pero ahora agregando una componente resonante que se compone por una ganancia de resonancia (K_r), que esta permitirá mejorar el seguimiento de señales sinusoidales medidas con respecto a una señal de referencia a una frecuencia fundamental, un coeficiente de amortiguamiento (ξ), una frecuencia natural ω_n y la frecuencia de resonancia (ω_0), que depende de la frecuencia fundamental que se calcula como $2 * \pi * 50[\text{Hz}]$, donde cada uno de estos parámetros se pueden determinar utilizando un comando de Matlab llamado “rltool” que consiste en encontrar el lugar geométrico de las raíces de los polos y ceros de la función de transferencia del controlador, entregando los parámetros necesarios para el correcto ajuste del P.I.R. A continuación, se presentará el diagrama de bloques que representa el esquema de control para este nuevo prototipo.

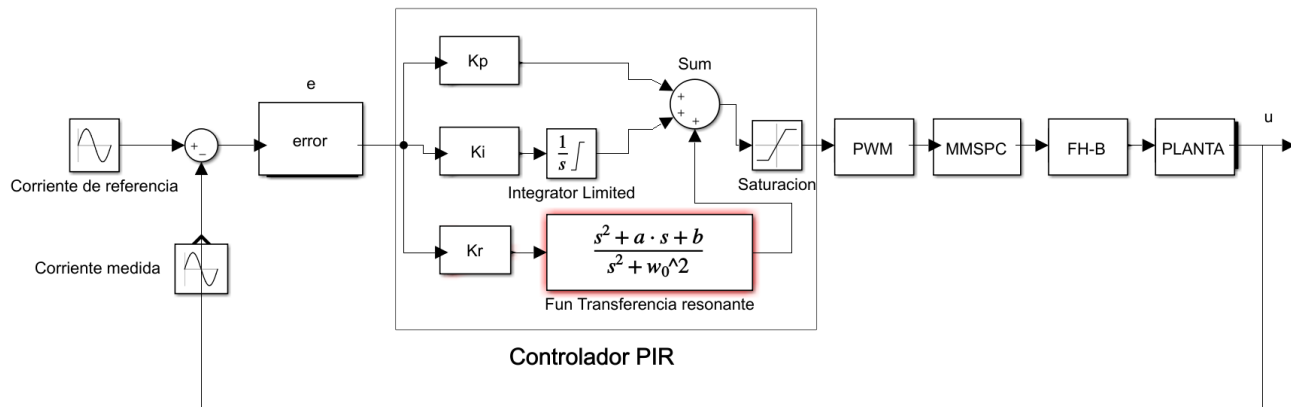


Fig 2.8. Esquema de control PIR para el prototipo a implementar.
Fuente: elaboración propia.

De acuerdo a la figura presentada anteriormente, se puede observar que cuando se comparan las corrientes de referencia y medida, entregando el error asociado al sistema en estado instantáneo

vi. Estrategia de modulación/control para el FH-B en L.A. y L.C.

De manera complementaria para decidir cuando los semiconductores del FH-B deben conmutar, se utilizará una modulación/control estratégico que, a partir de una señal de entrada sinusoidal a una frecuencia fundamental para el caso de una señal de referencia en L.A. y una frecuencia a determinar para el caso de una señal medida en L.C., donde esta ingresará al bloque de control (PLL) que determina el ángulo en radianes de la señal en forma de diente de sierra, que ayudará a determinar cuando la señal sinusoidal vaya a realizar el cruce por cero idealmente en π y comenzar a oscilar en su semiciclo negativo hasta 2π idealmente, con esta información se ingresara el ángulo a

un bloque de Matlab function donde se realizara la instrucción para la conmutación de los semiconductores del FH-B por medio los pulsos de disparo entregados, como se puede observar en la siguiente figura.

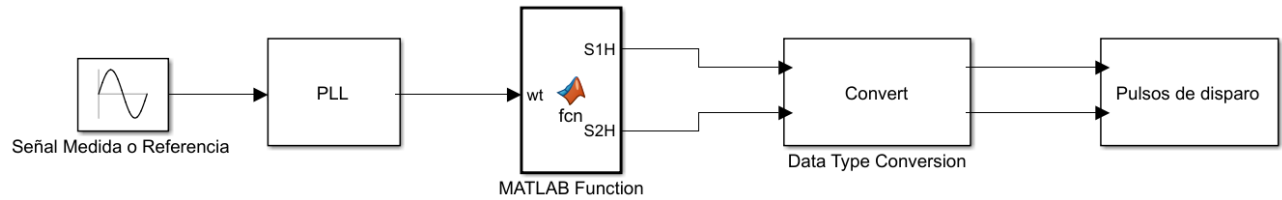


Fig 2.9. Esquema para modulación y control para el FH-B.
Fuente: elaboración propia.

2.3 Simulaciones en lazo abierto en Simulink

2.3.1 MMSPC clásico en L.A

a) Topología MMSPC clásico

Se realizó una simulación en Matlab/Simulink de primer acercamiento con los convertidores de niveles donde se implementó un MMSPC de 7 niveles, compuesto por 2 interconexiones y 1 externa, además de sus componentes pasivos como se ve en la Fig.2.10.

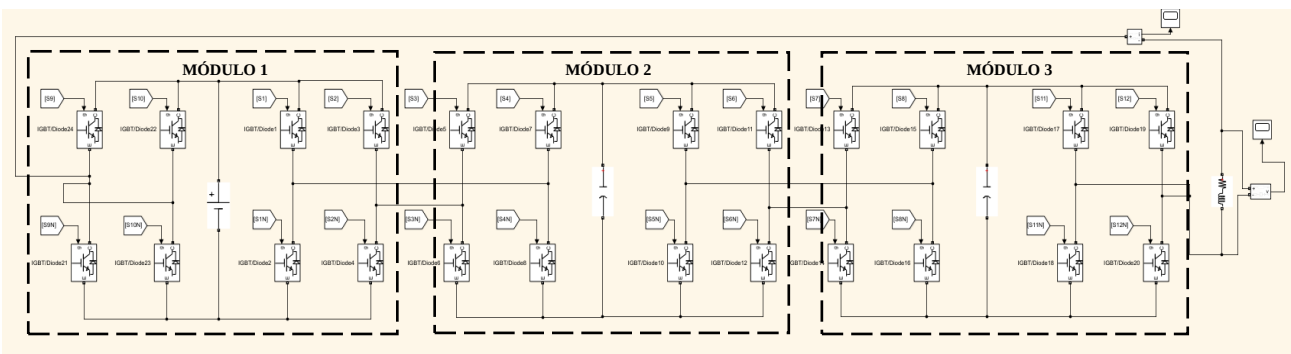


Fig 2.10. MMSPC de 7 niveles con carga RL.

Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la Fig 2.10, la configuración de las componentes activas correspondientes a una fuente DC de 100 [V], y los semiconductores del tipo IGBTs, componen 3 módulos conectados en serie. Donde por cada interconexión, se conectan 8 semiconductores, formando un puente (FH-B)², y en su parte externa compuesta por 8 semiconductores igualmente. En esta forma, se podrá realizar la operación serie-paralelo para cada interconexión independiente, pero en sus extremos la operación paralela quedará en bypass. Por ende, tendremos operación serie positiva,

serie negativa y paralelo para la interconexión, y serie positiva, serie negativa y bypass en la parte externa. Donde las configuraciones de estados de conmutación para el MMSPC clásico se podrán visualizar en las siguientes tablas.

Tabla 2.1: Estados de conmutación interconexión 1 del MMSPC clásico.
Elaboración propia.

Configuración primera interconexión	Estados de conmutación							
	S1	S2	S3	S4	S1N	S2N	S3N	S4N
<i>Serie +</i>	1	1	0	0	0	0	1	1
<i>Serie -</i>	0	0	1	1	1	1	0	0
<i>Paralelo +</i>	0	1	1	0	1	0	0	1
<i>Paralelo -</i>	1	0	0	1	0	1	1	0

Tabla 2.2. Estados de conmutación interconexión 2 del MMSPC clásico.
Elaboración propia.

Configuración primera interconexión	Estados de conmutación							
	S5	S6	S7	S8	S5N	S6N	S7N	S8N
<i>Serie +</i>	1	1	0	0	0	0	1	1
<i>Serie -</i>	0	0	1	1	1	1	0	0
<i>Paralelo +</i>	0	1	1	0	1	0	0	1
<i>Paralelo -</i>	1	0	0	1	0	1	1	0

Tabla 2.3 Estados de conmutación para terminales externos del MMSPC clásico.
Elaboración propia.

Configuración primera interconexión	Estados de conmutación							
	S9	S10	S11	S12	S9N	S10N	S11N	S12N
<i>Serie +</i>	1	1	0	0	0	0	1	1
<i>Serie -</i>	0	0	1	1	1	1	0	0
<i>Bypass +</i>	1	1	1	1	0	0	0	0
<i>Bypass -</i>	0	0	0	0	1	1	1	1

Este convertidor clásico, dispone de elementos pasivos, como los condensadores conectados en paralelo entre cada interconexión, además de la carga RL de 100[Ω] y 10[mH] conectada en la salida del MMSPC.

b) Modulación PWM

La simulación de este convertidor en L.A será por medio de una modulación PWM, que enviará los pulsos de disparos a los semiconductores para cada interconexión y los terminales externos. Esta modulación, se compone por una señal sinusoidal, también denominada como señal moduladora de frecuencia fundamental 50 [Hz], y dos señales triangulares al ser una modulación PWM unipolar, también denominada como señal portadora con frecuencia de 1500 [Hz]. La primera portadora no estará desfasada, pero sí lo estará la segunda. Dicho desfase, será de 180° grados, con el fin de obtener más conmutaciones en el tiempo, mientras que, las portadoras asociadas a las otras interconexiones y terminales extremos, deberán estar desfasadas en 120° entre ellas.

A continuación, se mostrará la modulación PWM unipolar para cada interconexión y sus terminales extremos.

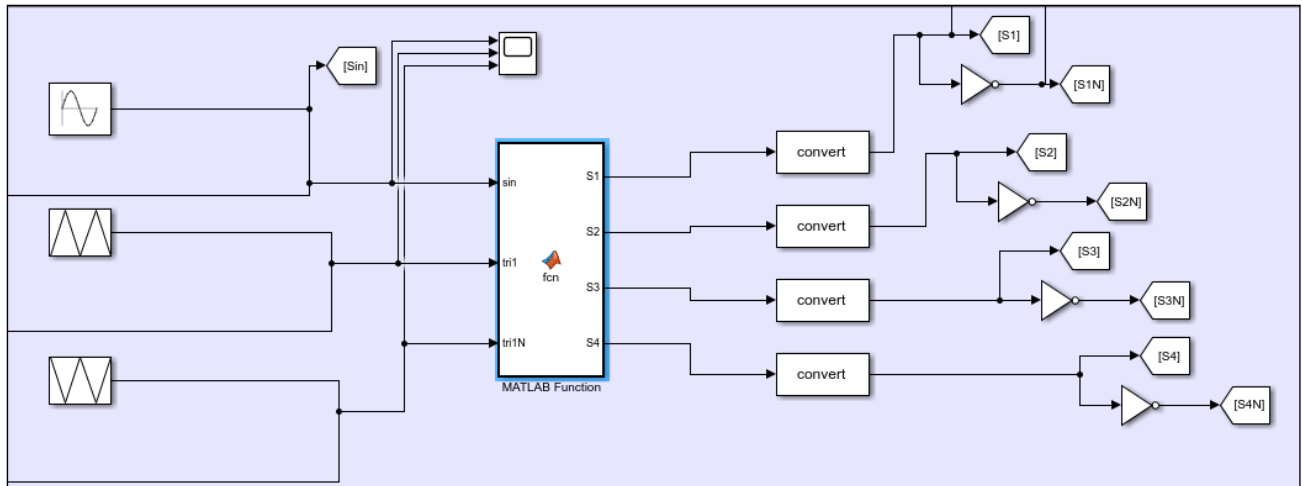


Fig 2.11. Modulación PWM interconexión 1.

Fuente: Elaboración propia.

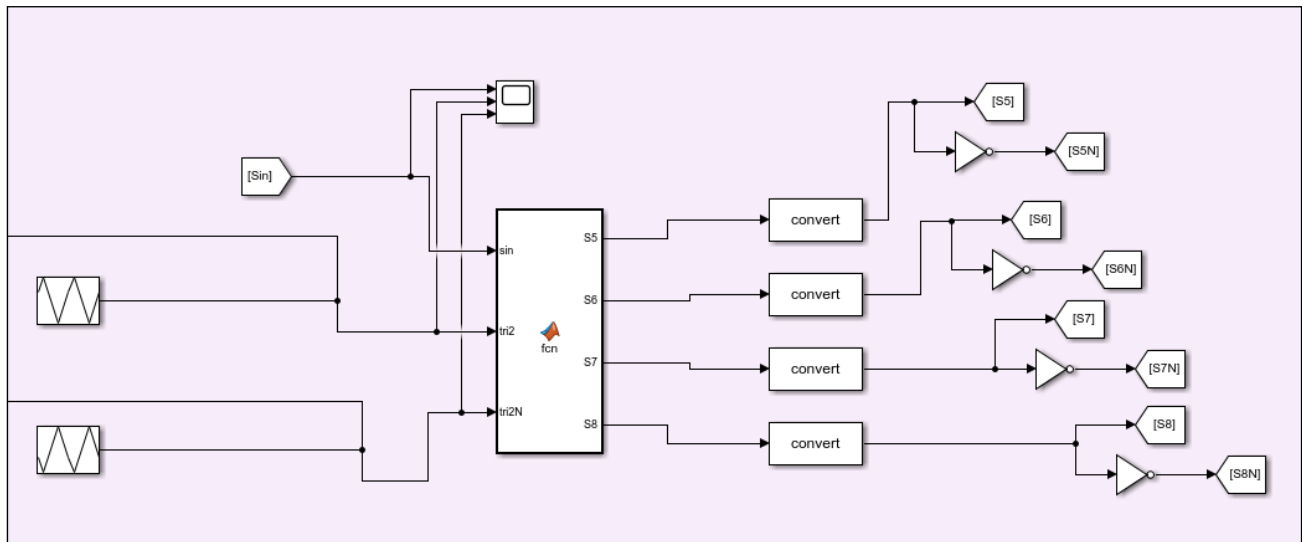


Fig 2.12. Modulación PWM interconexión 2.

Fuente: Elaboración propia.

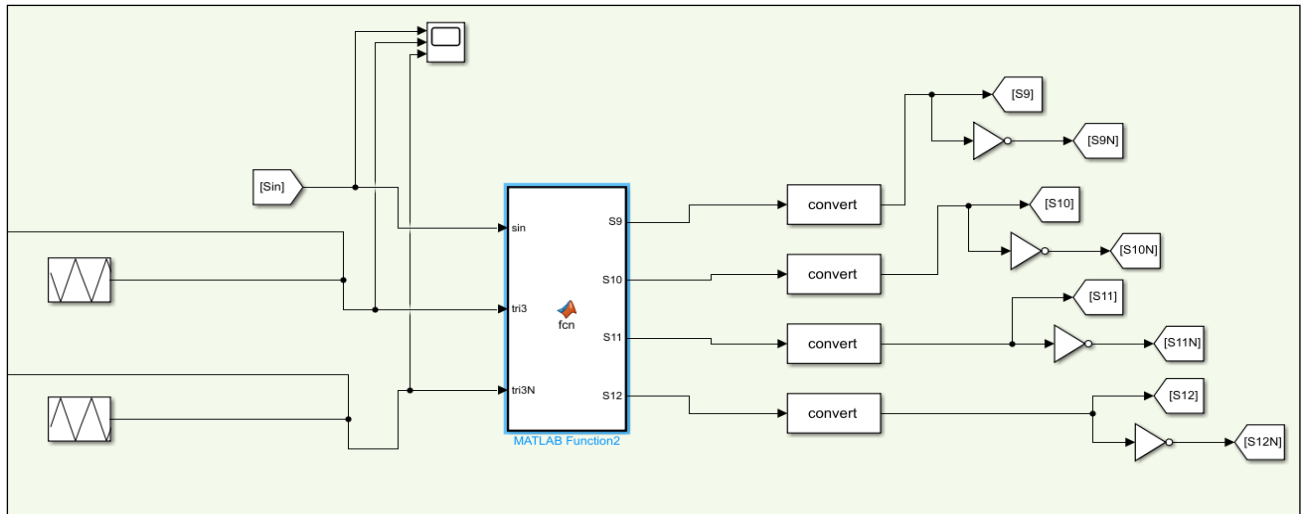


Fig 2.13. Modulación PWM terminales externos.

Fuente: Elaboración propia.

Donde de la Fig 2.11., Fig 2.12. y Fig 2.13., se puede observar, por una parte, que las señales mencionadas anteriormente ingresaran a un bloque de Matlab function que se encuentran en las Fig 2.14. Fig 2.15. y Fig 2.16. Este se encargará de decidir bajo ciertas instrucciones ingresadas las conmutaciones de los IGBTs de las interconexiones y conexión externa, permitiendo la conexión serie/paralelo entre cada módulo del MMSPC conectados en serie. Por otra parte, en la Fig 2.17. se observa las señales moduladoras y portadoras respectivas a cada interconexión y terminal externo las cuales se compararán para determinar los pulsos de disparo de los semiconductores.

```
function [S1, S2, S3, S4] = fcn(sin,tri1,tri1N)
if (sin>=tri1) && (sin>=tri1N)
    S1=0;
    S2=0;
    S3=1;
    S4=1;
else if (sin<=tri1) && (sin<=tri1N)
    S1=1;
    S2=1;
    S3=0;
    S4=0;
else
    S1=1;
    S2=0;
    S3=0;
    S4=1;
end
end
```

Fig 2.14. Código Matlab function de interconexión 1.

Fuente: Elaboración propia.

```

function [S5, S6, S7, S8] = fcn(sin,tri2,tri2N)
if (sin>=tri2) && (sin>=tri2N)
    S5=0;
    S6=0;
    S7=1;
    S8=1;
else if (sin<=tri2) && (sin<=tri2N)
    S5=1;
    S6=1;
    S7=0;
    S8=0;
else
    S5=1;
    S6=0;
    S7=0;
    S8=1;
end
end

```

Fig 2.15. Código Matlab function de interconexión 2.
Fuente: Elaboración propia.

```

function [S9, S10, S11, S12] = fcn(sin,tri3,tri3N)
if (sin>=tri3) && (sin>=tri3N)
    S9=1;
    S10=1;
    S11=0;
    S12=0;
else if (sin<=tri3) && (sin<=tri3N)
    S9=0;
    S10=0;
    S11=1;
    S12=1;
else
    S9=1;
    S10=1;
    S11=1;
    S12=1;
end
end

```

Fig 2.16. Código Matlab function de terminales externos.
Fuente: Elaboración propia.

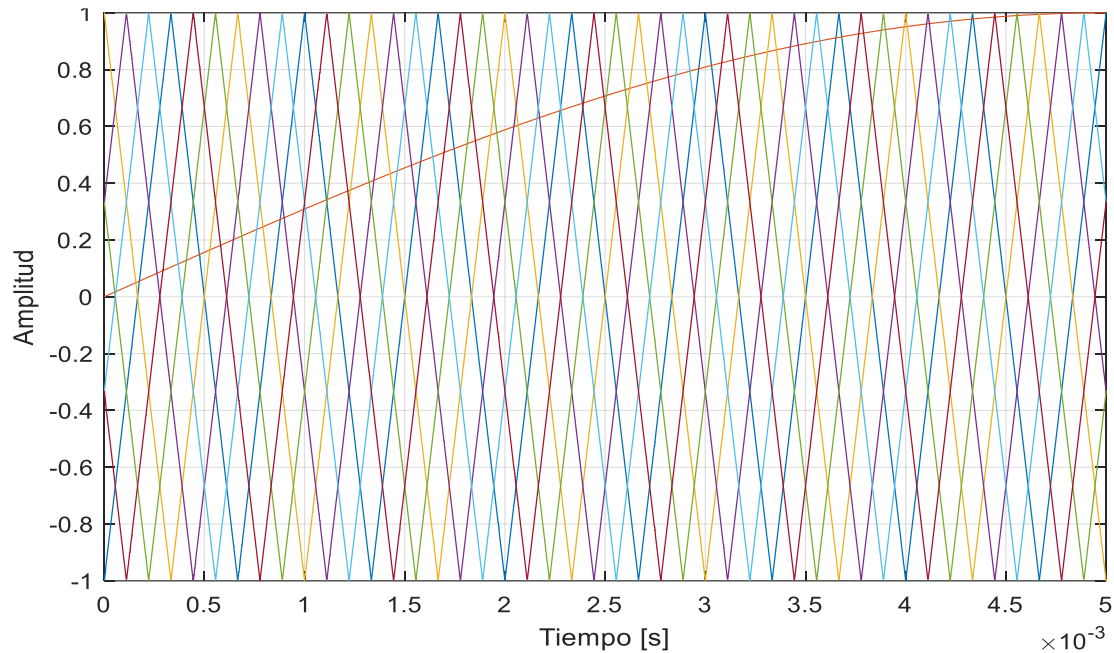


Fig 2.17. Señal moduladora vs señales portadoras de cada interconexión y terminales extremos.
Fuente: Elaboración propia.

c) Carga

Con esto se puede obtener resultados como el voltaje y corriente en la salida del convertidor, los cuales deben ser capaz de mostrar los 7 niveles de voltaje que propone el MMSPC de su topología clásica. En cuanto a la corriente, al disponer de una carga RL de $100\ [\Omega]$ y $10\ [\text{mH}]$, su valor inductivo tendería a modificar el comportamiento de la forma de onda de la señal. Donde estos resultados se pueden visualizar en las Fig 2.18. y Fig 2.19.

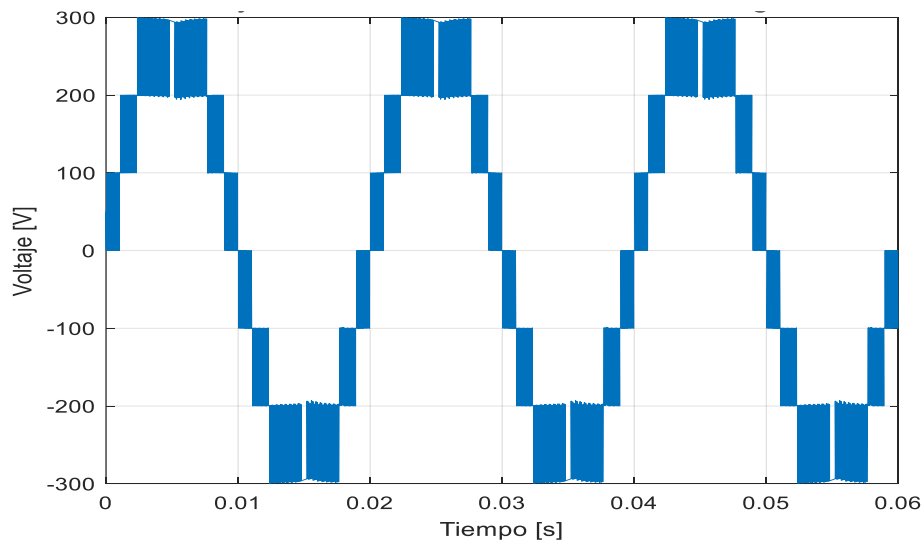


Fig 2.18. Voltaje en la salida del MMSPC con carga RL.
Fuente: Elaboración propia.

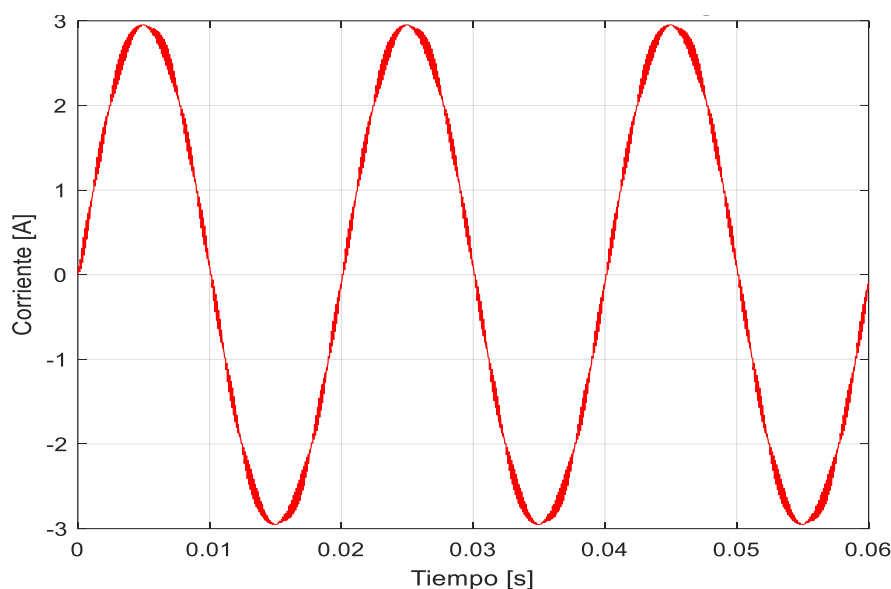


Fig 2.19. Corriente en la salida del MMSPC con carga RL.
Fuente: Elaboración propia.

2.3.2 MMSPC reducido con FH-B en L.A.

Para comenzar con la construcción del diseño de la nueva topología del MMSPC que se propuso en el apartado de teoría, y tomando las consideraciones del diseño clásico del convertidor MMSPC, se dará inicio con la primera implementación del convertidor en Simulink, teniendo en consideración que para el primer acercamiento se simulará el sistema en L.A., con el fin reducir la dificultad de implementación y obtener resultados preliminares de dicho diseño. En la siguiente figura, se muestra el diagrama de bloques que representa la estructura preliminar del diseño de la nueva topología del MMSPC en L.A.



Fig 2.20. Diagrama de bloques en L.A para conexión en Simulink.
Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la Fig. 2.20., el diagrama de bloques se divide en 4 etapas. La primera, corresponde la modulación PWM, siendo una de las etapas fundamentales para la elaboración de este diseño, ya que permitirá generar los pulsos de disparo que recibirían los semiconductores del MMSPC para realizar su conmutación estratégicamente, con el fin de obtener las variables eléctricas de salida deseadas. La modulación PWM, se compone por 1 señal moduladora y 2 señales portadoras, donde se realiza una comparación entre estas tres señales. Esto se llevará a cabo por medio de un

bloque de Simulink llamado Matlab Function, en el que se realizara un código que sea capaz comparar las señales y entregar como salida los pulsos de disparo donde estos controlaran la conmutación de los IGBTs.

Al tener la modulación PWM para el convertidor MMSPC, se conectará un FH-B en la salida del MMSPC, específicamente conectado a sus terminales externos, con el fin de poder devolver la componente negativa de las señales de voltaje y corriente que entrega el MMSPC en su salida, dado que al reducir los semiconductores a la mitad en cada módulo del convertidor. Esto provoca que ya no se tendrá por cada módulo una configuración de semiconductores de la topología (FH-B)², sino que de la topología (HH-B)². Si bien esto ayuda económicamente a la construcción del convertidor, agrega ciertas dificultades para poder cumplir con las condiciones de operación del MMSPC clásico. Por esto, se integró esta estrategia de la incorporación del FH-B en la salida del convertidor como solución, una vez implementado el FH-B se tendrá que realizar una estrategia de control para que los semiconductores del FH-B para que sean capaz de responder al cambio de la corriente cuando este cruce por cero, ya que en este instante es donde encuentra la mitad del periodo de las señales de voltaje y corriente, y tendrían que conmutar para dar forma a la señal con componente negativa.

Es por lo anterior que se realizó una estrategia de control únicamente para el FH-B, donde se ingresa una corriente de referencia de 3[A] a una frecuencia fundamental de 50[Hz] a un bloque de Simulink llamado PLL, donde este es capaz de generar una señal “wt” de salida que tendrá un comportamiento de una función rampa que esta ira variando entre 0 a 2π por cada periodo. Esta señal, indicará el ángulo de disparo en el que los semiconductores del FH-B deberán conmutar. Dicho ángulo de disparo se ingresará a un bloque de Matlab Function que dispondrá de un código que permitirá comparar cuando esta señal sea menor o igual a π . Con el fin de indicar que a este valor de π , se encontrara la mitad del periodo donde la señal de corriente y voltaje estén cruzando por cero. mientras que, cuando la señal “wt” sea mayor que π , indicará cuando la señal de voltaje y corriente no estén cruzando por cero. De esta manera, si se cumple las restricciones del código, se generará a la salida del bloque Matlab Function los pulsos de disparo que controlaran los IGBTs del FH-B. Donde se podrán obtener finalmente en la salida de del FH-B con una carga RL conectada, un voltaje y corriente con más similitud a una señal sinusoidal, que respete los niveles de voltaje de salida correspondiente al convertidor clásico de la Fig.2.10.

A continuación, se mostrará en más detalle las etapas del diagrama bloques que se presentó en la Fig.2.20. para la implementación del MMSPC reducido con FH-B en L.A en el software Simulink.

d) Modulación PWM:

Para dar inicio con la elaboración de la nueva topología del MMSPC, se deberá en primer lugar dar comienzo con la implementación de la modulación PWM, donde acá se realizará el esquema para cada módulo del convertidor, iniciando con la interconexión 1, luego con la interconexión y finalmente para los terminales externos.

Como se mencionó anteriormente, la topología del MMSPC que se implementará contará con una menor cantidad de semiconductores por cada módulo del convertidor. Esto afecta directamente al voltaje y corriente de salida del convertidor, ya que la configuración del (HH-B)² solo permite crear niveles de voltajes positivos. Por ende, se deberá realizar la modulación PWM bajo estas restricciones, es decir, que al reducir el número de componentes se tendrá que limitar la modulación de igual manera, donde se ajusta la amplitud de la señal moduladora y las de las portadoras. Para que estas estén operando entre un índice de modulación de 0 a 1 y no de -1 a 1, como se realizó para la modulación PWM del MMSPC clásico, donde para la primera interconexión se realizó la siguiente modulación PWM.

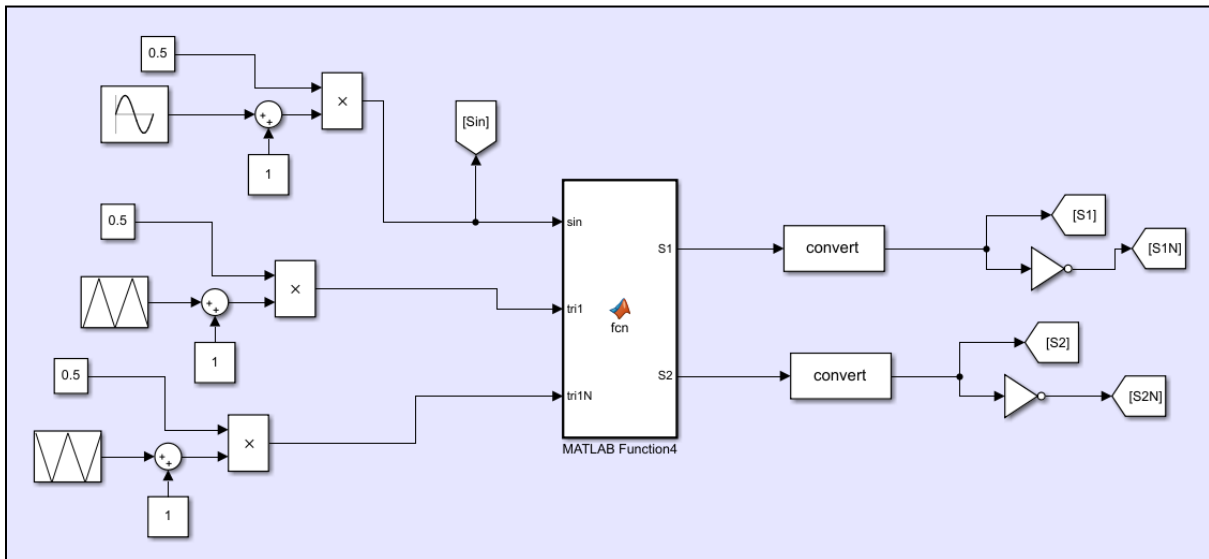


Fig 2.21. Modulación PWM interconexión 1 para la nueva topología MMSPC.

Fuente: Elaboración propia.

De la Fig. 2.21. se puede observar cómo se aplicó las modificaciones para este nuevo diseño que se mencionó anteriormente, donde cada señal se desplazó en una unidad en el eje y positivo con el fin de poder tener la señal sinusoidal y triangulares solo en el cuadrante positivo. Luego se multiplican por un valor de 0.5 para modificar su amplitud a la mitad y obtener un índice de modulación unitaria.

Donde las señales para la modulación PWM de la interconexión 1, que se componen de una señal moduladora con una frecuencia de 50[Hz] y 2 portadoras con frecuencia de 1.5[kHz], con la particularidad de que la segunda portadora estará desfasada en 180° con respecto a la primera y así obtener la portadora negativa. Así esta modulación permitirá una mayor cantidad de comparaciones por segundo y generar más pulsos de disparos, donde estas se pueden visualizar en la siguiente figura.

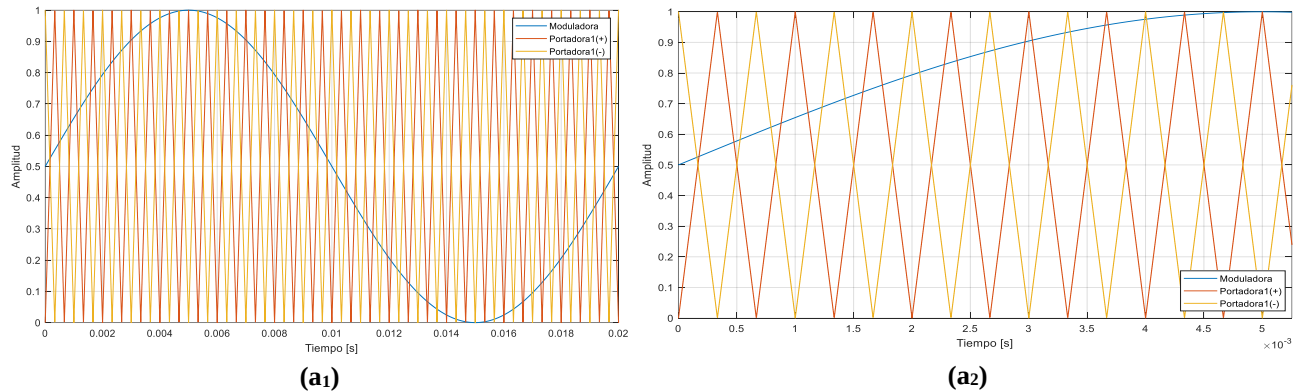


Fig 2.22. Modulación PWM interconexión 1 para nueva topología MMSPC (a1) y (a2).

Fuente: Elaboración propia.

De la Fig. 2.22, se puede observar un periodo de las señales a modular y un zoom de esta misma, con el fin de que posteriormente serán utilizadas para compararse entre ellas por medio del bloque de Matlab Function. El código responsable de realizar la comparación se mostrará a continuación:

```
function [S1, S2] = fcn(sin,tri1,tri1N)
if (sin>=tri1) && (sin>=tri1N)
    S1=0;
    S2=1;
else if (sin<=tri1) && (sin<=tri1N)
    S1=0;
    S2=1;
else
    S1=1;
    S2=0;
end
end
```

Fig 2.23. Código Matlab de comparación de señales para Modulación PWM de la interconexión 1.

Fuente: Elaboración propia

En la Fig. 2.23, se puede observar que se ingresa una función que recibe las 3 señales a comparar “sin, tri1, tri1N”, que luego en la siguiente línea de código se realiza un ciclo iterativo “if” donde acá se da la primera condición. Si la señal moduladora es mayor o igual a la señal portadora 1, y a su vez si la señal moduladora es mayor o igual a la señal portadora 1 negada, entonces a la salida del bloque de Matlab Function se enviarán pulsos de disparo donde S1 y S2 serán 1 y 0. Es decir, que

el semiconductor 1 se encontrara cerrado y el semiconductor 2 se encontrara abierto, dando paso a la conexión serie positiva.

Luego, en la siguiente línea del código, se realiza otra condición en “else if”, donde acá se entrega la segunda condición. Si la señal moduladora es menor o igual a la señal portadora 1 y a su vez si la señal moduladora es menor o igual a la señal portadora 1 negada, entonces a la salida del bloque de Matlab Function se enviaran pulsos de disparos para S1 y S2, donde para esta ocasión tendrán la configuración 1 y 0 que se utilizó para caso anterior, esto con el motivo de tomar la comparación cuando en el caso del MMSPC clásico se obtenía una conexión serie negativa, pero ahora considerarla como serie positiva igualmente, y por ultimo tenemos al final del código un “else” que antes ninguna de las condiciones anteriores, se tendrá una conexión en paralelo donde a la salida del bloque de Matlab Function se enviaran pulsos de disparo para S1 y S2 nuevamente, pero ahora con S1 igual 0 y S2 igual 1.

Una vez comparadas las señales, los pulsos de disparos S1 y S2 que salen del Matlab Function, ingresarán a un bloque de Simulink llamado “data type conversion”. Este, realiza una conversión de datos de double a boolean, asegurando que en su salida entregue los mismos valores que se ingresan en su entrada. Allí llegarán los pulsos de disparos, que serán 1 y 0 a los semiconductores IGBTs que serán S1 y S2. Ambos tendrán su semiconductor negado para cuando estos adquiera un pulso de disparo igual a 0, que se denominan como S1N y S2N. A continuación, se presentarán en la siguiente figura los pulsos de disparos resultantes de la modulación PWM en la interconexión 1.

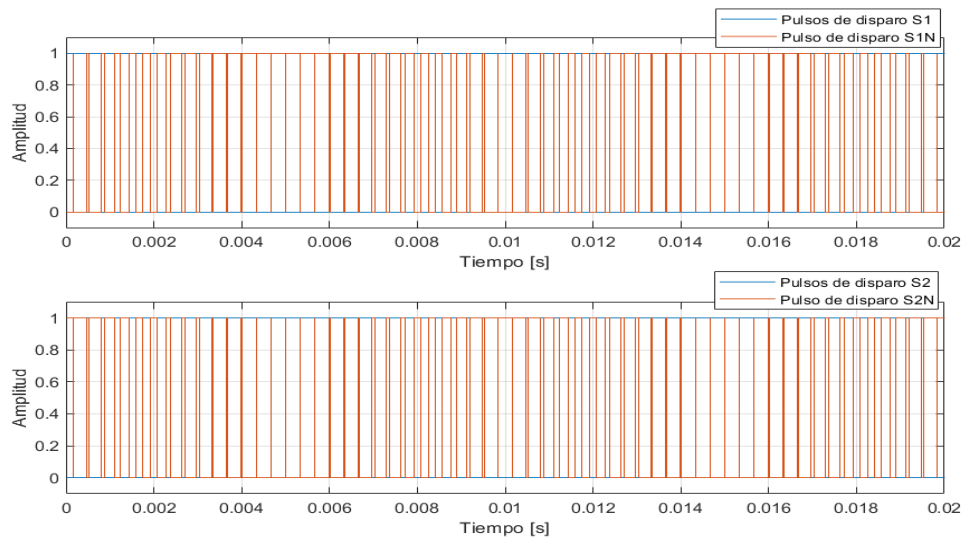


Fig 2.24. Pulsos de disparo de S1, S1N, S2 y S2N de la interconexión 1.
Fuente: Elaboración propia.

Continuando con la modulación PWM para la interconexión 2 de la nueva topología del MMSPC, que se implementó de la siguiente manera.

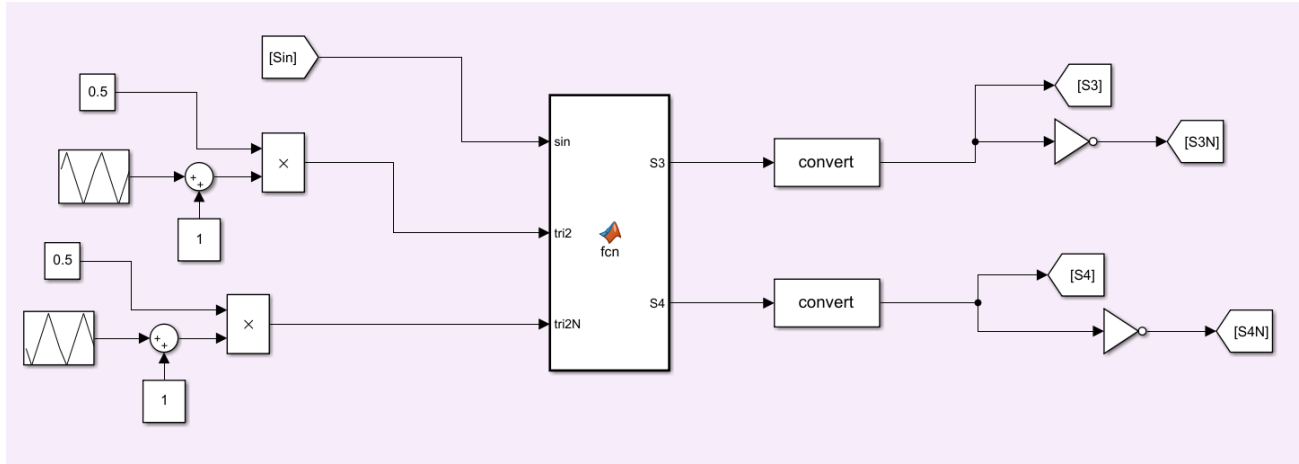


Fig 2.25. Modulación PWM interconexión 2 para nueva la topología MMSPC.

Fuente: Elaboración propia.

De la Fig. 2.25., se puede observar cómo se aplicó las modificaciones para este nuevo diseño que se mencionó anteriormente en la interconexión 1, donde ahora se tiene que tener en consideración un desfase con respecto a las señales de la primera interconexión. Ya que, por interconexión ahora se tendrá un desfase de 120° , con el fin de prevenir que los tiempos de conmutación de los módulos de cada interconexión no ocurran simultáneamente, esto ayudará a que el voltaje se mantenga equilibrado entre los módulos conectados en serie-paralelo. Donde las señales para la modulación PWM de la interconexión 2 se pueden visualizar en las siguientes figuras.

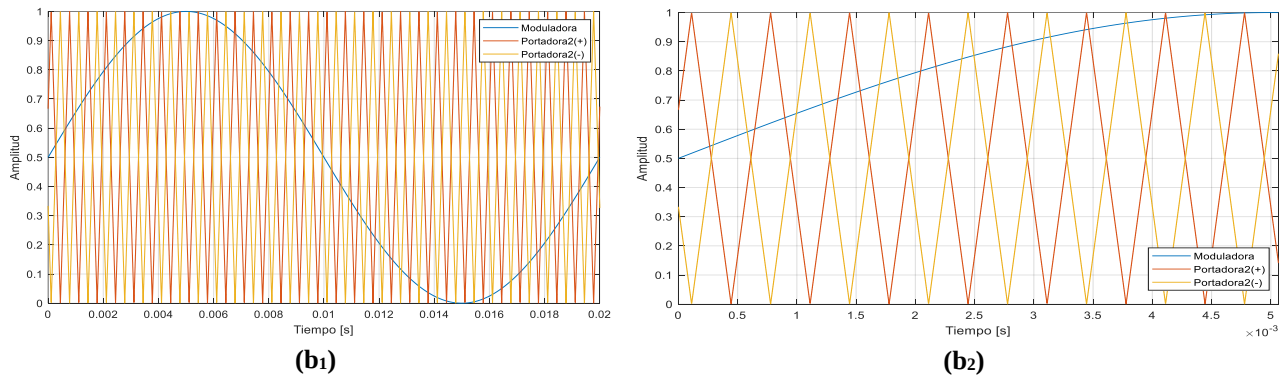


Fig 2.26. Modulación PWM interconexión 2 para nueva topología MMSPC (b1) y (b2).

Fuente: Elaboración propia.

De la Fig. 2.26, se puede observar un periodo de las señales a modular, donde posteriormente serán utilizadas para compararse entre ellas por medio del bloque de Matlab Function, donde el código responsable de realizar la comparación se mostrará a continuación:

```

function [S3, S4] = fcn(sin,tri2,tri2N)
if (sin>=tri2) && (sin>=tri2N)
    S3=0;
    S4=1;
else if (sin<=tri2) && (sin<=tri2N)
    S3=0;
    S4=1;
else
    S3=1;
    S4=0;
end
end

```

Fig 2.27. Código Matlab de comparación de señales para Modulación PWM de la interconexión 2.
Fuente: Elaboración propia

En el código de la Fig. 2.27., se puede observar que se ingresa una función que recibe las 3 señales a comparar “sin, tri2, tri2N”, que luego en la siguiente línea de código se realiza un ciclo iterativo “if” donde acá se da la primera condición. Si la señal moduladora es mayor, o igual a la señal portadora 2, y a su vez si la señal moduladora es mayor o igual a la señal portadora 2 negada, entonces a la salida del bloque de Matlab Function se enviarán pulsos de disparo donde S3 y S4 serán 1 y 0. Es decir, que el semiconductor 3 se encontrara cerrado y el semiconductor 4 se encontrara abierto, dando paso a la conexión serie positiva, luego en la siguiente línea del código, se realiza otra condición en “else if”, donde acá se entrega la segunda condición, que si la señal moduladora es menor o igual a la señal portadora 2 y a su vez si la señal moduladora es menor o igual a la señal portadora 2 negada. Entonces, a la salida del bloque de Matlab Function se enviarán pulsos de disparos para S3 y S4, donde para esta ocasión tendrán la configuración 1 y 0 que se utilizó para el caso anterior.

Lo anterior con el motivo de tomar la comparación cuando en el caso del MMSPC clásico se obtenía una conexión serie negativa, pero ahora considerarla como serie positiva de igual forma, y por último tenemos al final del código un “else” que antes ninguna de las condiciones anteriores, se tendrá una conexión en paralelo donde a la salida del bloque de Matlab Function se enviarán pulsos de disparo para S3 y S4 nuevamente, pero ahora con S3 igual 0 y S4 igual 1.

Una vez comparadas las señales, los pulsos de disparos S3 y S4 que salen del Matlab Function, ingresaran a un bloque de Simulink llamado “data type conversion” el cuál realiza una conversión de datos double a boolean, aseguran que en su salida entregue los mismos valores que se ingresan en su entrada. Allí, finalmente llegarán los pulsos de disparos que será 1 y 0 a los semiconductores IGBTs que serán S3 y S4, donde ambos tendrán su semiconductor negado para cuando estos adquiera un

pulso de disparo igual a 0, que se denominan como S3N y S4N. A continuación, se presentarán en la siguiente figura los pulsos de disparos resultantes de la modulación PWM en la interconexión 2.

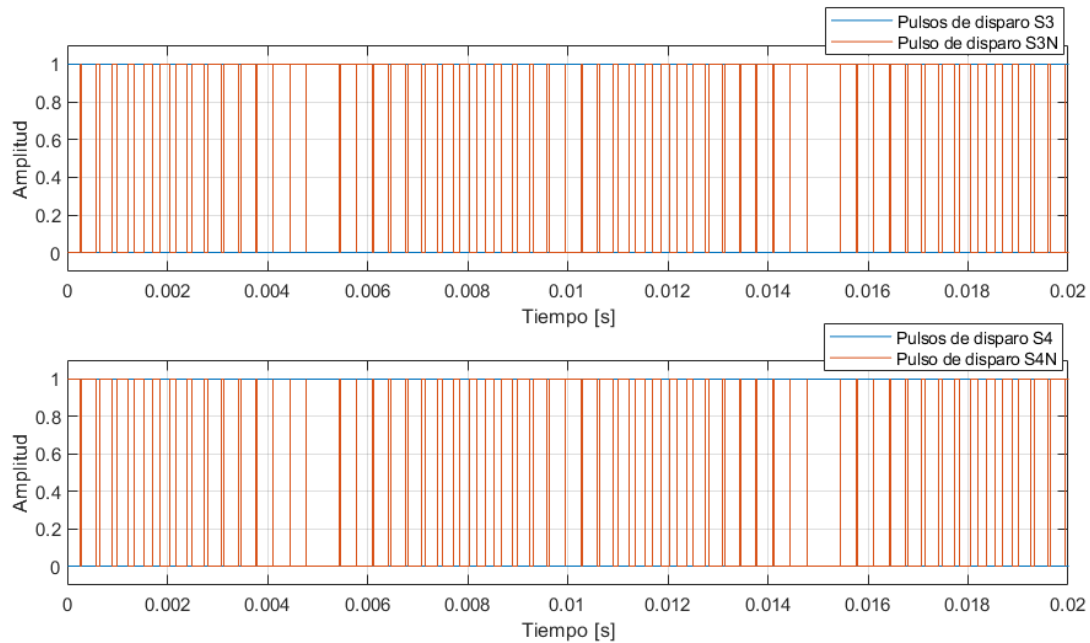


Fig 2.28. Pulsos de disparo de S3, S3N, S4 y S4N de la interconexión 2.
Fuente: Elaboración propia.

Finalmente se tendrá la modulación PWM para la conexión de los terminales externos de la nueva topología del MMSPC, que se implementó de la siguiente manera.

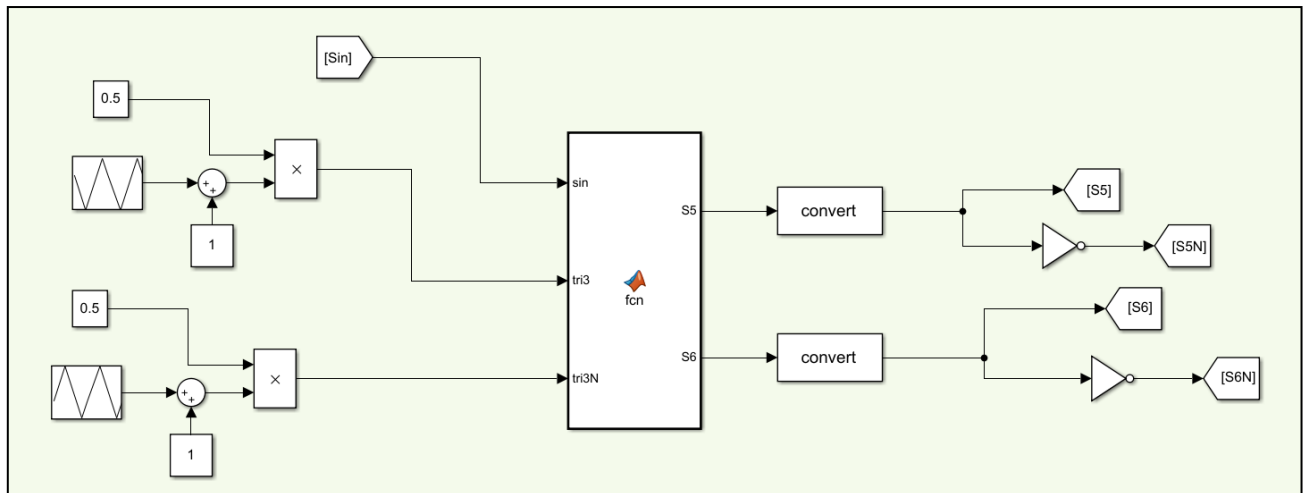


Fig 2.29. Modulación PWM de los terminales externos para la nueva topología MMSPC.
Fuente: Elaboración propia.

De la Fig. 2.30., se puede observar cómo se aplicó las modificaciones para este nuevo diseño que se mencionó anteriormente en la interconexión 1 y 2, donde ahora se tiene que tener en consideración un desfase con respecto a las señales de la segunda interconexión, ya que ahora la

conexión de los terminales externos se tendrá un desfase de 240° . Con el fin de prevenir que los tiempos de conmutación de los módulos de cada interconexión no ocurran simultáneamente, esto ayudara a que el voltaje se mantenga equilibrado entre los módulos conectados en serie-paralelo. Donde las señales para la modulación PWM de la conexión en los terminales externos se pueden visualizar en las siguientes figuras.

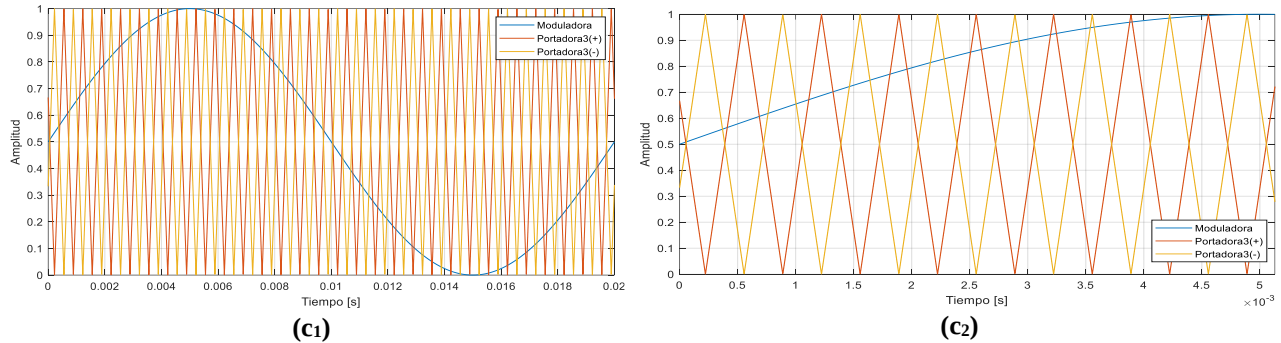


Fig 2.30. Modulación PWM terminales externos para nueva topología MMSPC (c1) y (c2).
Fuente: Elaboración propia.

De la Fig. 2.30., se puede observar un periodo de las señales a modular, donde posteriormente serán utilizadas para compararse entre ellas por medio del bloque de Matlab Function. El código responsable de realizar la comparación se mostrará a continuación:

```
function [S5, S6] = fcn(sin,tri3,tri3N)
if (sin>=tri3) && (sin>=tri3N)
    S5=1;
    S6=0;
else if (sin<=tri3) && (sin<=tri3N)
    S5=1;
    S6=0;
else
    S5=1;
    S6=1;
end
end
```

Fig 2.31. Código Matlab de comparación de señales para Modulación PWM en terminales externos.
Fuente: Elaboración propia

Donde en el código de la Fig. 2.31., se puede observar que se ingresa una función que recibe las 3 señales a comparar “sin, tri3, tri3N”, que luego en la siguiente línea de código se realiza un ciclo iterativo “if” donde acá se da la primera condición, que si la señal moduladora es mayor o igual a la señal portadora 3 y a su vez si la señal moduladora es mayor o igual a la señal portadora 3 negada, entonces a la salida del bloque de Matlab Function se enviaran pulsos de disparo donde S5 y S6 serán 1 y 0, es decir que el semiconductor 5 se encontrara cerrado y el semiconductor 6 se encontrara abierto, dando paso a la conexión serie positiva, luego en la siguiente línea del código, se realiza otra condición

en “else if”, donde acá se entrega la segunda condición, que si la señal moduladora es menor o igual a la señal portadora 3 y a su vez si la señal moduladora es menor o igual a la señal portadora 3 negada, entonces a la salida del bloque de Matlab Function se enviaran pulsos de disparos para S5 y S6, donde para esta ocasión tendrán la configuración 1 y 0 que se utilizó para el caso anterior, esto con el motivo de tomar la comparación cuando en el caso del MMSPC clásico se obtenía una conexión serie negativa, pero ahora considerarla como serie positiva ya que se tendrán todas las señales en el primer cuadrante, y por ultimo tenemos al final del código un “else” que antes ninguna de las condiciones anteriores, se tendrá una conexión en bypass en el lugar de una conexión paralelo, esto permitirá que se genere un corto circuito entre estos terminales proporcionando un camino directo para que el flujo de energía sea continuo entre la fuente y la carga, en la salida del bloque de Matlab Function se enviaran pulsos de disparo para S5 y S6 nuevamente, pero ahora con S5 igual 1 y S6 igual 1 o del caso contrario que S5 sea igual 0 y S6 sea igual 0.

Una vez comparadas las señales, los pulsos de disparos S5 y S6 que salen del Matlab Function, ingresaran a un bloque de Simulink llamado “data type conversion” el cuál realiza una conversión de datos de double a boolean, aseguran que en su salida entregue los mismos valores que se ingresan en su entrada. Allí, finalmente llegarán los pulsos de disparos que será 1 y 0 a los semiconductores IGBTs que serán S5 y S6, donde ambos tendrán su semiconductor negado para cuando estos adquiera un pulso de disparo igual a 0, que se denominan como S5N y S6N. A continuación, se presentarán en la siguiente figura los pulsos de disparos resultantes de la modulación PWM en la interconexión 2.

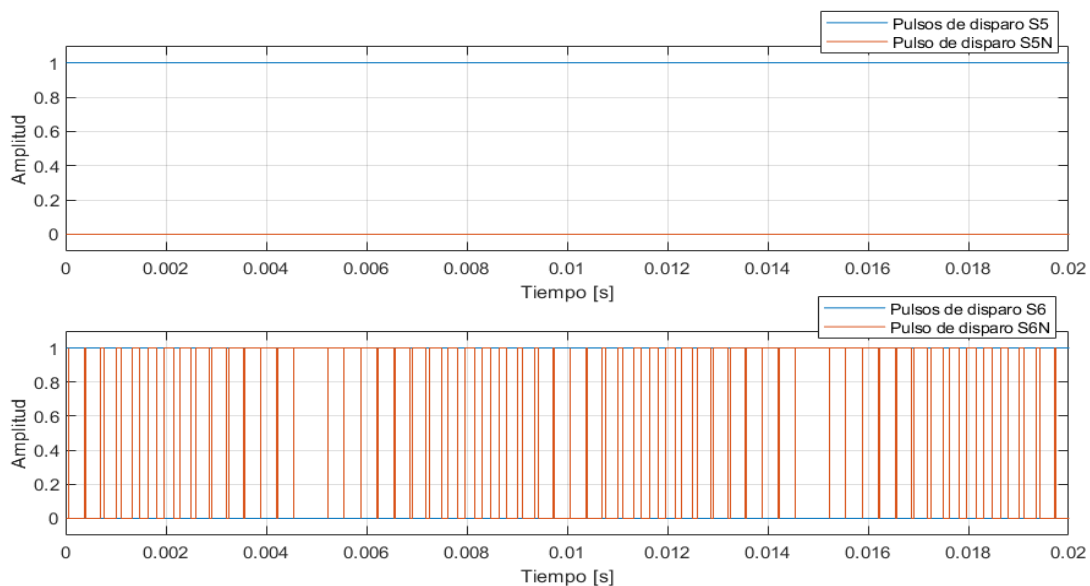


Fig 2.32. Pulsos de disparo de S3, S3N, S4 y S4N en los terminales externos.

Fuente: Elaboración propia.

En la siguiente figura se presentará la modulación PWM requerida por la nueva topología MMSPC, donde esta contiene la señal moduladora y las 2 portadoras por cada interconexión y terminal externo con sus respectivos desfases entre módulos.

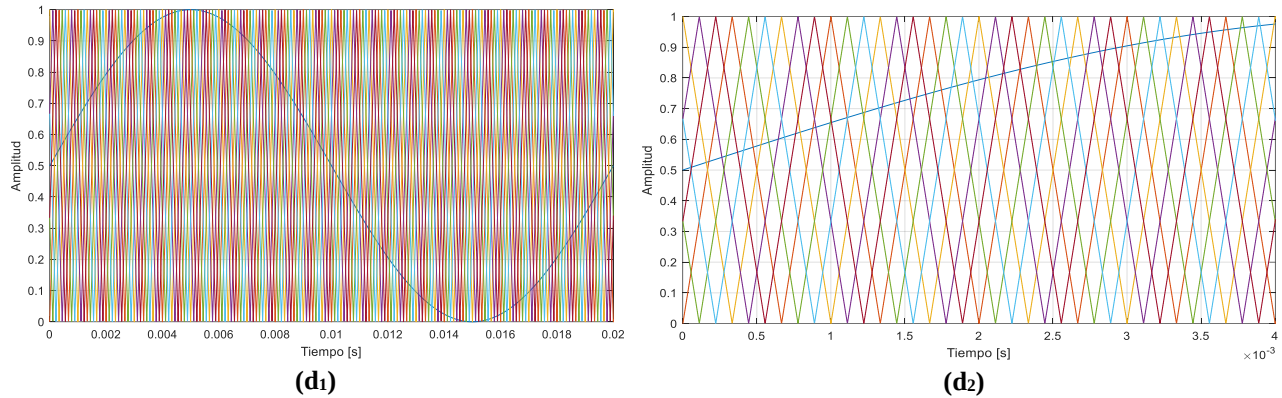


Fig 2.33. Modulación PWM para la nueva topología MMSPC (d1) y (d2).
Fuente: Elaboración propia.

e) MMSPC reducido:

En esta etapa, se implementará en Simulink el prototipo del convertidor MMSPC que se presentó anteriormente en la Fig. 2.3., de esta manera el convertidor implementado quedará de la siguiente forma.

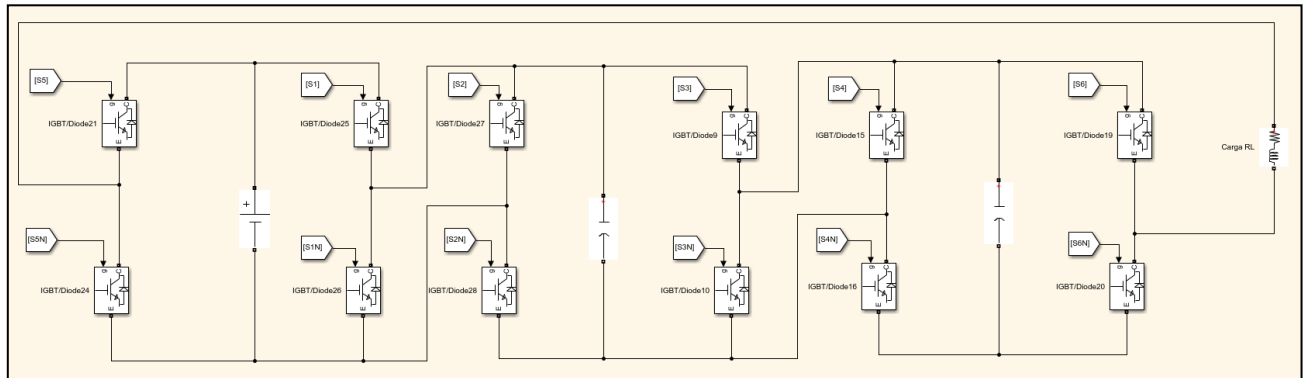


Fig 2.34. Implementación de la nueva topología MMSPC de 7 niveles con carga RL.
Fuente: Elaboración propia.

Donde de la Fig. 2.34., se puede identificar que se redujeron significativamente los semiconductores a utilizar, que si se compara con el diseño del MMSPC clásico de la Fig. 2.10 estas componentes se reducen a la mitad, pasando de 24 IGBTs a 12 IGBTs. A continuación, en las siguientes tablas se presentarán los estados de conmutación de los IGBTs que componen la nueva topología MMSPC, que serán controlados por la modulación PWM generada por cada interconexión y terminales externos anteriormente explicada en el apartado de a).

Tabla 2.4 Estados de conmutación de la interconexión 1 del MMSPC.
Elaboración propia.

Configuración primera interconexión	Estados de conmutación			
	S1	S2	S1N	S2N
<i>Serie +</i>	0	1	1	0
<i>Paralelo</i>	1	0	0	1

Tabla 2.5 Estados de conmutación de la interconexión 2 del MMSPC.
Elaboración propia.

Configuración segunda interconexión	Estados de conmutación			
	S3	S4	S3N	S4N
<i>Serie +</i>	0	1	1	0
<i>Paralelo</i>	1	0	0	1

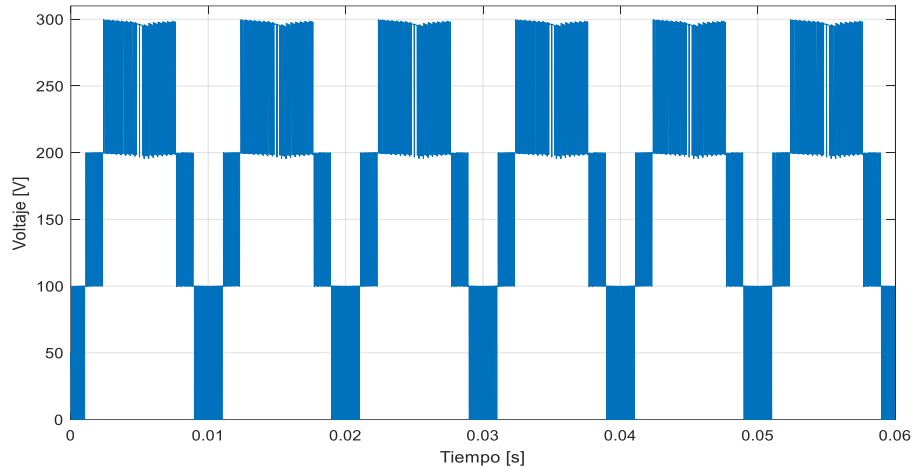
Tabla 2.6 Estados de conmutación de los terminales externos del MMSPC reducido.
Elaboración propia.

Configuración terminales externos	Estados de conmutación			
	S5	S6	S5N	S6N
<i>Serie +</i>	1	0	0	1
<i>Bypass +</i>	1	1	0	0
<i>Bypass -</i>	0	0	1	1

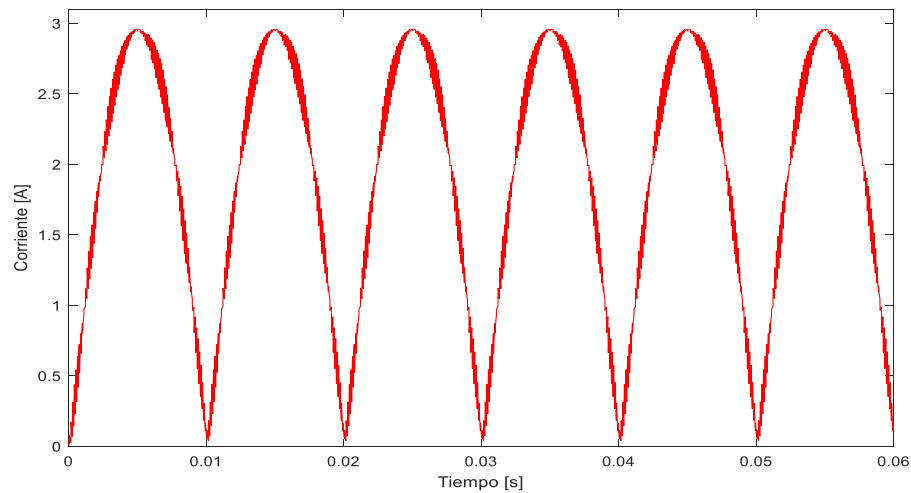
Como se había mencionado anteriormente, esta reducción de componentes traería ciertas limitantes a los resultados de voltaje y corriente de salida del convertidor, ya que, al tener una menor cantidad de semiconductores por módulos. Por ende, se estaría trabajando con un $(HH-B)^2$ por cada módulo, donde esta topología solo permite conmutar y obtener dos estados posibles, que son serie positivo y paralelo positivo, que entregaría como resultados de señales con solo su componente positiva

f) Carga:

A continuación, se presentarán las variables de interés, que son las señales de voltaje y corriente en la salida de este nuevo convertidor implementado, donde solo para la experiencia de comparar resultados se conectara una carga RL de 100 [Ω] y 10 [mH] a la salida de MMSCP.



(e1)



(e2)

Fig 2.35. Variables eléctricas en la salida de la nueva topología MMSPC con carga RL.

(e1) Voltaje de salida del MMSPC con carga RL. (e2) Corriente medida en la salida del MMSPC con carga RL

Fuente: Elaboración propia.

Se puede observar en la Fig. 2.35., que lo comentando anteriormente se cumple en su totalidad, obteniendo solo resultados con semiciclos positivos como se esperaba. Pero, esta modificación estaría afectando a las condiciones de operación necesarias para validar este diseño. Aun así, teniendo como resultado un voltaje de 7 niveles en la carga conectada a la salida del convertidor, donde en la siguiente figura se puede observar las diferencias de sus variables de interés.

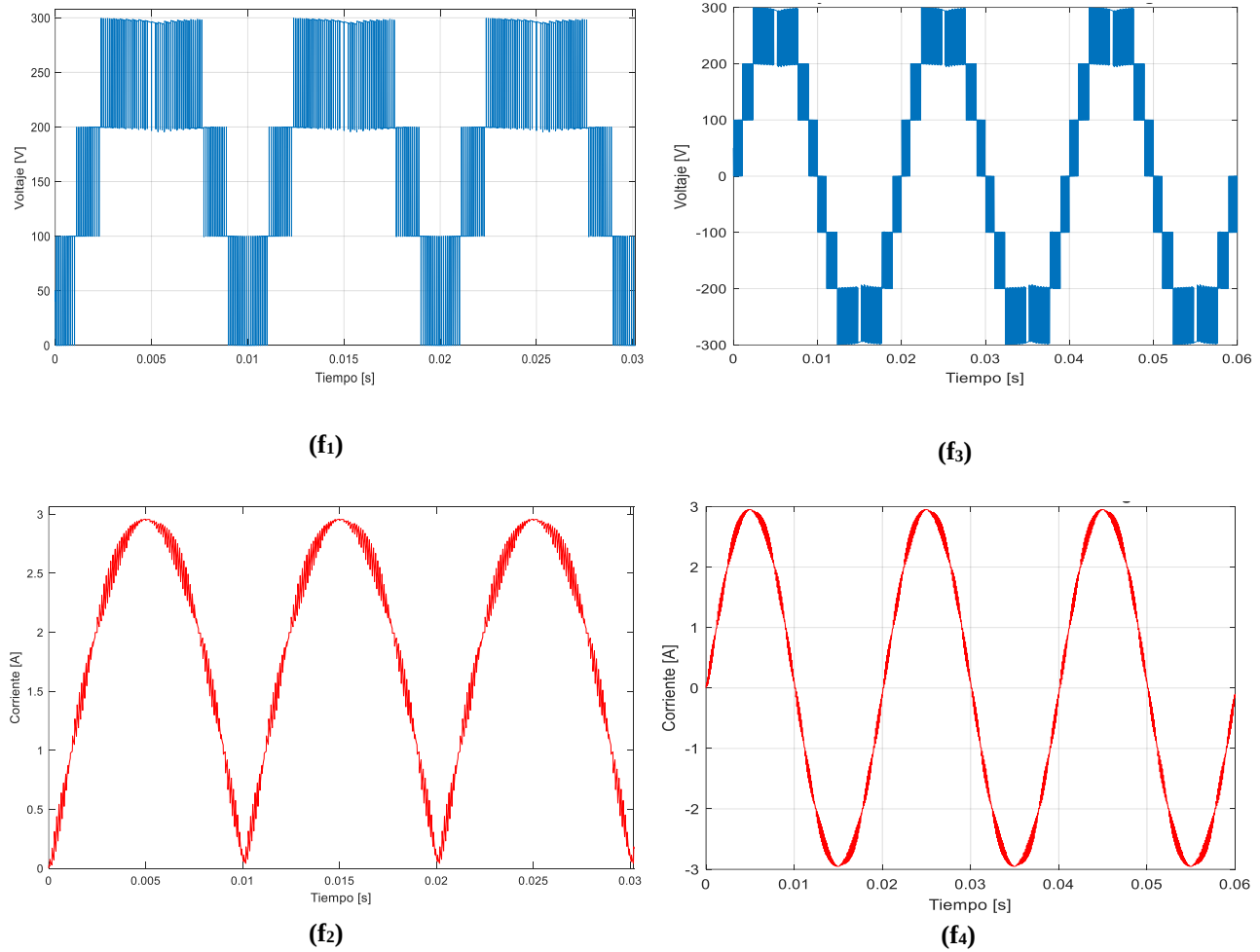


Fig 2.36. Variables eléctricas en la salida de la carga RL de la nueva topología MMSPC vs MMSPC clásico. (f1) Voltaje de salida de la nueva topología MMSPC. (f2) Corriente medida de la nueva topología MMSPC. (f3) Voltaje de salida del MMSPC clásico. (f4) Corriente medida del MMSPC clásico.

Fuente: Elaboración propia.

Es por esto, que será necesario aplicar alguna estrategia de diseño adicional que pueda corregir la falta del semiciclo negativo que se obtuvo al reducir componentes pasivos del MMSPC y validar el prototipo. Es por esto que en el siguiente apartado se explicara la estrategia a implementar.

g) FH-H

En esta etapa, se presentará la estrategia a implementar para que esta nueva topología del MMSPC cumpla con los principios de operación del convertidor MMSPC clásico. Aquí, se propone conectar a los terminales externos del MMSPC 4 semiconductores IGBTs en forma de FH-B, con el propósito de recibir las señales positivas de la salida del MMSPC y obtener la componente negativa de esta señal. Esta estrategia, requerirá para su implementación conocer el instante en que la señal de corriente vaya a cruzar por cero. Esta información es gran importancia conocerla, ya que se sabe que

en ese instante se encuentra la mitad del periodo fundamental de las señales sinusoidales. Es decir, el momento que una señal sinusoidal ideal comienza su ciclo negativo. Es por esto que, para poder identificar este punto crítico del cruce por cero, se utilizará un bloque de Simulink llamado “PLL” que se explicará más adelante. A continuación, se presentarán dos figuras que muestran cómo se implementó la topología del FH-B y su control para determinar el instante cuando la corriente cruza por cero.

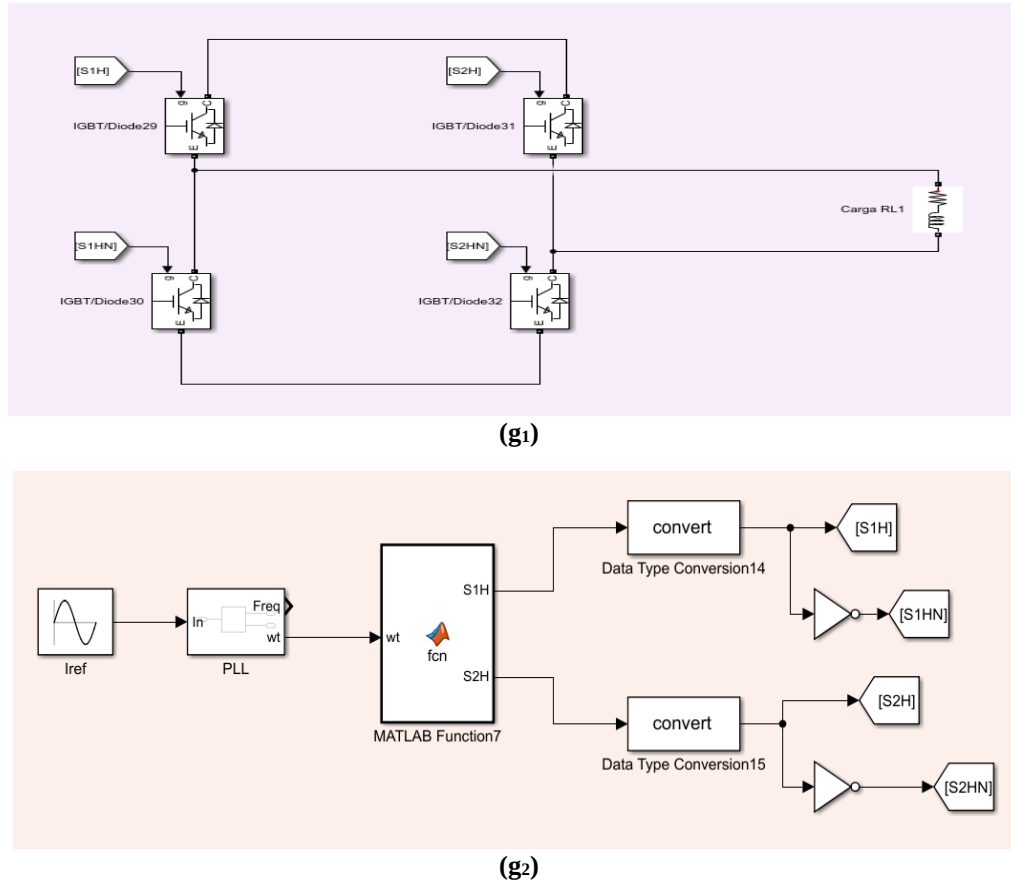


Fig 2.37. Implementación y estrategia de control/modulación del FH-B en Simulink.
(g1) Diseño de circuito FH-B implementado. (g2) Diagrama del control/modulación para indicar la conmutación de semiconductores del FH-B.

Fuente: Elaboración propia.

De acuerdo a las figuras presentadas anteriormente, en la Fig. 2.37.(g1), se presenta el diseño a implementar correspondiente a un FH-B conectado a la salida del MMSPC, que ayudara a cumplir las condiciones de operación del MMSPC clásico. Esto pues, al tener 4 semiconductores del tipo IGBTs conectados entre ellos, se pueden realizar configuraciones de tal manera que pueda generar señales con componentes positivas y negativas, que serán generadas por 4 estados de conmutación de los IGBTs, que se presentan a continuación en la siguiente tabla.

Tabla 2.7 Estados de conmutación para FH-B.
Elaboración propia.

Componente de la señal	Estados de conmutación			
	S1H	S2H	S1HN	S2HN
<i>Positiva</i>	1	0	0	1
<i>Negativa</i>	0	1	1	0

Con los estados de conmutación para las componentes positiva y negativa ya identificados, se podrá comprender de manera más clara cómo funcionará las conmutaciones cuando la corriente cruce por cero, dado esto, se puede observar de la Fig. 2.37.(g₂). El diagrama de bloques necesario para controlar/modular los IGBTs del FH-B, que este será independiente a la modulación PWM realizada para el MMSPC, dado que este control será utilizado exclusivamente para identificar según la señal de corriente que se tome como entrada en el bloque de la PLL. Para este caso, será una señal sinusoidal de corriente de 3[A] a una frecuencia fundamental de 50[Hz], a la salida del bloque PLL se encontrará una señal “wt” en radianes/segundos, que tendrá forma de una rampa ascendente. Esta señal, irá incrementando desde 0 a 2π que representa cuando una señal fundamental cumple un periodo. Esta señal de salida, contendrá la información del ángulo de disparo en radianes que se utilizará para comparar por medio de un bloque de Matlab Function cuando el ángulo de disparo “wt” sea menor o igual a π . En otras palabras, cuando la corriente alcance la mitad del periodo fundamental, y así poder entregar los pulsos de disparos hacia los IGBTs del FH-B donde estos conmutaran de acuerdo a la comparación del ángulo de disparo realizando sus estados de conmutación y obtener la componente negativa de la señal de voltaje y corriente que entrega la nueva topología MMSPC.

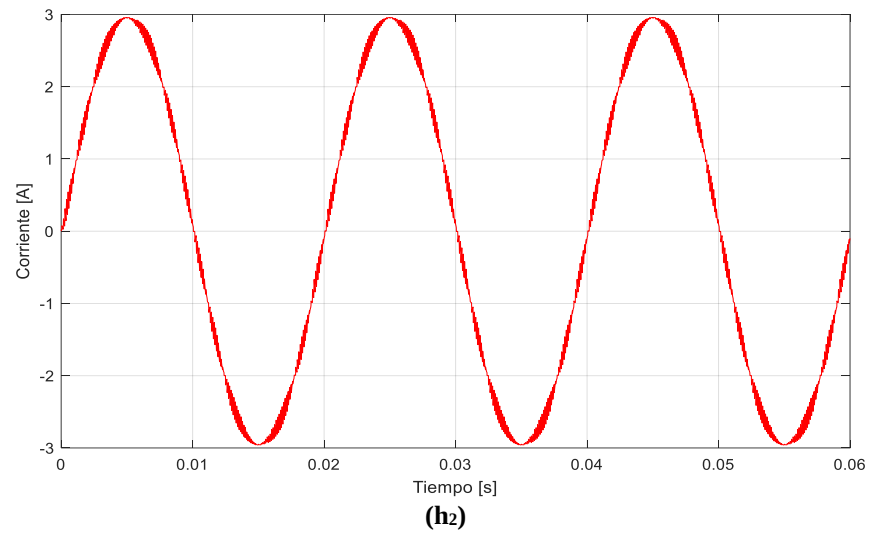
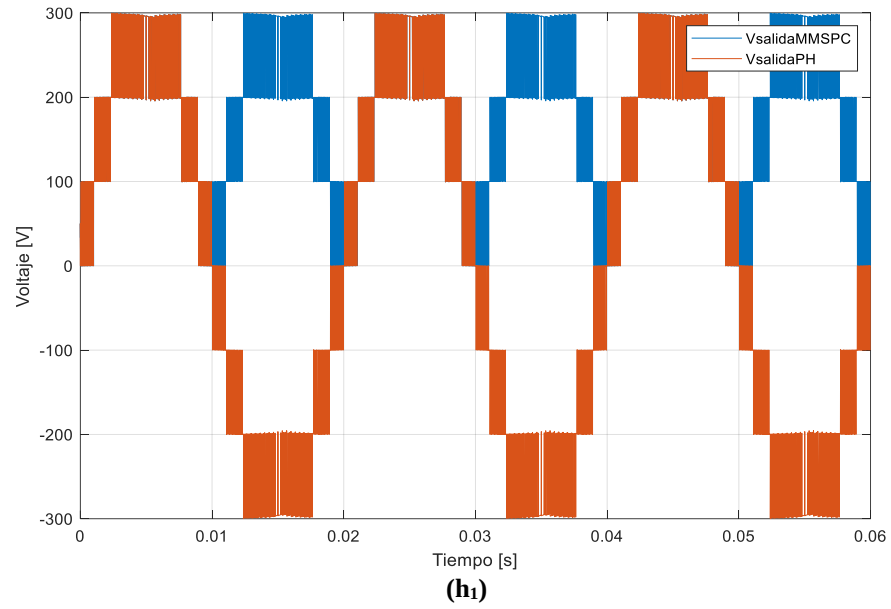


Fig 2.40. Variables eléctricas en la salida del prototipo final con carga RL.
(h₁) Voltaje de salida del MMSPC+(FH-B) con carga RL. (h₂) Corriente medida en la salida del MMSPC+(FH-B) con carga RL

Fuente: Elaboración propia.

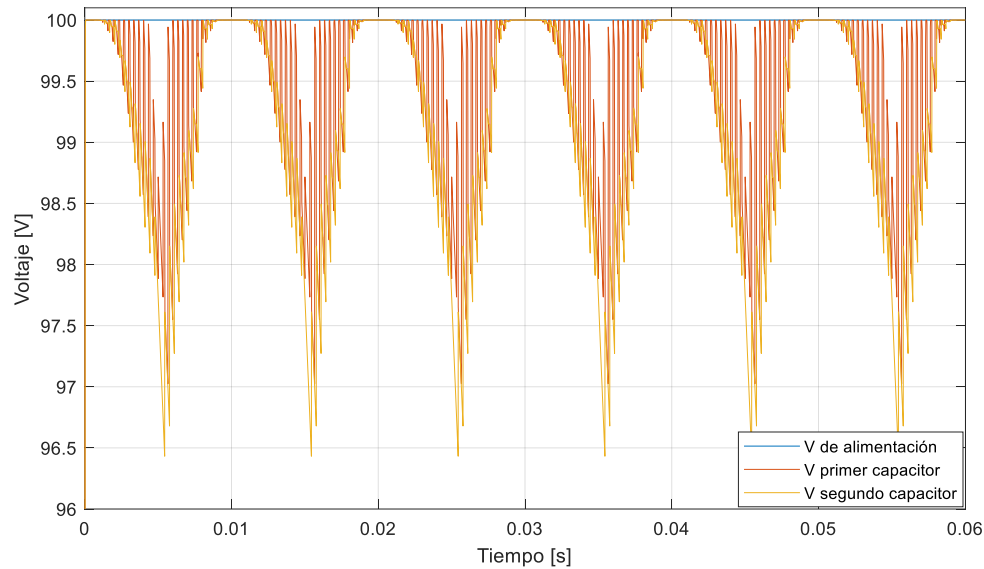


Fig 2.41. Voltaje de alimentación DC y voltajes en los capacitores de cada interconexión del MMSPC.
Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la Fig. 2.40.(h₁), el voltaje de salida del nuevo convertidor entrega 7 niveles de voltaje en su salida, pero esta vez siendo capaz incluir la componente negativa del voltaje después del cruce por cero, donde se encuentra la mitad del periodo fundamental, ósea en 0.01[s], donde en radianes equivale a π , equivalente al ángulo de disparo de la señal de corriente de referencia cruza por cero, que posteriormente cuando nuevamente cruce por cero en 2π , el FH-B debe conmutar de tal forma que entregue la componente positiva de la señal de voltaje, repitiéndose nuevamente la condición del ángulo de disparo.

Con respecto a la corriente medida a la salida del FH-B que se puede observar en la Fig. 2.40.(h₂), que el comportamiento de esta señal tiene un cierto parecido a una señal sinusoidal, esto se debe a que la carga conectada contiene elementos resistivos e inductivos, donde este último es el responsable de esta alteración, ya que se opone al cambio de corriente en el tiempo.

En la Fig. 2.41. se puede observar que los voltajes en los capacitores de cada interconexión logran alcanzar la amplitud de la fuente DC, siendo estos capaces de balancearse gracias a la conexión serie-paralelo del MMSPC, considerando que en ciertos instantes sus voltajes descienden en 3.35[V] aproximadamente, esta caída de tensión puede estar asociada a la reducción de componentes en el MMSPC. De acuerdo a las figuras presentadas anteriormente, se puede validar este prototipo en L.A ya que estaría cumpliendo las condiciones de operación del MMSPC clásico.

2.3.3 MSPC reducido con FH-B en L.C.

Ya implementado y validado la nueva topología MMSPC en L.A., se dará paso a realizar la simulación en Simulink en L.C, para validar completamente las condiciones de operación, donde se realizarán estrategias de control que sean capaces de responder ante diferentes condiciones de operación, que garantice una estabilidad del sistema cuando ocurran cambios dinámicos, como, por ejemplo, si se aumenta o disminuye de la carga conectada, las propias conmutaciones del MMSPC o cambios de referencia asociados a la modulación PWM.

Teniendo en consideración el ajuste para esta simulación en L.C, se dará inicio con la segunda implementación del convertidor en Simulink, donde las condiciones de diseño del MMSPC y estrategias de modulación no cambiarán para esta simulación, por ende, se aludirán a las figuras y resultados de la simulación en L.A.

i) Modulación y control requerido para el MMSPC propuesto

Para este apartado, la modulación a implementar será la misma que se utilizó para la simulación en L.A, solo que ahora, la señal moduladora será entregada por el controlador propuesto, como se puede observar en la Fig. 2.6., donde estas estrategias deben ser capaces de responder frente a variaciones dinámicas que ocurran en el sistema global del MMSPC.

De acuerdo al diseño anteriormente presentado en la Fig. 2.39. donde se dispone de semiconductores asociados al MMSPC y semiconductores asociados al FH-B que son conmutados estratégicamente por la modulación PWM, con el propósito de obtener señales de voltajes y corriente a la salida una carga RL lo más sinusoidal posible, donde ahora, se dará comienzo a la primera elaboración de una estrategia de control, que utiliza un controlador P.I, es por esto que se deberá diseñar e implementar en Simulink la primera modulación PWM para la interconexión 1 en L.C.

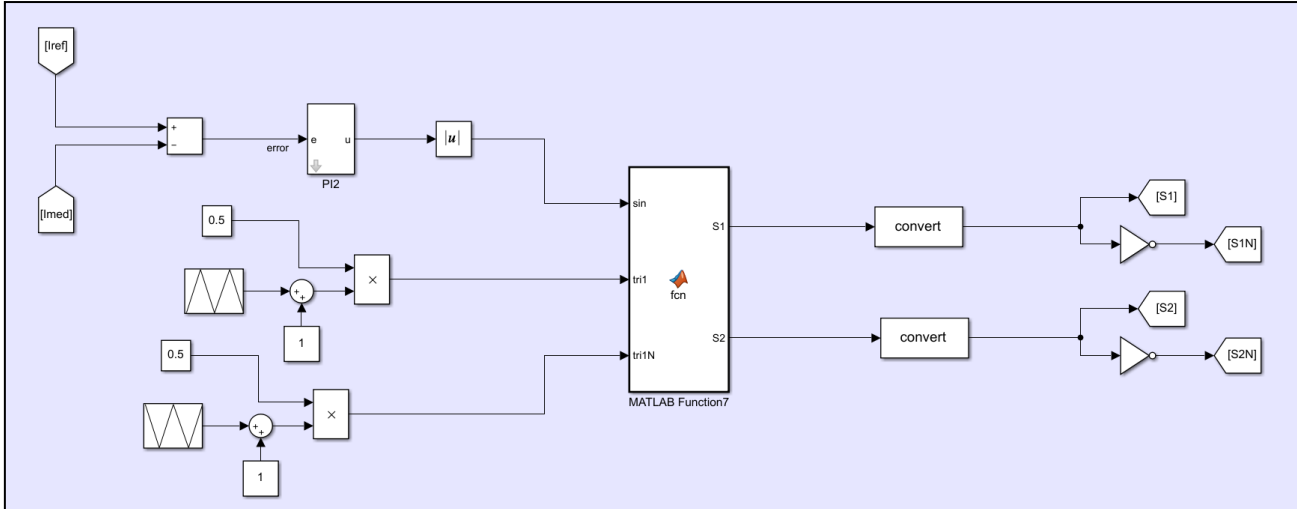


Fig 2.42. Modulación PWM y control P.I para primera interconexión.
Fuente: Elaboración propia.

Donde las demás interconexiones tendrán la misma estructura de la figura anterior, solo con la consideración de desfasar las portadoras entre módulos conectados en serie, donde esta consideración se presentó en la ecuación (3), una vez con esto en consideración se comenzará a analizar la estructura del controlador P.I. su función de transferencia se presentó en la ecuación (5).

Donde es necesario conocer en primera instancia la planta del sistema, dado que para determinar los parámetros del controlador P.I se utilizará la herramienta de Matlab llamada “rltool”, que se encarga de encontrar el lugar geométrico del controlador a implementar, ingresando la función de transferencia de la planta. A continuación, se determinará la función de transferencia de la planta del sistema en el plano de Laplace aplicando un LVK al circuito con carga RL conectada al sistema monofásico.

$$V_C(t) = \frac{L * di(t)}{dt} + i(t) * R \quad (7)$$

Aplicando transformada de Laplace, la planta quedaría.

$$V_C(s) = (L * s + R) * i(s) \quad (8)$$

Reescribiendo el voltaje den la carga.

$$V_{DC} * N^{\circ}_{modulos} * m = (L * s + R) * i(s) \quad (9)$$

Donde el voltaje DC es de 100[V], el número de módulos igual a 3 y el índice de modulación es unitario.

$$100 * 3 = (L * s + R) * i(s) \quad (10)$$

Despejando para la corriente y remplazando los valores de la carga, se obtiene la función de transferencia en el plano de Laplace de la planta.

$$i(s) = \frac{300}{(L * s + R)} \quad (11)$$

$$i(s) = \frac{300}{(10 * e^{-3}s + 100)} \quad (12)$$

Con la planta ya definida, se podría utilizar el comando “rltool” de Matlab, donde se ingresará la función de transferencia y se comenzará a elaborar el controlador P.I en el lugar geométrico de la raíz identificando sus polos y ceros, con finalidad de obtener sus parámetros de construcción para utilizar en la simulación de Simulink.

Para este diseño del P.I, se deberá agregar un integrador y un cero real, de esta forma se obtendrá el controlador P.I, que se presentará en la siguiente figura.

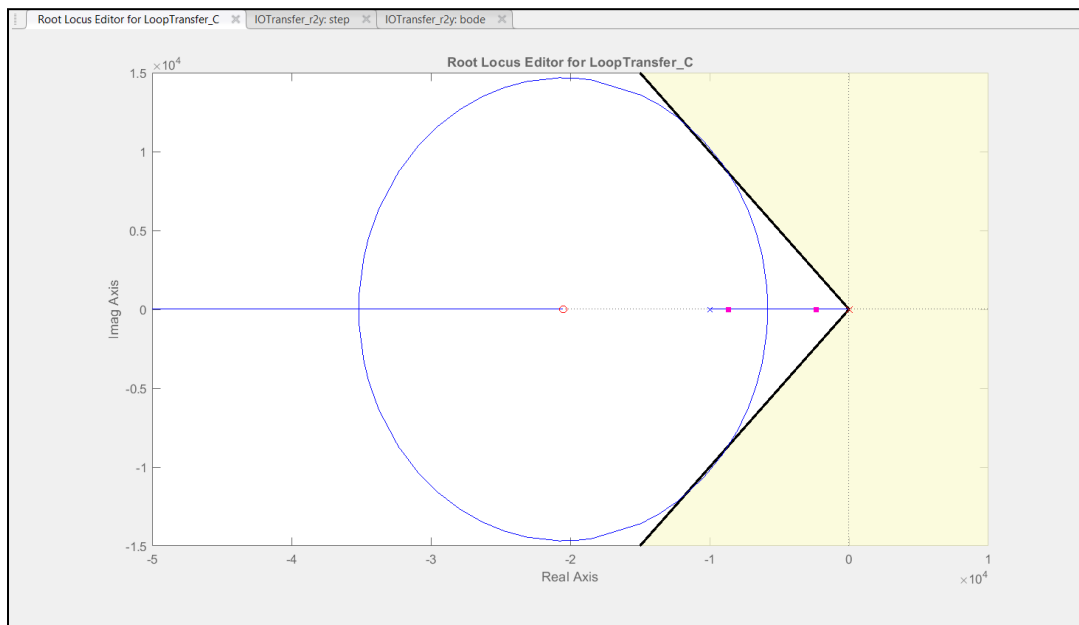


Fig 2.43. Lugar geométrico de las raíces para el controlador P.I.
Fuente: Elaboración propia.

Donde la función de transferencia que entregada es.

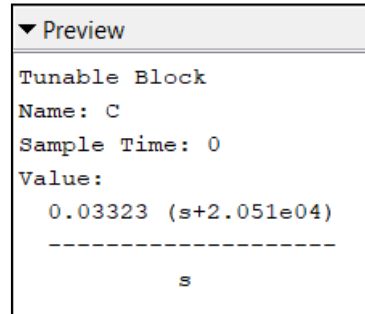


Fig 2.44. Función de transferencia controlador P.I.
Fuente: Elaboración propia.

Donde esta función de transferencia es igual a la que se presentó en la ecuación (5), solo que hay que realizar un trabajo algebraico para llegar a la expresión de la figura anterior.

$$C_{PI}(s) = \frac{Kp(1 * s + 1/Ki)}{s} \quad (13)$$

$$C_{PI}(s) = \frac{Kp * s + Ki}{s} \quad (14)$$

$$C_{PI}(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (15)$$

Llegando a la misma expresión que la ecuación (5). Entonces utilizando la ecuación (13) para ingresar estos parámetros al controlador de simulación.

$$C_{PI}(s) = \frac{0.03323 (s + 2.051e^4)}{s} \quad (16)$$

Para este control, se realizó a una frecuencia de corte de 353 [Hz] aproximadamente, que fue ajustada según el diseño del controlador, en la siguiente figura se puede observar el diagrama de bode cuando su magnitud desciende los 3[db] encontrara la frecuencia de corte.

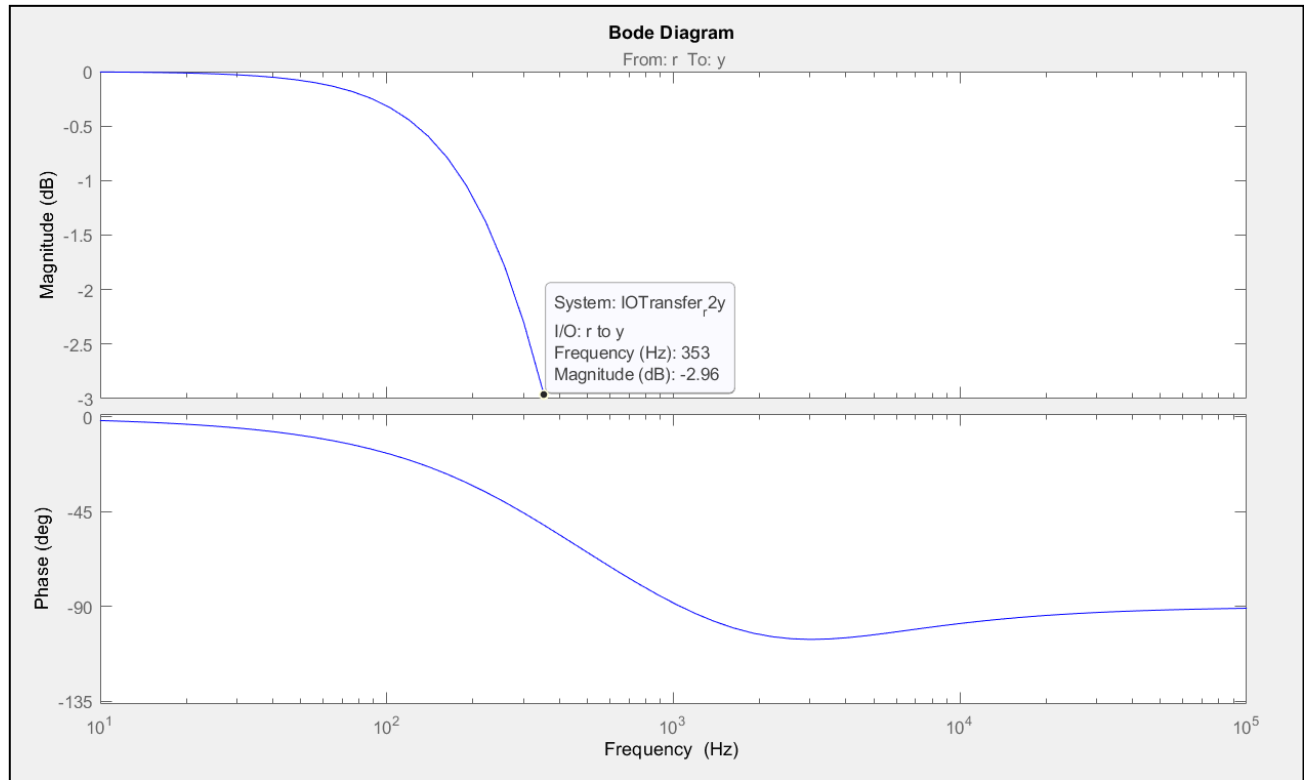


Fig 2.45. Diagrama de bode del controlador P.I.
Fuente: Elaboración propia.

Donde con los parámetros de la ecuación (16), se ingresarán al bloque P.I de simulación que tendrá un subsistema interno que guardará las variables que se ingresen, el subsistema interno se presentará en la siguiente figura.

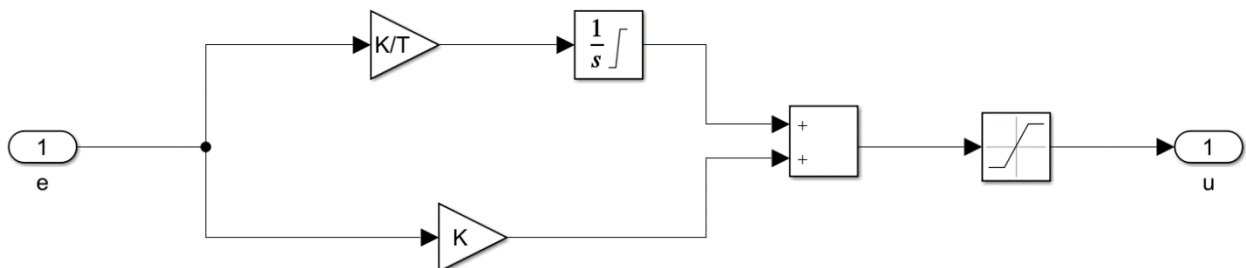


Fig 2.46. Diseño del subsistema para contralor P.I en Simulink.
Fuente: Elaboración propia.

Donde, se ingresará los parámetros que se obtuvo de la ecuación (16), en esta ventana creada para realizar de manera más rápida el control, además mencionar que el parámetro de saturación no debe superar el índice de modulación que es 1

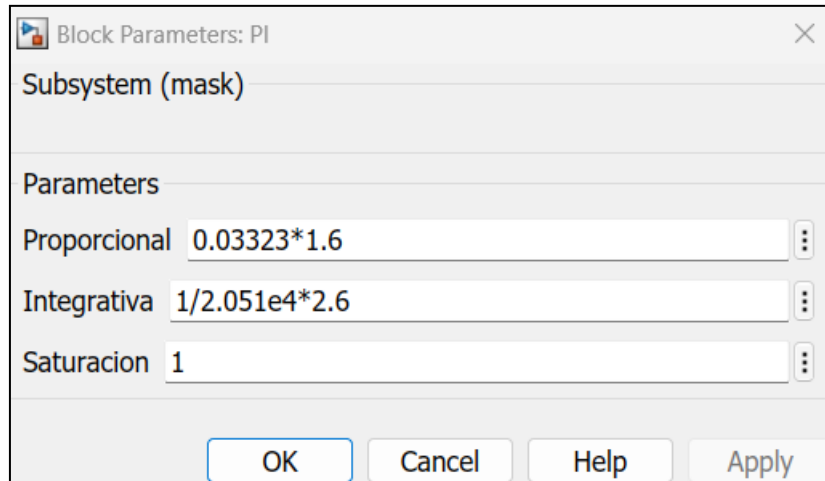


Fig 2.47. Parámetros del subsistema del controlador P.I.
Fuente: Elaboración propia.

Ya terminado de sintonizar el P.I, ahora, se dará comienzo a la segunda elaboración de estrategia de control, que utiliza un contralor P.I.R, donde la condición de diseño fue explicada en el aparato de teoría. Como se fue propuesto en la ecuación (6), el diseño de este controlador dependerá de un componte adicional de resonancia, como su propia ganancia de resonancia y función de transferencia con a una frecuencia de resonancia. Este diseño de control considera la parte proporcional e integral del control P.I anteriormente diseñado, es por esto que deberá diseñar por independiente la componente negativa, donde la función de transferencia para el controlador resonante que queda de la siguiente manera.

$$C_R(s) = K_r * \frac{s^2 + 2 * \xi * \omega_n * s * \omega_n^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (17)$$

Donde, se debe identificar los polos y ceros de este controlador de grado 2, ya que contendrá polos y ceros complejos conjugados, que se presentan a continuación en la siguiente figura.

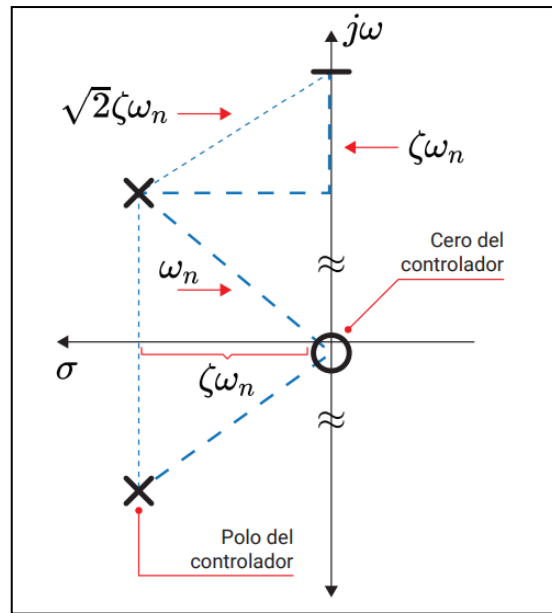


Fig 2.48. Ubicación de los polos y ceros de la parte resonante del controlador resonante.
Fuente: [12].

Ya conociendo las condiciones de diseño del controlador resonante, se podrá encontrar su LGR con el comando “rltool” de Matlab, donde ya se conoce la planta, entonces solo se debe sintonizar a la función de transferencia de la ecuación (17), en la siguiente figura se mostrará el LGR determinado por el controlador.

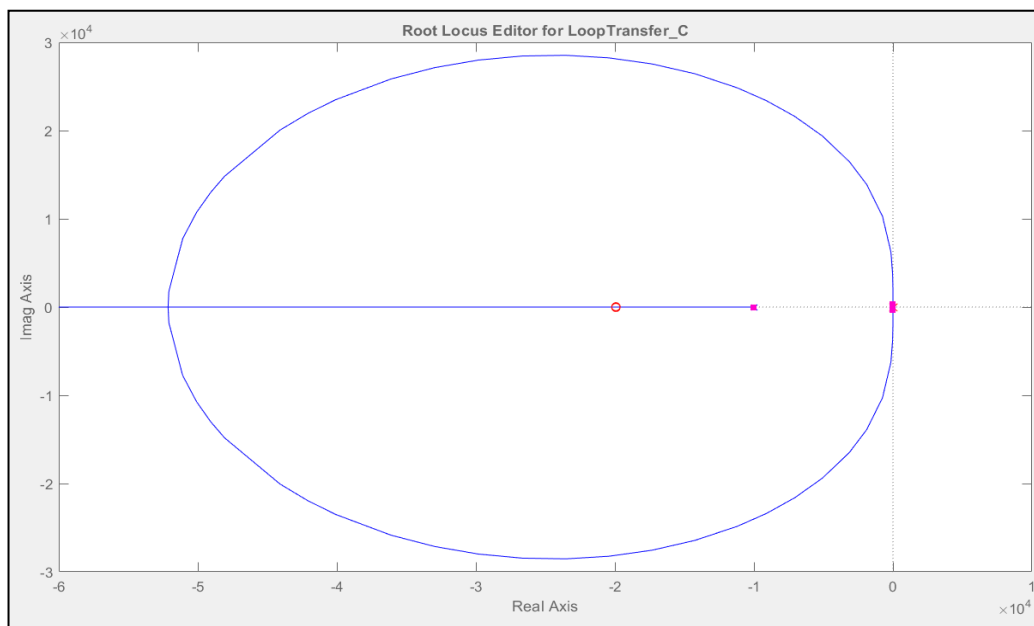


Fig 2.49. Lugar geométrico de las raíces para el controlador Resonante.
Fuente: Elaboración propia.

Donde la función de transferencia que entregada es.

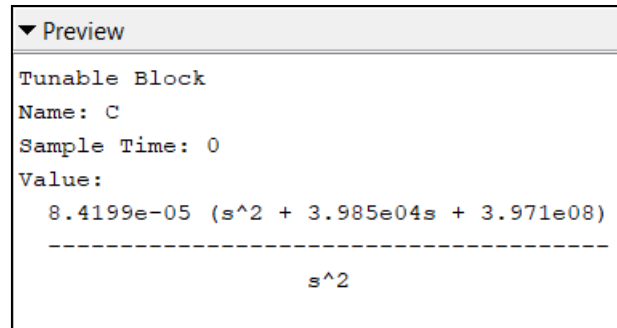


Fig 2.50. Función de transferencia controlador Resonante.
Fuente: Elaboración propia.

Donde esta función de transferencia es igual a la que se presentó en la ecuación (17), solo que la frecuencia de resonancia deberá ser ajustada a la frecuencia fundamental que será $\omega_0 = 2 * \pi * 50$ [Hz].

Donde sí remplazamos estos parámetros en la ecuación (17), tendríamos el controlador resonante listo para implementar en Simulink.

$$C_R(s) = 8.4119e^{-5} * \frac{s^2 + 3.985e^4 s + 3.971e^8}{s^2 + (2 * \pi * 50)^2} \quad (18)$$

Para este control resonante, que se realizó a una frecuencia resonancia de 50 [Hz] aproximadamente, que fue ajustada según el diseño del controlador resonante, en la siguiente figura se puede observar el diagrama de bode que cuando alcanza la frecuencia fundamental, tiende a dispararse, donde en este punto asegura una ganancia infinita para que el error en estado estacionario en el sistema sea lo más cercano a cero.

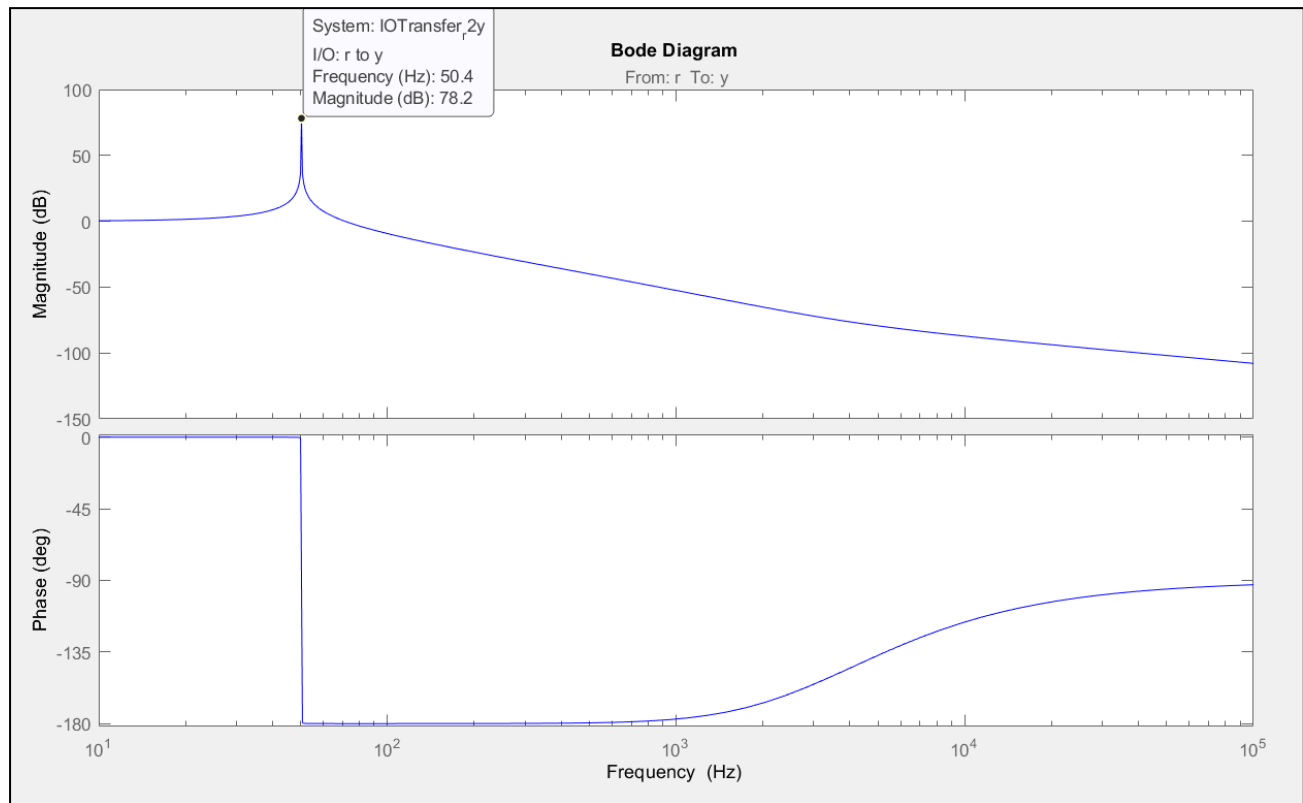


Fig 2.51. Diagrama de bode del controlador Resonante.
Fuente: Elaboración propia.

Donde con los parámetros de la ecuación (18) y además de la ecuación (16), se ingresarán al bloque compuesto por su parte proporcional-integral-resonante de simulación que tendrá un subsistema interno que guardará las variables que se ingresen, el subsistema interno se presentará en la siguiente figura.

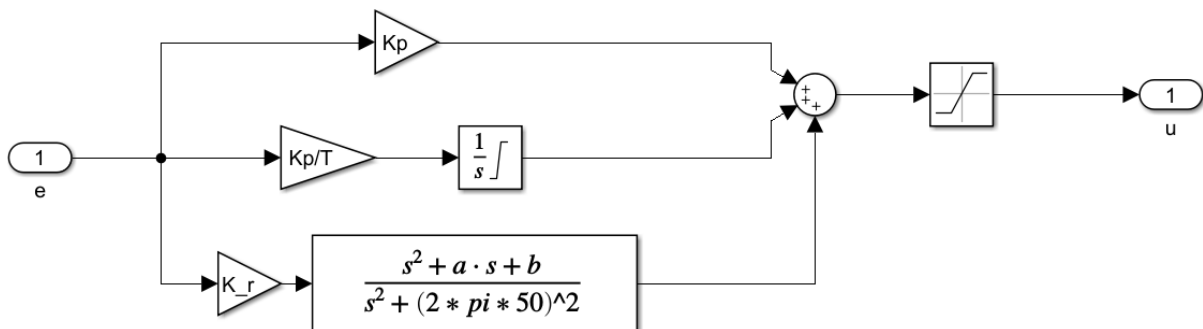


Fig 2.52. Diseño del subsistema para controlador P.I.R en Simulink.
Fuente: Elaboración propia.

Donde, se ingresarán los parámetros que se obtuvo de la ecuación (16) y (18), en esta ventana creada para realizar de manera más rápida el control, además mencionar que el parámetro de saturación no debe superar el índice de modulación que es 1.

Fig 2.53. Parámetros del subsistema del controlador P.I.R.
Fuente: Elaboración propia.

Con estos parámetros ya ingresados al sistema, se puede asegurar que el error en estado estacionario será aproximadamente 0, a continuación, se realizaran pruebas de simulación con esta implementación de estrategias de control donde analizaran su desempeño.

j) Resultados

En este apartado se desea comparar el desempeño en L.C donde se implementarán las estrategias de control anteriormente vistas en Simulink, obteniendo resultados del desempeño del MMSPC reducido, donde se compararán variables eléctricas de interés para evaluar desempeño de los controladores P.I y P.I.R ante la reducción de componentes del convertidor.

Una de las variables a medir de gran interés es el voltaje en la salida del convertidor reducido, donde se conectará una carga RL en la salida del FH-B, donde se espera obtener un desempeño del sistema más eficiente, es por esto que los resultados en L.C. son de gran interés. A continuación, en la siguiente figura se presentará el voltaje en la carga del MMSPC reducido con FH-B.

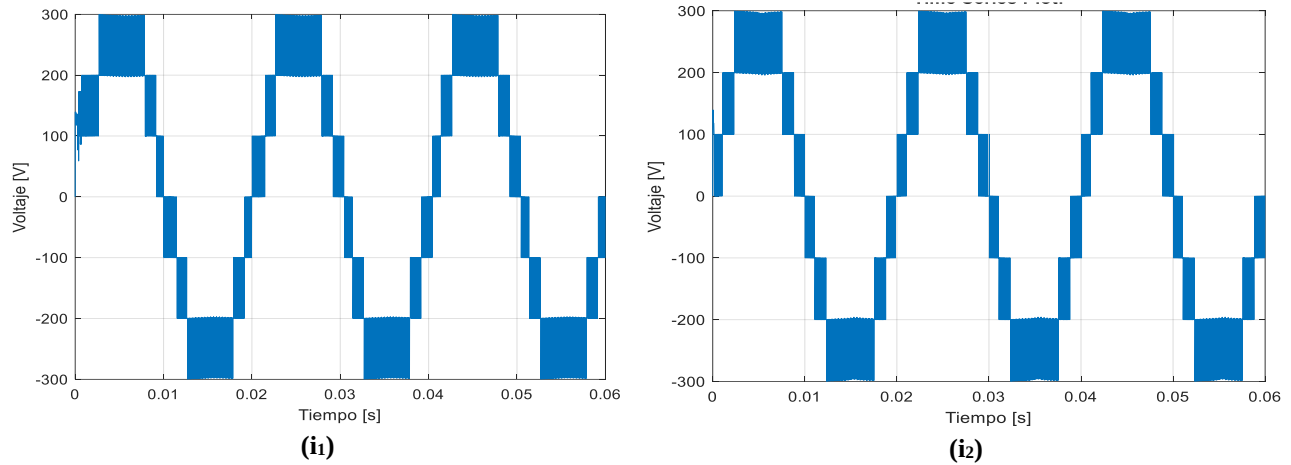


Fig 2.54. Voltajes en la salida del MMSPC conectado a una carga RL EN L.C.
(i1) Voltaje en la carga RL usando control P.I. (i2) Voltaje en la carga RL usando control P.I.R

Fuente: Elaboración propia.

Otra de las variables a medir de interés, es la corriente en la salida del convertidor reducido, donde se conectará una carga RL en la salida del FH-B. A continuación, en la siguiente figura se presentará las corrientes en la carga del MMSPC reducido.

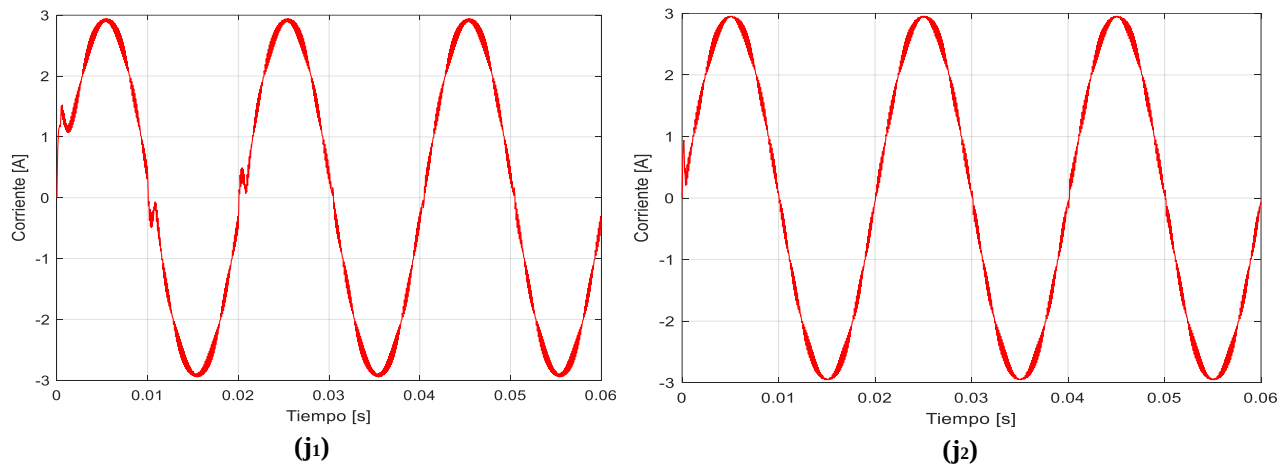


Fig 2.55. Corriente en la salida del MMSPC conectado a una carga RL EN L.C.
(j1) Corriente medida en la carga RL usando un controlador P.I. (j2) Corriente medida en la carga RL usando un controlador P.I.R

Fuente: Elaboración propia.

Otra de las variables a medir de interés, es el error en estado estacionario de las señales de corriente que ingresan al control en L.C, donde la comparación de las corrientes medida y de referencia permiten el error que será utilizado para posteriormente como entrada para la estrategia de modulación. A continuación, en las siguientes figuras se presentarán la comparación de corriente de

referencia y medida para indicar que el control es capaz de adaptarse al sistema, además de obtener el error en estado estacionario que se desea aproximar a cero.

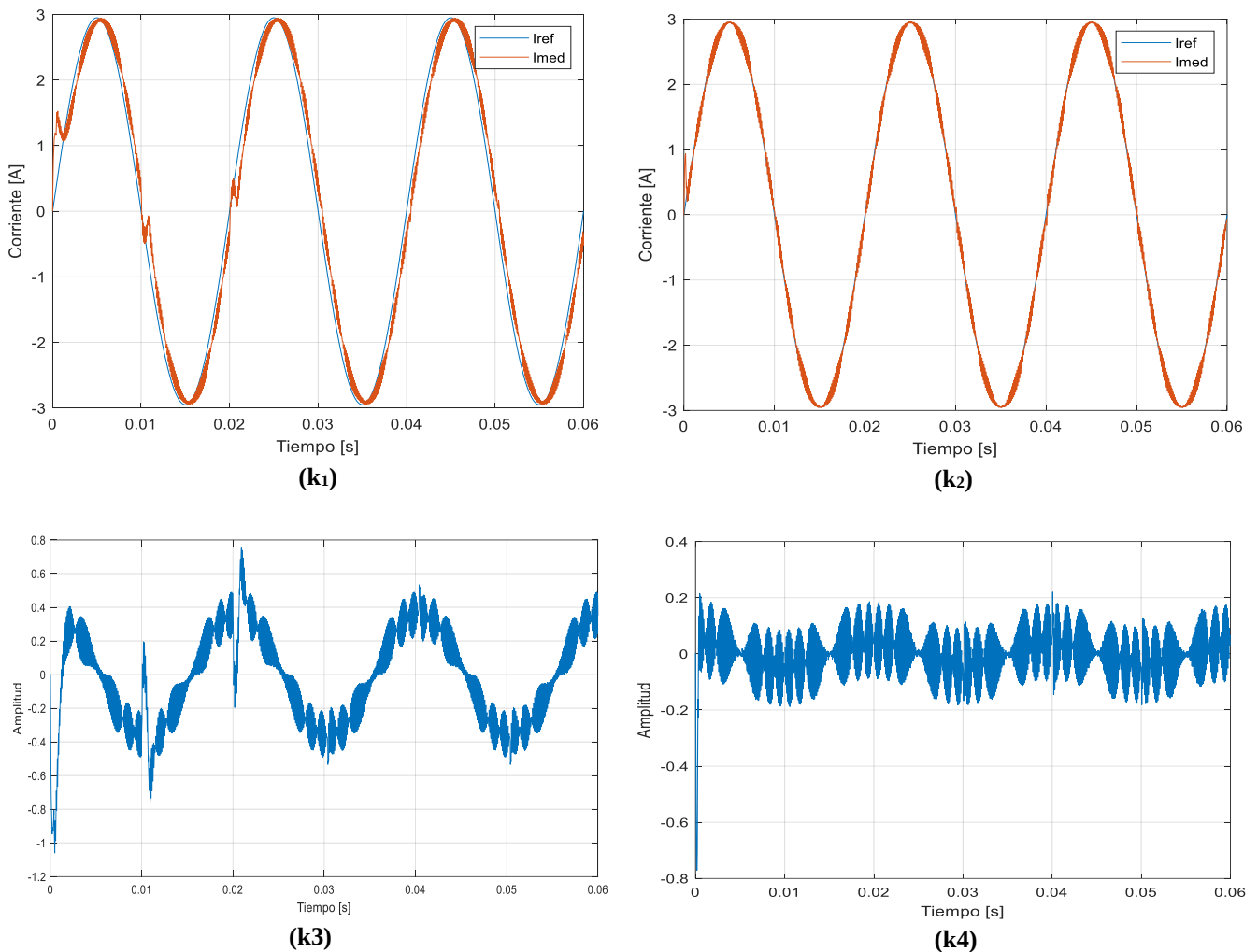


Fig 2.56. Señales de corriente y operación de los controladores.

(k1) Corriente medida y de referencia para control P.I. (k2) Corriente medida y de referencia para control P.I.R (k3)

Error en estado transiente/estacionario del sistema con control P.I. (k2) Error en estado transiente/estacionario del sistema con control P.I.R.

Fuente: Elaboración propia.

Por último, el control implementando para controlar el sistema, entregara una señal moduladora que ingresara al bloque de modulación PWM, por ende, que es el que se encarga de controlar los semiconductores por medio de pulsos de disparos, es por esto que es importante que el control en L.C sea lo más preciso posible, ya que, si la señal que entrega para ser modulada, contiene ciertas alteraciones, afectara al rendimiento del convertidor, lo que generaría perdidas asociadas al sistema. Es por esto que la otra variable de interés es modulación PWM en cada interconexión del MMSPC, para corroborar el control sea capaz de asegurar estabilidad al sistema

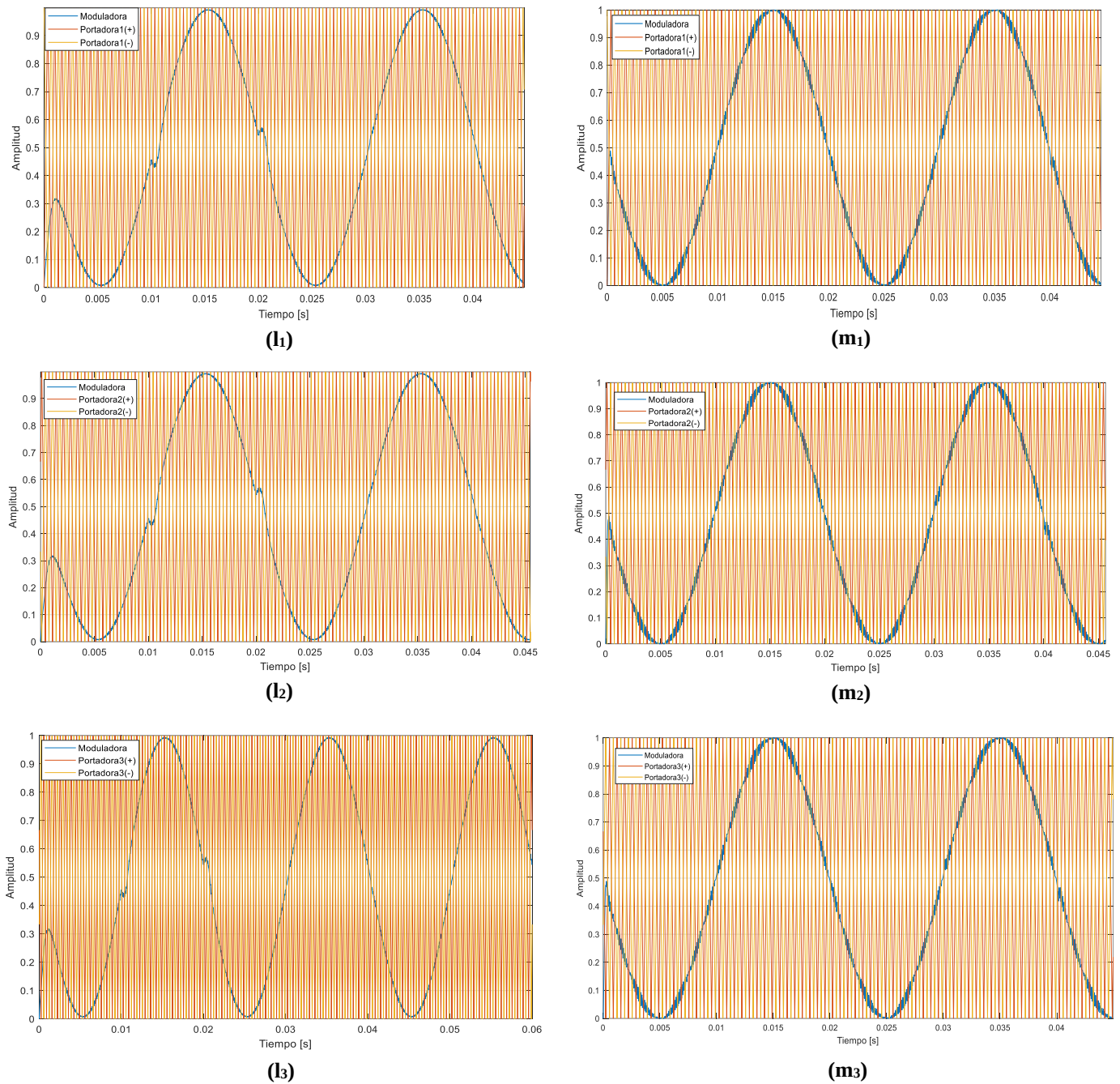


Fig 2.57. Modulación PWM obtenida por control en L.C.

(l1) Modulación PWM interconexión 1 con controlador P.I. (l2) Modulación PWM interconexión 2 con controlador P.I.

(l3) Modulación PWM a los terminales externos con controlador P.I. (m1) Modulación PWM interconexión 1 con controlador P.I.R.

(m2) Modulación PWM interconexión 2 con controlador P.I.R. (m3) Modulación PWM a los terminales externos con controlador P.I.R.

terminales externos con controlador P.I.R.

Fuente: Elaboración propia.

A partir de los resultados obtenidos anteriormente, existe una evidente disminución de la oscilación del error cuando ocurre el estado transiente del sistema al utilizar un control P.I.R., reduciendo en un 50% en comparación cuando se utilizo un control P.I., analizando la figura 2.56.(k_3) y (k_2), la primera presenta una variación de oscilación de amplitud entre -0,4 y 0,4 de error, mientras que la segunda presenta una variación de oscilación de amplitud entre -0,2 y 0,2 de error. Por otra parte, con respecto a los resultados obtenidos, de la figura 2.57.(l_1 , l_2 , l_3) se observa que al utilizar el control P.I.R. se tendrá una señal moduladora (sinusoidal) mas “ideal”, en cambio en la figura 2.57.(m_1 , m_2 , m_3) se observa que la señal moduladora que se obtiene al utilizar un control P.I., presenta una mayor oscilación, esta ocurre cuando cambia a un estado transiente, por ende al realizar esta comparación de señales moduladora y portadoras, se tendrá una modulación PWM con mayor presencia de distorsión armónica, ya que se estaría generando pulsos mas anchos o estrechos según la comparación entre estas señales, afectando mis variables de interés (voltaje, corriente de salida y la carga de baterías).

Estas comparaciones permiten llegar a una conclusión, que la implementación del controlador P.I.R beneficia en significativamente el desempeño del convertidor, ya que como se analizó anteriormente, el error en estado estacionario se reduce considerablemente. Esto es positivo ya que, por una parte, se redujeron las componentes del MMSPC volviéndolo más económico y compacto, y por otro lado se logra por medio de estrategias de control, modulación e implementación de un FH-B en la salida del MMSPC, que el sistema responda ante variaciones dinámicas que puedan ocurrir en la simulación de Simulink.

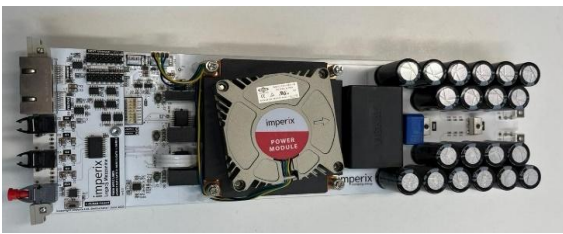
Capítulo 3. Validación de la propuesta en laboratorio y resultados

3.1 Implementación del MMSPC reducido en lazo abierto

a) Materiales y equipos utilizados.

La implementación de la propuesta del convertidor MMSPC en laboratorio permitirá obtener resultados experimentales de variables eléctricas de interés, con el propósito de comparar los resultados obtenidos en el apartado del capítulo 2, y así confirmar que esta propuesta se cumpla en su totalidad, afirmando la hipótesis planteada y validar esta nueva topología cumpliendo los requerimientos de operación que debe cumplir.

Esto se llevó a cabo en laboratorio del departamento del centro de energía, ya que cuenta con los equipos de hardware y software necesarios para elaborar esta nueva topología de convertidor MMSPC. A continuación, se mostrarán los materiales y equipos utilizados para la implementación física.



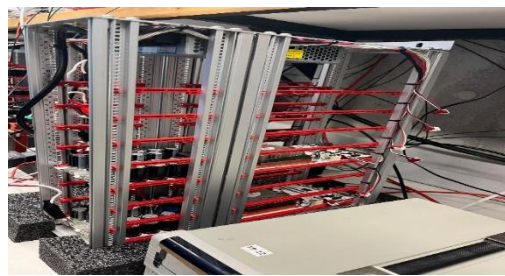
(a1)



(a2)



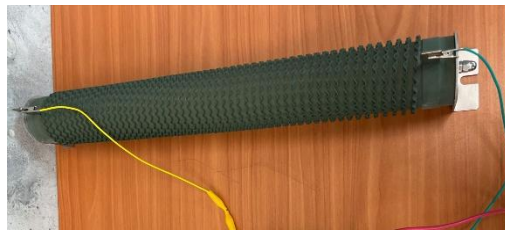
(a3)



(a4)



(a5)



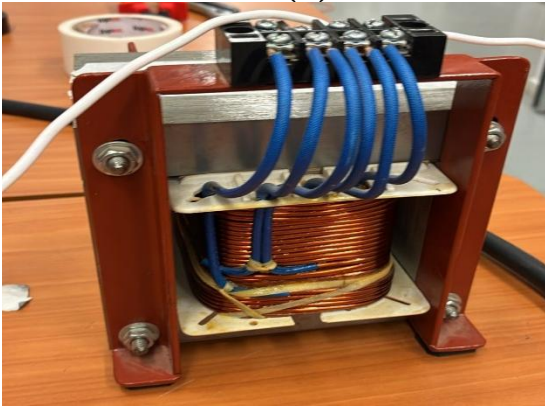
(a6)



(a7)



(a8)



(a9)



(a10)



(a11)



(a12)



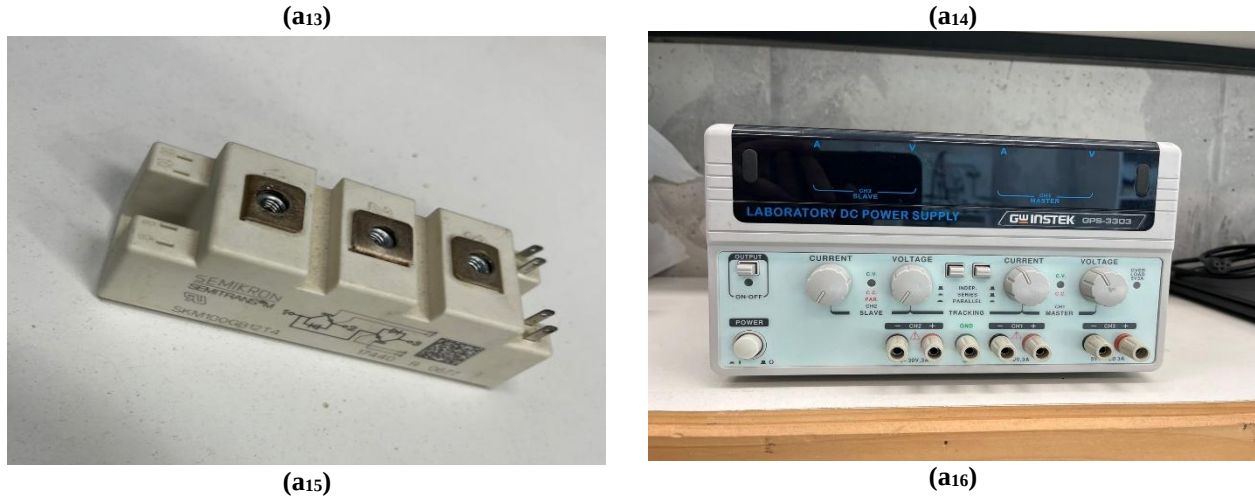


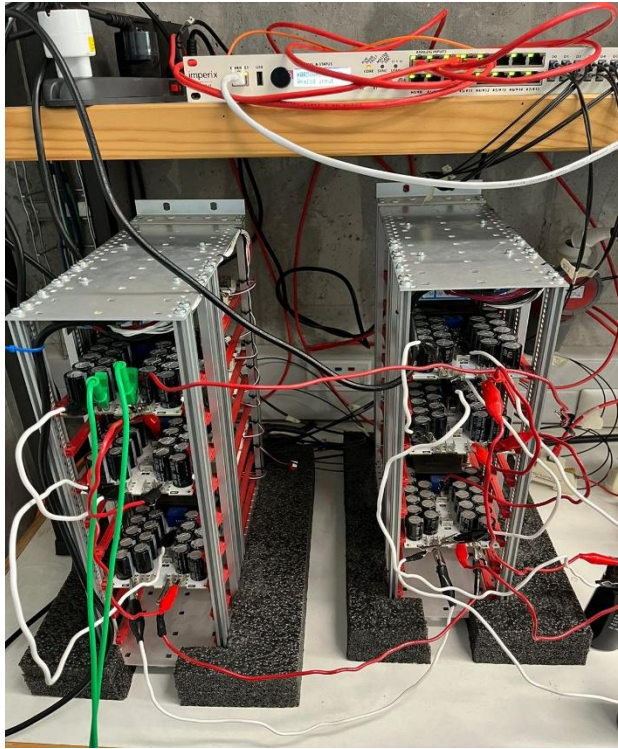
Fig 3.1. Materiales y equipos de laboratorio.

(a1) Módulo de medio puente PEB 8038/8024 (a2) Cable Ethernet RJ45 (a3) Cable de fibra óptica (a4) Gabinete con fuente de voltaje constante (a5) Alambre de cobre 2.5 mm con conector caimán caimán (a6) Resistencia de 100 [Ω] (a7) Sonda de corriente para osciloscopio (a8) Sonda de voltaje para osciloscopio (a9) Bobina inductiva ajustable 10 [mH] (a10) Emulador de batería (a11) Sensor de voltaje Imperix (a12) Sensor de corriente Imperix (a13) Receptor de fibra óptica HFBR-252X (a14) Gate driver SEMIKRON SKHI22 (a15) Modulo de medio puente SEMIKRON SKM100GB12T4 (a16) Fuente de alimentación DC de laboratorio GW Instek GPS-3303

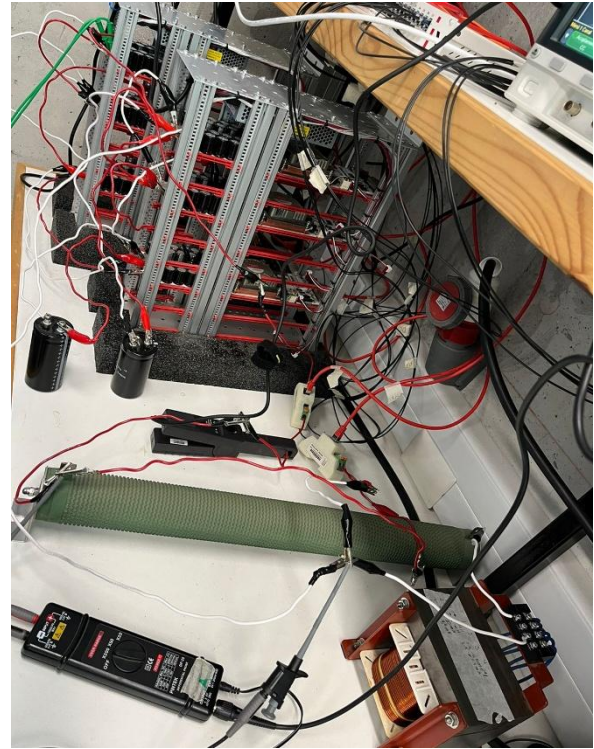
Fuente: Elaboración propia.

b) Metodología de implementación y resultados

Con los materiales y equipos mostrados en la figura 3.1, se trabajó para implementar la nueva topología del convertidor MMSPC. Donde se comenzará inicialmente con la implementación del MMSPC reducido que se mostró en la figura 2.34, que dispone de 6 módulos de semiconductores MOSFET conectados en serie y paralelo, 1 fuente de alimentación DC correspondiente al emulador de batería, 2 condensadores de 1000 [μ F] y en su salida una carga RL de 100 [Ω] y 10 [mH] conectada. A continuación, se encuentra el MMSPC reducido ya implementado.



(b1)



(b2)

Fig 3.2. Implementación del MMSPC reducido en laboratorio.

(a1) Conexión de los módulos serie/paralelo en interconexión 1, 2 y terminales externos a la tarjeta de control Imperix (a2) Conexión de los módulos a los condensadores en paralelo y la carga RL en la salida

Fuente: Elaboración propia.

De acuerdo a la Figura 3.2, se puede observar que los módulos PEB 8038/8024 que están montados en los gabinetes, que disponen de varios puertos de conexiones. Una de ellas, son las entradas de controladores de puertas (ópticas) donde se conecta los cables de fibra óptica que reciben los pulsos de disparos entregados por la modulación PWM de la tarjeta de control B-Box RCP de Imperix, que se divide en dos entradas PWM HIGH y PWM LOW. Otro de los puertos a utilizar, son las salidas de sensores de voltaje y corriente analógicas, que se divide en dos entradas I_{ac} y V_{dc} . Además, cuenta con un terminal de alimentación de voltaje, que se energiza desde la fuente del gabinete a 5/12 [V]. Finalmente, se encuentra los terminales de enlace de DC (terminal positivo y negativo) donde se energizará el módulo por medio del emulador de batería, que se configurará con 100 [V] y 1 [A]. A continuación, se encuentra un esquema básico de conexión un módulo, la tarjeta de control y una respectiva carga, que ayudara a visualizar como se conectó anteriormente el MMSPC.

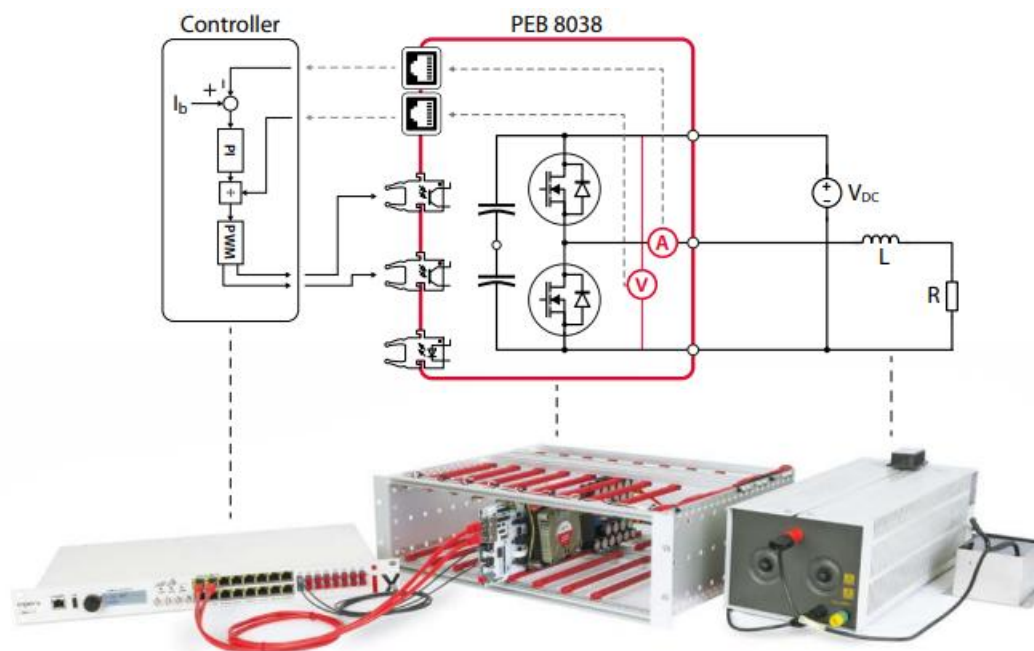


Fig 3.3. Conexión y comunicación entre el controlador y el módulo de potencia.
Fuente: Manual PEB 8038.

Previamente antes de conectar la tarjeta de control B-Box RCP con los módulos PEB 8038/8024, se necesita crear la comunicación entre ambas, con el propósito de activar y desactivar los interruptores de potencia de los módulos. Eso se realiza por medio de una modulación PWM generada por un software, para esta experiencia se utilizó Matlab/Simulink en conjunto de Imperix Cockpit descargable, que entrega la empresa para activar y desactivar los switches internos del módulo. Además, para monitorear en tiempo real las mediciones de variables en un espacio virtual, estas mediciones son obtenidas por sensores de corriente y voltaje que se encuentran en los módulos con salidas analógicas, y se comunican por medio de cables Ethernet RJ45 hacia la tarjeta de control, que posteriormente enviara estos datos al computador utilizado para monitorear.

Al instalar el software de Imperix Cockpit, se activará el permiso para utilizar bloques específicos de Imperix, que son compatibles con Simulink, los cuales permitirán realizar la comunicación de información creada en Simulink hacia la tarjeta de control Imperix. Los bloques a utilizar, permitirán enviar los pulsos de disparo obtenidos por la modulación PWM elaborada, y además de tomar mediciones en tiempo real por medio de los canales analógicos. A continuación, en la figura 3.4 se visualiza el entorno de modulación elaborado en Simulink que enviara la información de pulsos de disparos a los bloques rojos de Imperix que enviaran la información hacia la tarjeta de control B-Box RCP por medio de un cable de comunicación Ethernet.

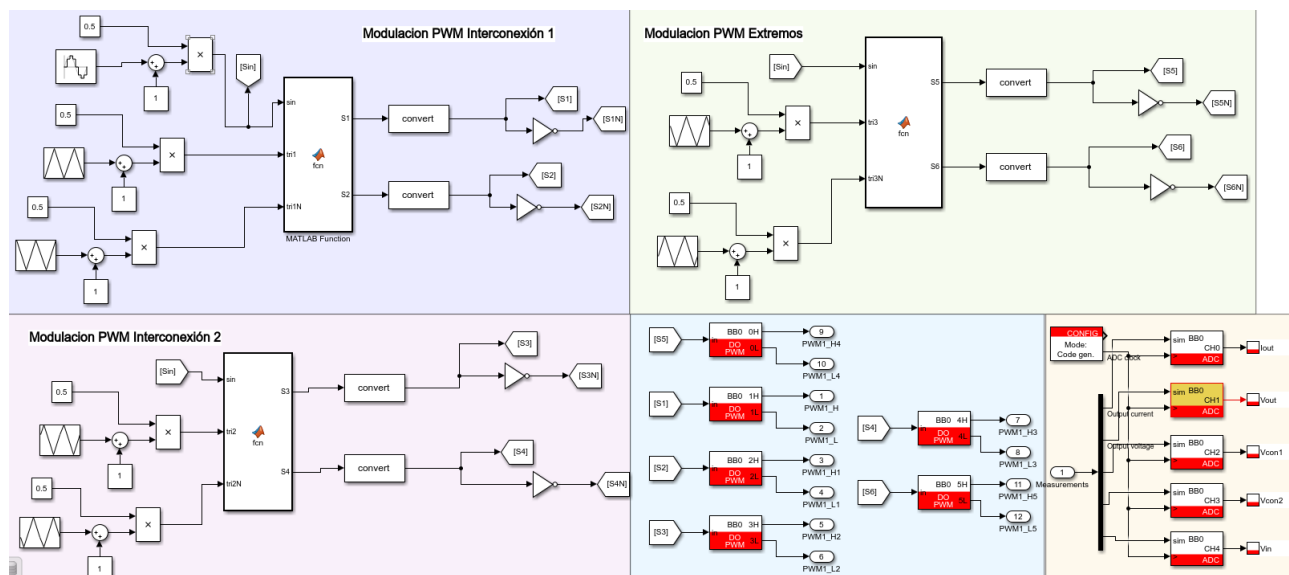
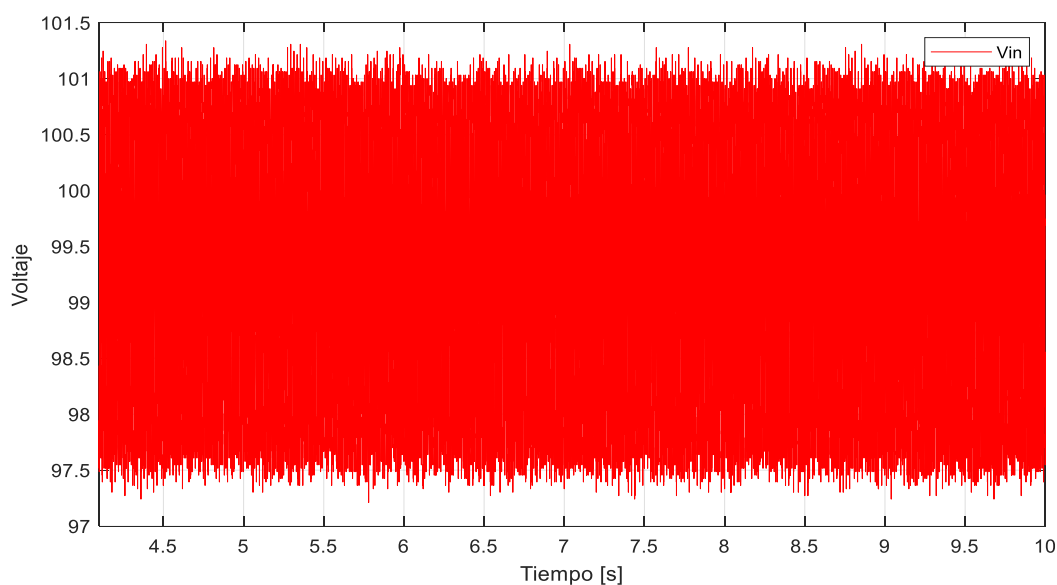


Fig 3.4. Interfaz de modulación y comunicación desde Simulink a B-Box RCP.

Fuente: Elaboración propia.

Ya conectado el Convertidor MMSPC reducido en laboratorio a la tarjeta de control B-Box RCP ya configurada y con la modulación respectiva, se dará comienzo a energizar los módulos. Allí, se tendrá la carga RL conectada en la salida y los condensadores conectado entre interconexión para generar los niveles de voltaje AC en la salida, y así obtener las mediciones de variables eléctricas de interés (voltaje y corriente de salida del MMSPC con carga RL, voltaje en los condensadores 1 y 2 y el voltaje de entrada de la fuente DC), que se mostraran a continuación.



(b₁)

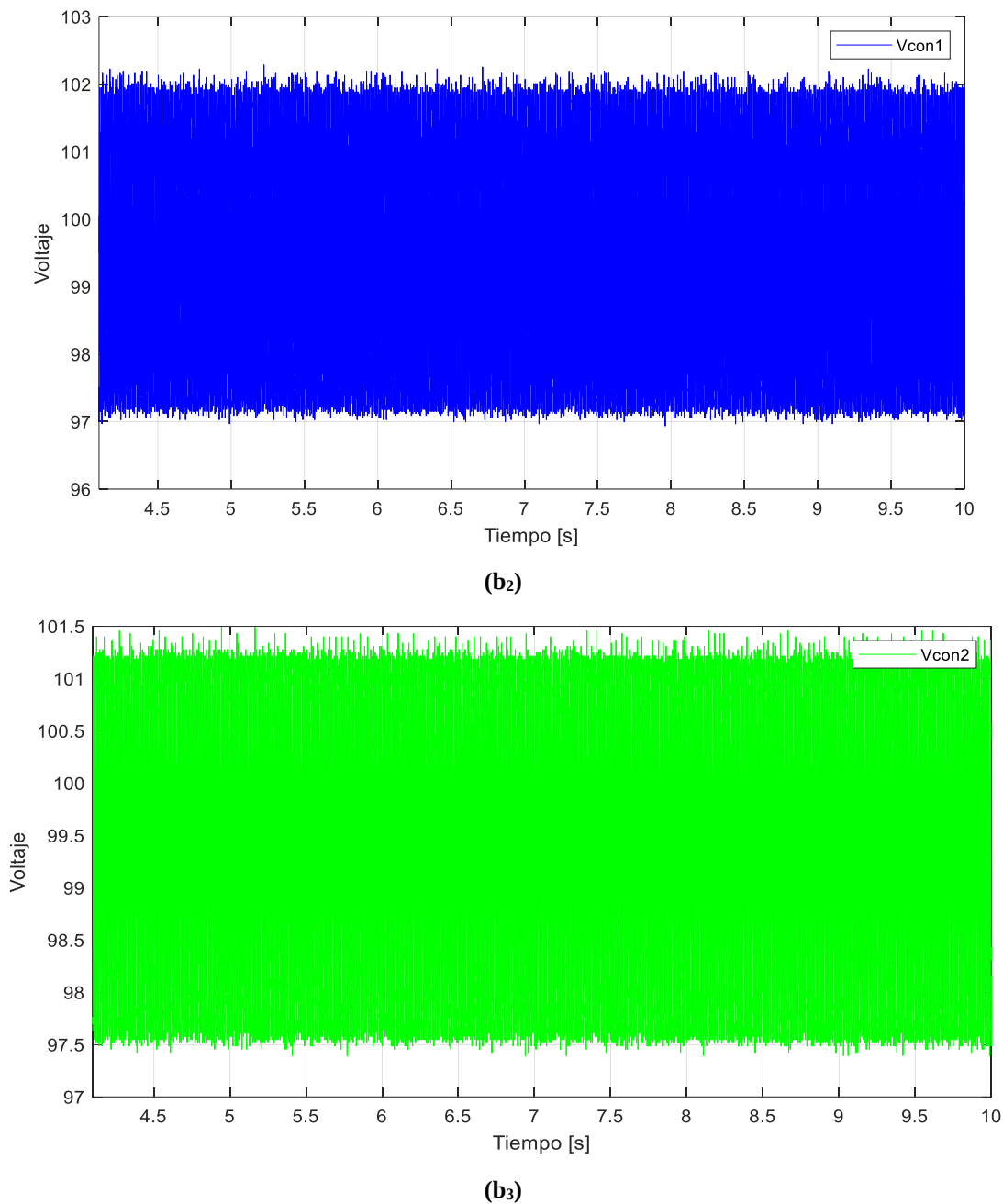
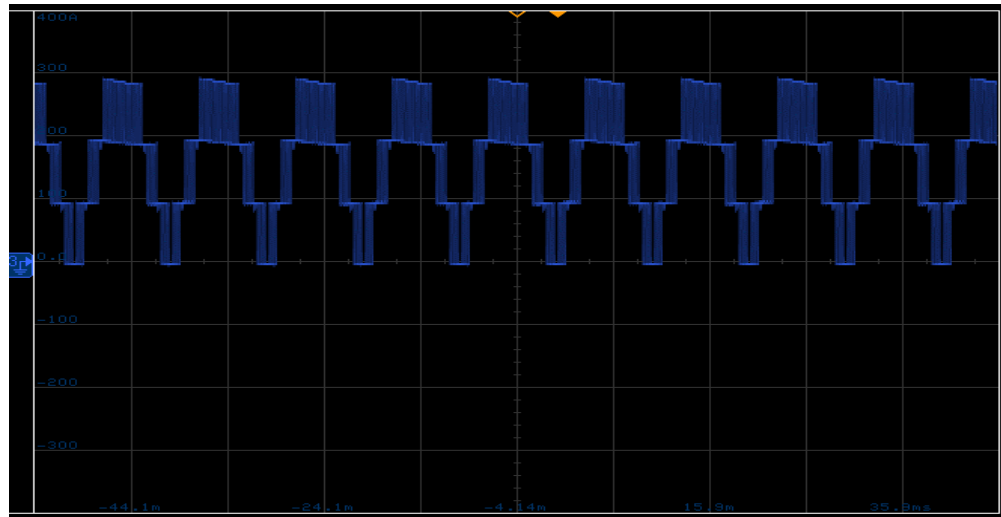


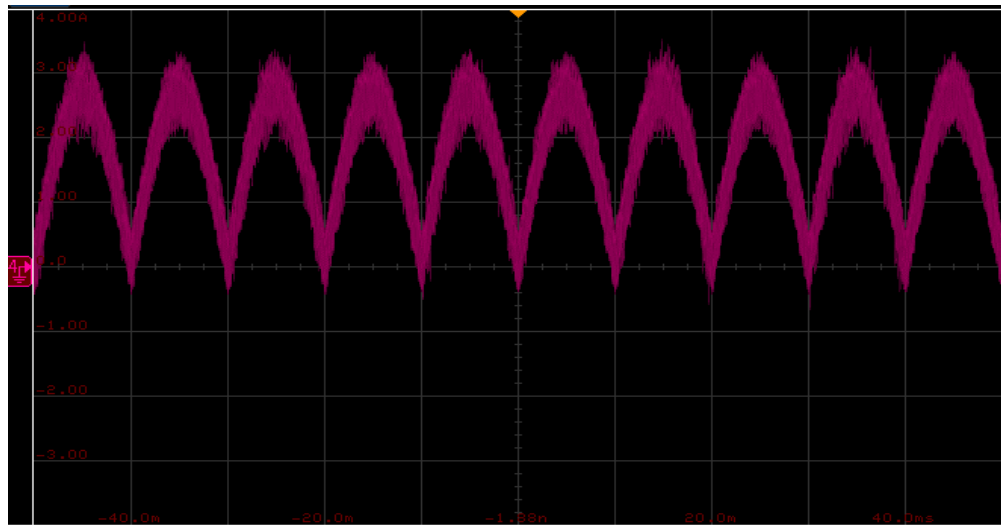
Fig 3.5. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.
(b₁) Voltaje de alimentación DC (b₂) Voltaje en el capacitor de la primera interconexión Voltaje en el capacitor de la segunda interconexión
Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la Fig 3.5.(b₁), la señal correspondiente a la medición de voltaje de entrada al convertidor, que corresponde a una tensión de voltaje DC de 100 [V] proporcionada por el emulador de batería. La variación de voltaje que existe en esta señal DC, se debe a que el emulador refleja al comportamiento “real” de una batería, que es creada a partir de una curva desde el interfaz

del software del emulador. Sin embargo, esta variación no es significativa, por ende, si es considerada una señal DC “ideal”. Esto también se puede ver reflejado en las Fig.3.5. (b2) y (b3), que se encuentra la medición de voltaje de los condensadores, donde se puede ver que el voltaje se mantiene en 100 [V] debido a su configuración serie/paralelo accionados por los módulos de potencia y su modulación PWM correspondiente a cada interconexión.



(c1)



(c2)

Fig 3.6. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.

(c1) Voltaje de salida del MMSPC reducido con carga RL. (c2) Corriente medida en la salida del MMSPC reducido con carga RL

Fuente: Elaboración propia.

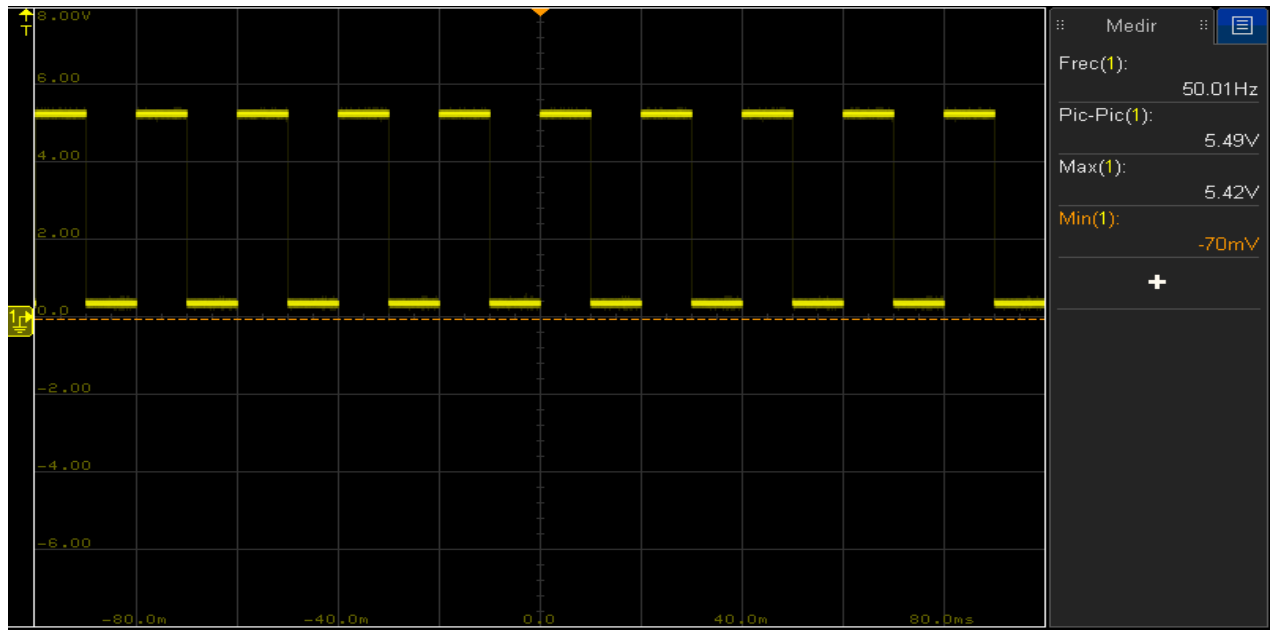
De la Fig 3.6.(c1) se observa el voltaje de salida del MMSPC reducido con carga RL donde si entrega los resultados esperados, alcanzando los 300 [V] y obteniendo solo el semi ciclo positivo como se demostró en simulación. En cuanto a la Fig3.6. (c2), se observan la corriente en la salida del

MMSPC con carga RL, donde también se mantiene la condición de rectificación de la señal entregando solo el semi ciclo positivo y con su respectiva variación en la señal de corriente gracias al inductor conectado. Estos resultados experimentales se adaptan y validan la propuesta realizada en apartado de simulación del MMSPC reducido, por ende, afirman la hipótesis planteada.

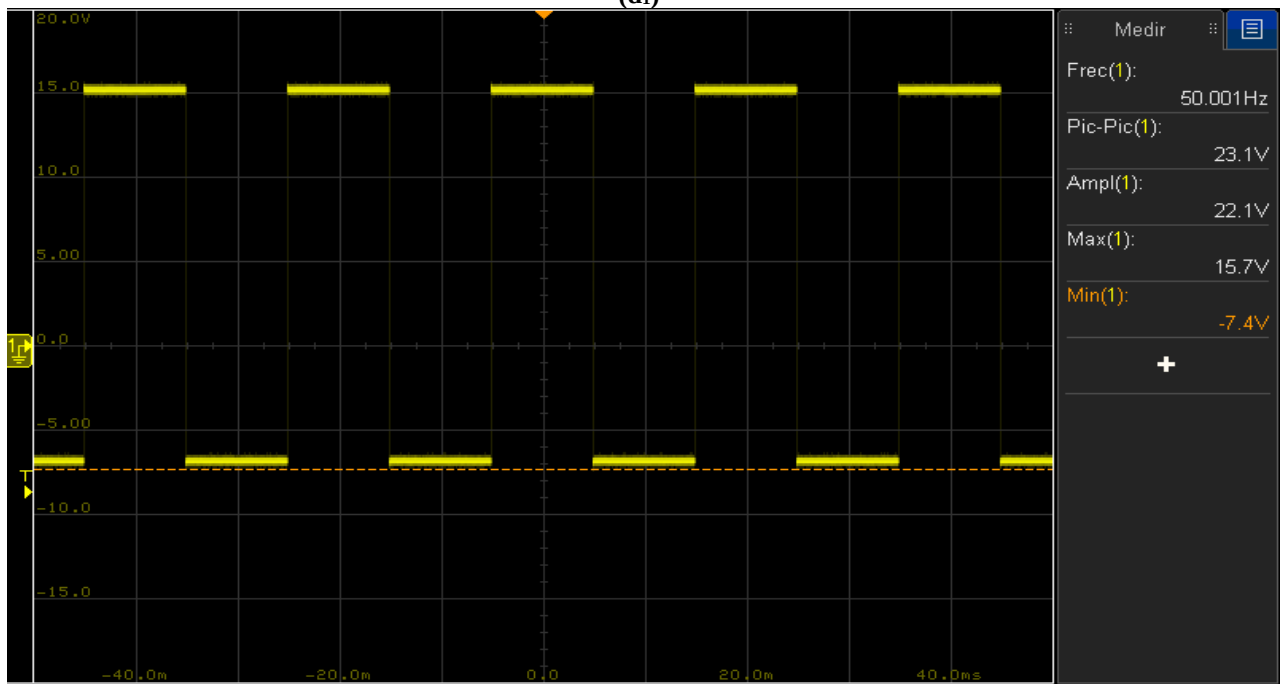
3.2 Implementación del FH-B en lazo abierto

c) Metodología de implementación y resultados

En siguiente apartado se realizará la implementación del FH-B, que irá conectado a la salida del MMSPC reducido. Sin embargo, en primera instancia se desea armar por separado el FH-B utilizando módulos distintos a los que se utilizaron en el MMSPC reducido, esto debido a que el módulo MOSFET contempla más dispositivos integrados y no solo el semiconductor como tal. Es por esto que se trabaja con módulos IGBTs el que se visualizó en la Fig3.1. (a15). Al utilizar este módulo, se requiere tener dispositivos adicionales, uno de ellos que recepcione los pulsos de disparos que se visualizó en la Fig.3.1. (a13) y envíe a un dispositivo que permita la conmutación de estos. Este dispositivo es el Gate driver que, se visualizó en la Fig.3.1. (a14). La operación de estos dispositivos comienza una vez sean energizados a cierto voltaje, donde el receptor de pulsos de disparo se energiza con 5 [V] y el Gate driver se energiza con 15 [V] desde una fuente de alimentación DC que se visualiza en Fig.3.1.(a16). Esta alimentación permitirá que comiencen a operar y, por ende, se envíen los pulsos de disparos que provienen desde la tarjeta de control B-Box RCP y permitan conmutar los Igbts estratégicamente. Con esto conectado, ya se dispone de la comunicación entre dispositivos, se debe corroborar que antes de energizar el circuito que se esté enviando los pulsos de disparos correspondiente a cada etapa de comunicación. Es por esto que, por medio de mediciones con el osciloscopio se medirá la señal de salida del receptor de pulsos de disparo y de la salida del Gate driver, donde se deberá ver correctamente los pulsos de disparos, pero amplificados por el valor de tensión aplicado en cada uno. A continuación, se puede ver los gráficos correspondientes.



(d1)



(d2)

Fig 3.7. Pulsos de disparos entregados desde B-Box RCP.

(d1) Pulsos de disparo de 5 [V] a la salida del receptor de pulsos de disparo (c2) Pulsos de disparo de 15 [V] a la salida del Gate driver

Fuente: Elaboración propia.

Una vez corroborado que los módulos Igbts reciban los pulsos de disparo de la tarjeta de control B-Box RCP de Imperix, se da comienzo a energizar el circuito desde el lado de potencia como se visualiza en la Fig.2.4, desde el emulador de batería se desprende dos cables caimán, uno positivo y otro negativo, donde se conectarán al primer módulo (SH1) en su terminal positivo y negativo como se ve en la Fig.3.8.(d2), energizando con 100[V] DC. El circuito dispondrá de una carga RL de 100 [Ω] y 10 [mH] conectada a la salida del FH-B.

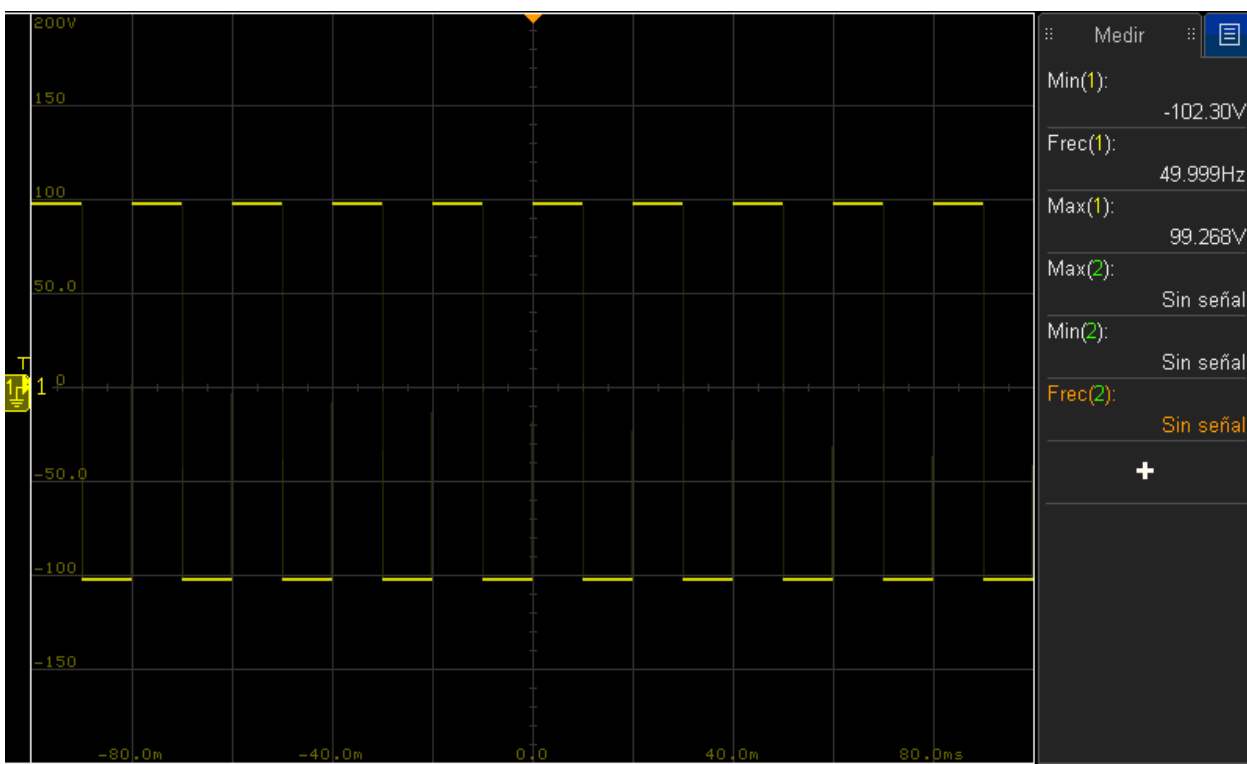
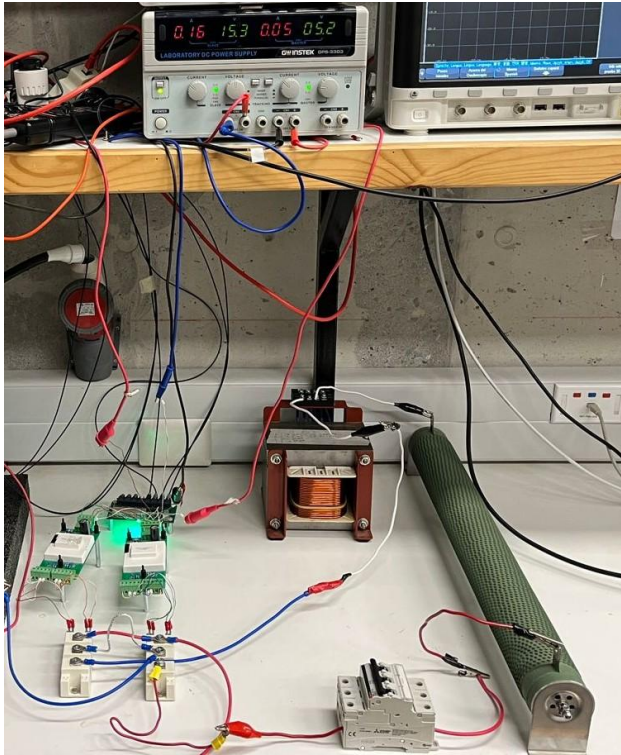
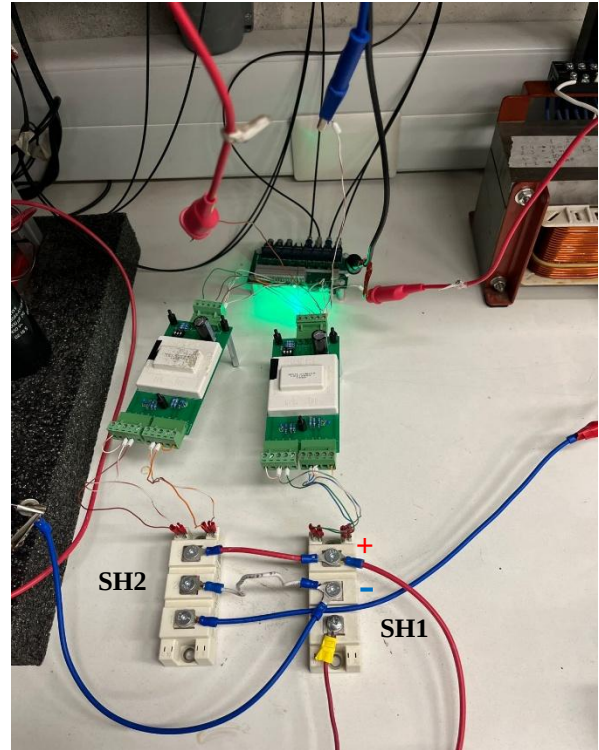


Fig 3.8. Voltaje de salida del FH-B con carga RL.
Fuente: Elaboración propia.

Con este resultado de implementación del FH-B se valida la estrategia de diseño propuesta en el apartado de simulación, permitiendo facilitar la unión de MMSPC reducido con el FH-B propuesto anteriormente. Ya que, al configurar los equipos para realizar la comunicación entre B-Box RCP y los módulos Igbts, se facilita la implementación final de la nueva topología MMSPC con FH-B. En la siguiente figura se puede visualizar la implementación utilizada para obtener los resultados anteriormente obtenidos.



(e1)



(e1)

Fig 3.9. Implementación del FH-B en laboratorio.

(e1) Conexión del receptor de fibra óptica a los Gate driver con sus respectivos módulos conectados a la carga RL en la salida (e2) Estructura de conexión para enviar pulsos de disparos a los módulos Igbts
Fuente: Elaboración propia.

A continuación, en la figura 3.10, se visualiza el entorno de modulación elaborado en Simulink. Este enviará la información de pulsos de disparos a los bloques rojos “Do PWM” de Imperix, que enviarán la información hacia la tarjeta de control B-Box RCP por medio de un cable de comunicación Ethernet.

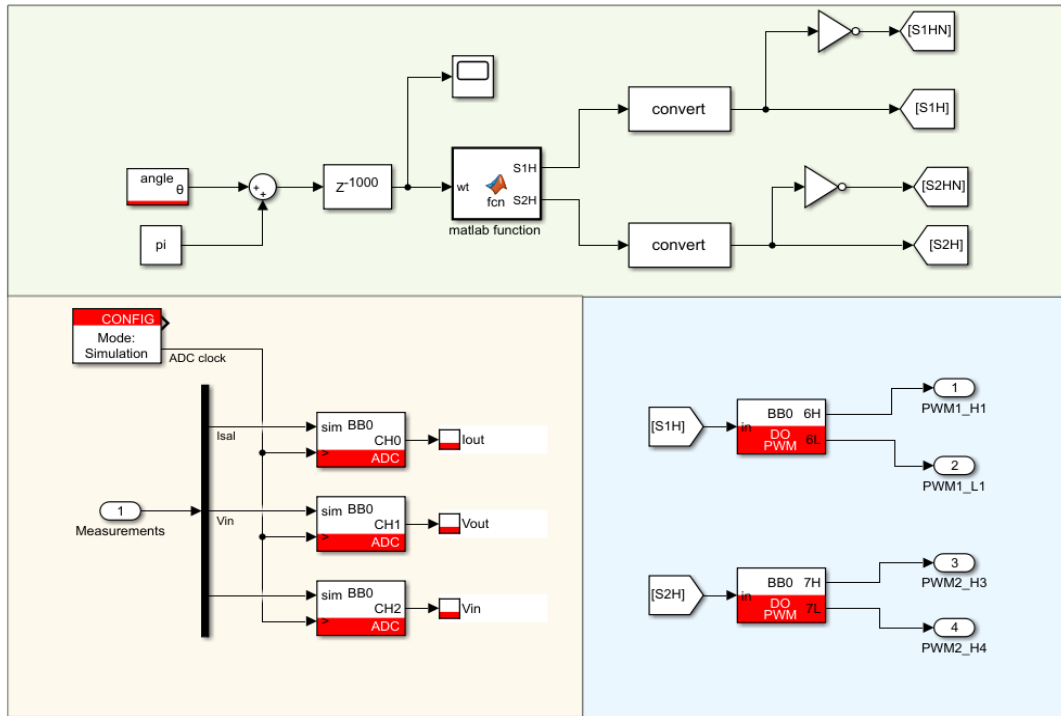


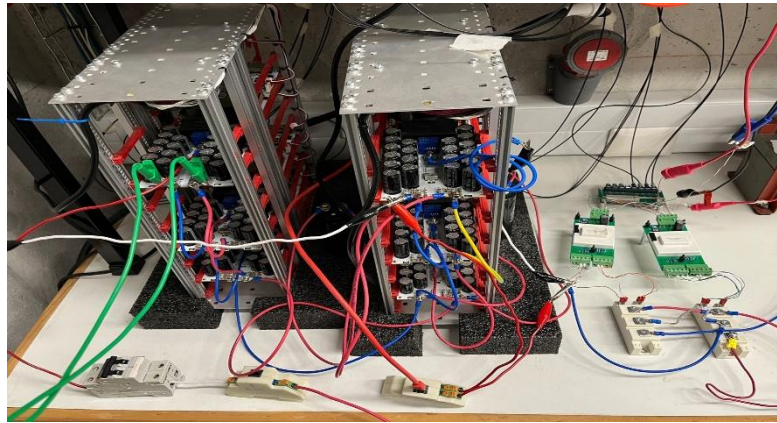
Fig 3.10. Interfaz de modulación y comunicación desde Simulink a B-Box RCP.
Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar de figura anterior, la modulación utilizada para el FH-B se cambió por una un bloque de Imperix que genera ya un ángulo con forma de señal diente de sierra a frecuencia fundamental. Con el debido ajuste, se adapta al ángulo que entregaría el bloque “PLL” que se utilizó anteriormente en el capítulo 2 en el apartado de simulación. Este ajuste se debe a que el bloque “PLL” no se adapta al entorno de simulación de Imperix, debido a que este bloque solo funciona en tiempo continuo, Por ende, no puede generar el código automatizado para comunicarse con la tarjeta de control B-Box RCP.

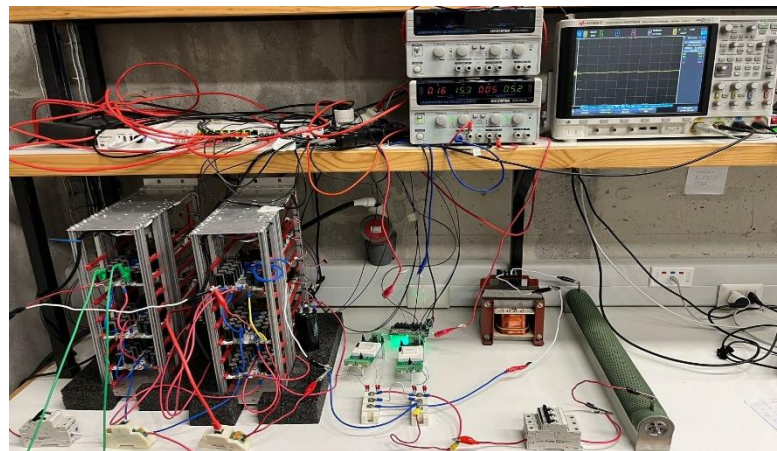
3.3 Implementación del MMSPC reducido con FH-B en lazo abierto

d) Metodología de implementación y resultados

Con los materiales y equipos mostrados en la figura 3.1, se trabajará para implementar la nueva topología del convertidor MMSPC, al cual se unirá la etapa de implementación de la Fig.3.2 y de la Fig.3.9 siguiente. La estructura de diseño propuesta en la Fig. 2.39, dispone de 6 módulos de semiconductores MOSFET conectados en serie y paralelo, 2 módulos de semiconductores IGBTs, 1 fuente de alimentación DC correspondiente al emulador de batería, 2 condensadores de 1000 [μ F] y en su salida del FH-B una carga RL de 100 [Ω] y 10 [mH] conectada. A continuación, se encuentra el MMSPC reducido conectado al FH-B en su salida con una carga RL ya implementado.



(f₁)



(f₂)

Fig 3.11. Implementación del MMSPC reducido en laboratorio.

(f₁) Conexión de los módulos serie/paralelo en interconexión 1, 2 y terminales externos a los modulos IGBTs del FH-B (f₂) Conexión de los módulos serie/paralelo en interconexión 1, 2 y terminales externos a los modulos IGBTs del FH-B con una carga RL en su salida

Fuente: Elaboración propia.

A continuación, en la figura 3.12, se visualiza el entorno de modulación elaborado en Simulink que enviará la información de pulsos de disparos a los bloques rojos “Do PWM” de Imperix, que enviarán la información hacia la tarjeta de control B-Box RCP por medio de un cable de comunicación Ethernet.

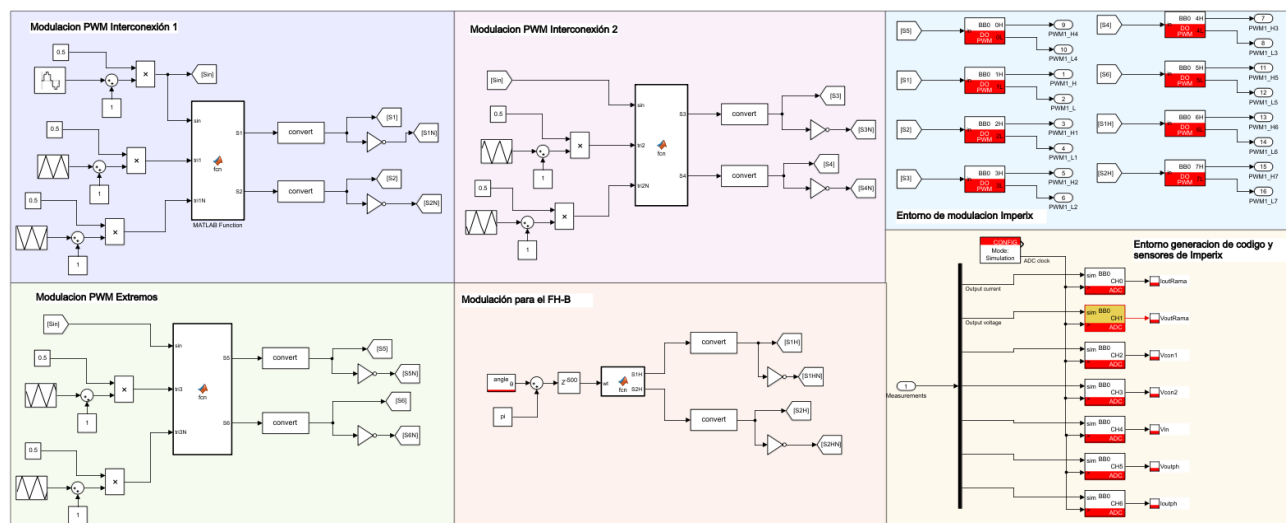
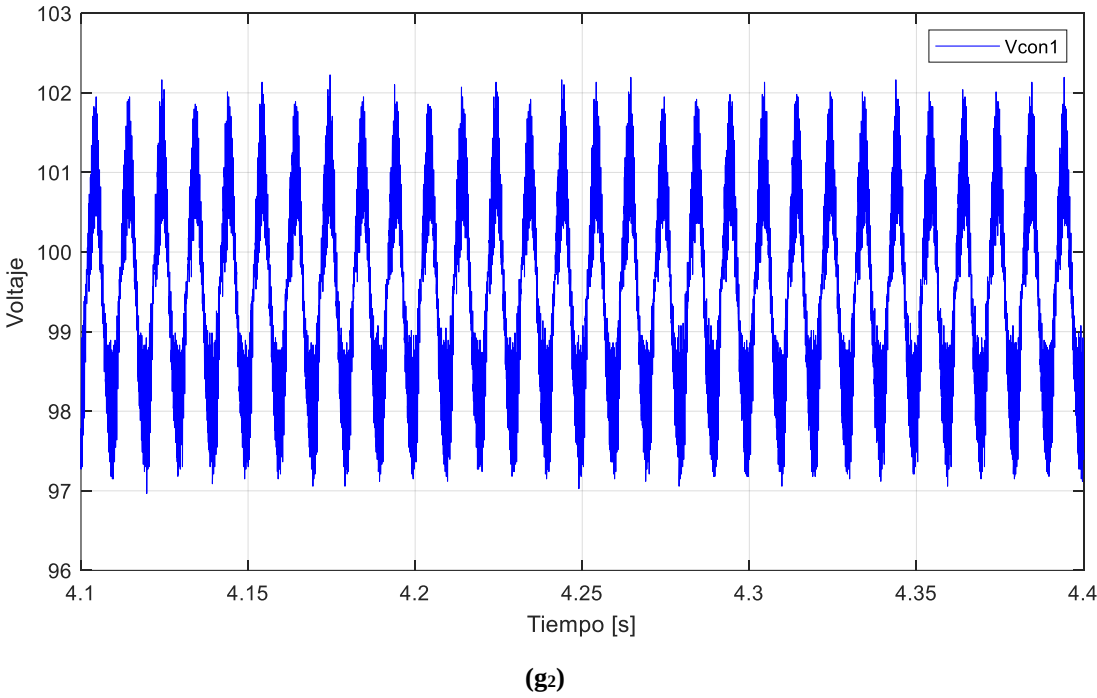
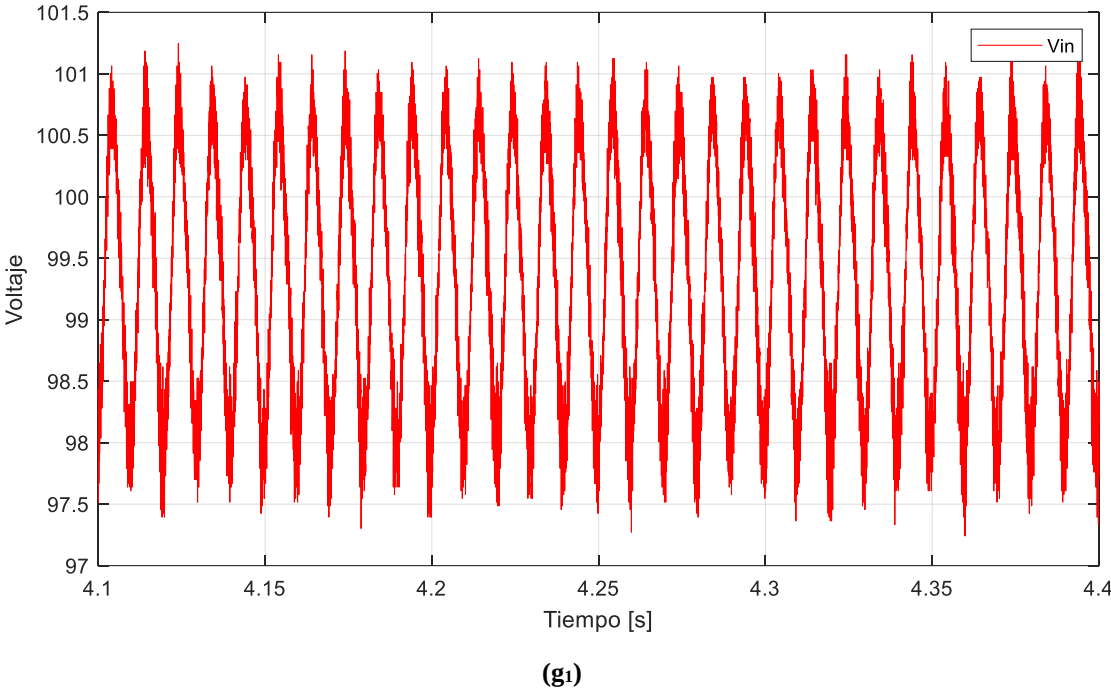


Fig 3.12. Interfaz de modulación y comunicación desde Simulink a B-Box RCP.

Fuente: Elaboración propia.

Ya conectado el Convertidor MMSPC reducido con el FH-B en laboratorio a la tarjeta de control B-Box RCP configurada y con la modulación respectiva, se energizaron los módulos. Se conectó la carga RL en la salida y los condensadores entre interconexión para generar los niveles de voltaje AC en la salida, y así obtener las mediciones de variables eléctricas de interés (voltaje y corriente de salida del F-HB con carga RL, voltaje en los condensadores 1 y 2 y el voltaje de entrada de la fuente DC). Estas se muestran a continuación.



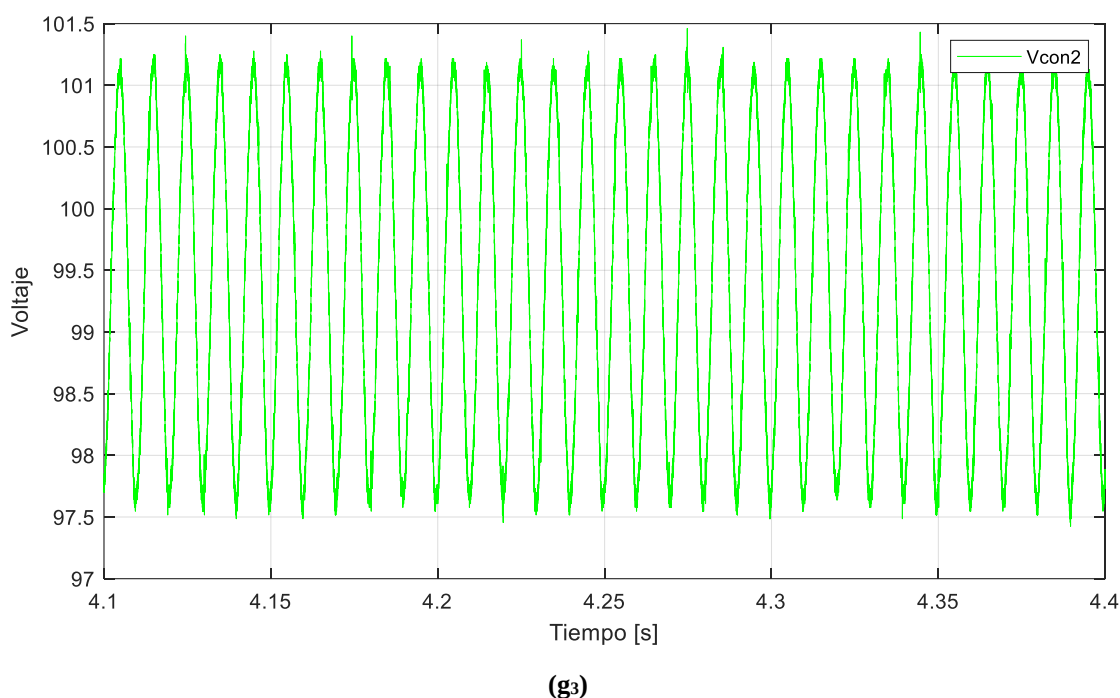
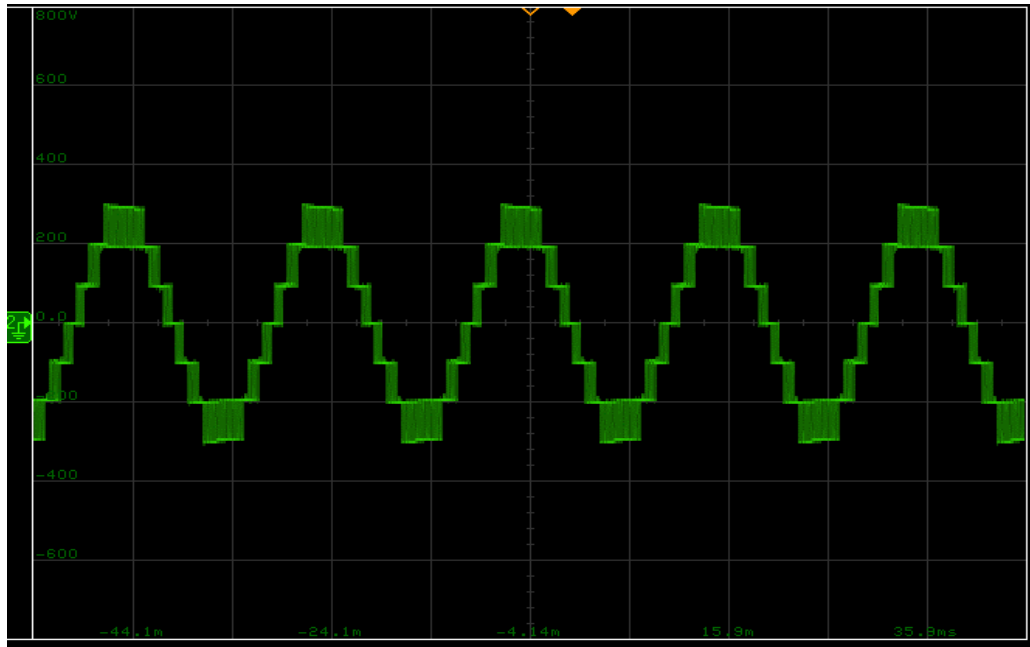


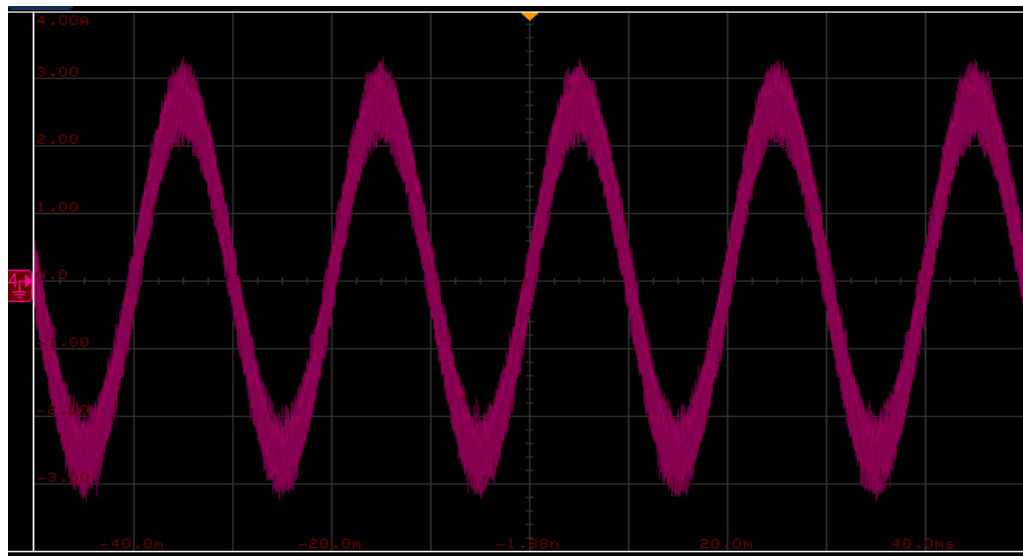
Fig 3.13. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.
(g₁) Voltaje de alimentación DC (g₂) Voltaje en el capacitor de la primera interconexión (g₃) Voltaje en el capacitor de la segunda interconexión

Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la Fig 3.13.(g₁), la señal correspondiente a la medición de voltaje de entrada al convertidor, que corresponde a una tensión de voltaje DC de 100 [V] proporcionada por el emulador de batería, la variación de voltaje que existe en esta señal DC se debe a que el emulador refleja al comportamiento “real” de una batería, que es creada a partir de una curva desde el interfaz del software del emulador. Sin embargo, esta variación no es significativa por ende si es considerada una señal DC “ideal”. Esto también se puede ver reflejado en las Fig.3.5.(g₂) y g(23) donde se encuentra la medición de voltaje de los condensadores, donde se puede ver que el voltaje se mantiene en 100 [V], debido a su configuración serie/paralelo accionados por los módulos de potencia y sus modulación PWM correspondiente a cada interconexión.



(h1)



(h2)

Fig 3.14. Variables eléctricas en la salida del MMSPC reducido con carga RL.
(h1) Voltaje de salida de la nueva topología MMSPC con carga RL. (h2) Corriente medida en la salida de la nueva topología MMSPC con carga RL
Fuente: Elaboración propia.

De la Fig 3.14.(h1), se observa el voltaje de salida de la nueva topología MMSPC con carga RL donde se entregan los resultados esperados, alcanzando los 300 [V] y -300 [V] de 7 niveles como en caso del MMSPC clásico que se abordó en simulación, y obteniendo resultados positivos de operación, debido a que el FH-B sí logra devolver la componente negativa que se rectificaba en el

MMSPC reducido. Lo que afirma la propuesta en simulación de la Fig. 2.39, este resultado valida uno de los objetivos propuesto por la investigación de este proyecto.

En cuanto a la Fig3.14.(h2), se observa la corriente en la salida de la nueva topología MMSPC con carga RL, donde también se cumple la condición de devolver la componente negativa de la señal, que gracias al inductor conectado en la carga permite visualizar la señal con mayor comportamiento sinusoidal. Estos resultados experimentales, validan la propuesta realizada en apartado de simulación del MMSPC reducido con el FH-B conectado a su salida, por ende, afirman la hipótesis planteada.

Capítulo 4. Conclusiones

Sumario

El informe aborda el desarrollo de una nueva topología MMSPC, enfocada en reducir costos y tamaño a través de la disminución de semiconductores. Inicialmente, se analizó el diseño clásico, con el objetivo de comprender su operación mediante simulaciones en lazo abierto. La propuesta, incluye estrategias de diseño adicionales, como fue la implementación de un FH-B conectado a la salida del MMSPC, con el fin de recuperar componentes negativas de las señales, y reducir pérdidas por conmutación a través del soft switching que entrega el FH-B, cumpliendo con la funcionalidad del sistema.

Las condiciones anteriormente mencionadas, se implementaron en simulaciones a través de Matlab/Simulink e implementación en laboratorio, que demostraron que la nueva topología cumple con los requerimientos de operación en lazo abierto. Este trabajo representa un avance hacia convertidores más eficientes y económicos, con aplicaciones en almacenamiento energético.

Conclusión

Se puede concluir que la elaboración y análisis de la propuesta de la nueva topología MMSPC en L.A. y L.C. en un entorno de simulación en Matlab-Simulink, permitió validar la propuesta al ser sometida a estrategias de modulación y control específico para obtener resultados de condiciones de operación y verificar que, sí cumpla con los mismos aspectos técnicos que tiene el MMSPC clásico. Es por esto que, la elaboración del MMSPC del modelo clásico, permitió obtener resultados de simulación iniciales siendo esta etapa de gran importancia para familiarizarse con el funcionamiento del modelo clásico y abordar de manera más precisa este nuevo desafío.

La implementación del MMSPC clásico, en lazo abierto, aseguró que las señales de voltaje y corriente medidas en la carga sean lo más cercanas a una sinusoidal, ya que esta topología cuenta con un respaldo investigativo. Es por esto que, para implementar la nueva topología del MMSPC, es necesario conocer los principios del funcionamiento del modelo clásico y así poder comparar los resultados de simulación que se obtengan al implementar la nueva topología.

Si bien, esta implementación resultó útil, se presentaron desafíos al momento de disminuir los componentes activos. Tal es el caso de los semiconductores IGBTs en el MMSPC, es por esto que se elaboraron estrategias de diseño adicionales para responder a las condiciones de operación. De acá,

nace la idea de implementar un FH-B en la salida del MMSPC, donde esta topología solucionaría los problemas que se generaron al quitar componentes, ya que, se quitó alrededor de un 50% de semiconductores con respecto al modelo clásico. La implementación del FH-B, permite recuperar las componentes negativas de las señales de voltaje y corriente provenientes del MMSPC reducido. Con la implementación de todas las estrategias propuestas, el sistema respondió positivamente a la variación de la topología del MMSPC, ya que, al comparar los resultados obtenidos por ambos modelos, se llegó a la determinación de validar el diseño ya que paso las simulaciones tanto en L.A como L.C.

Finalmente, en cuanto a los resultados de balance de baterías en las etapas de simulación en L.A y L.C, se obtuvieron resultados positivos, donde gracias a la conmutación serie-paralelo del MMSPC que permite la carga y descarga de estas, mantiene el voltaje en cada batería niveladas para entregar el voltaje de salida deseado sin necesitar de algún control específico para balancear cada batería. Por otra parte, se validó la propuesta de la nueva topología MMSPC en L.A. de manera experimental en un entorno de laboratorio. Se obtuvieron resultados positivos en cuanto a criterios de diseño, operación y balance de baterías, debido a que las variables de interés entregadas por el convertidor se asemejan a los resultados obtenidos en simulación. Esto es positivo, ya que indica que la propuesta está siendo validada en cada aspecto. Sin embargo, se deben realizar pruebas en lazo cerrado para que se termine de validar completamente la propuesta de la nueva topología MMSPC.

Trabajo Futuro

El futuro de esta propuesta es bastante prometedor, ya que se trabajó con un convertidor que ya existía y que cuenta con un respaldo teórico. Se espera en un futuro, poder planificar la validación en lazo cerrado, integrando estrategias de control necesarias para el correcto funcionamiento de la nueva topología MMSPC, y obtener más resultados de operación para seguir validado esta nueva topología, donde se puedan realizar pruebas de impactos de carga, incremento potencia, que permitan determinar si se balancea o no las baterías, además evaluar la resiliencia del convertidor ante estas variaciones, con el propósito demostrar con más certeza y convicción que este prototipo si puede ir al mercado.

Capítulo 5. Bibliografía

- [1] S. M. Goetz, Z. Li, X. Liang, C. Zhang, S. M. Lukic and A. V. Peterchev, "Control of Modular Multilevel Converter With Parallel Connectivity—Application to Battery Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8381-8392, Nov. 2017, [online]. Available in: doi: 10.1109/TPEL.2016.2645884
- [2] F. O. Donoso Merlet, "Hybrid modular multilevel converter (MMC) applications under over-Modulation," [Tesis de maestría], Universidad de Chile, Santiago de Chile, 2021
- [3] Z. Li, R. Lizana F., S. Sha, Z. Yu, A. V. Peterchev and S. M. Goetz, "Module Implementation and Modulation Strategy for Sensorless Balancing in Modular Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8405-8416, Sept. 2019, [online], Available in, doi: 10.1109/TPEL.2018.2886147
- [4] N. I. Rebolledo Ruiz, "Balance de SOC's de baterías por medio del MMSPC con transferencia de energía del tipo conmutado," [Tesis de grado], Universidad Católica de la Santísima Concepción, Chile, 2019.
- [5] E. M. Farr, R. Feldman, J. C. Clare, A. J. Watson and P. W. Wheeler, "The Alternate Arm Converter (AAC)—“Short-Overlap” Mode Operation—Analysis and Design Parameter Selection," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5641-5659, July 2018, [online], Available in, doi: 10.1109/TPEL.2017.2742
- [6] Lizana, R., Rivera, S., Li, Z., Luo, J., Peterchev, A. V., & Goetz, S. "Modular Multilevel Series/Parallel Converter with Switched-Inductor Energy Transfer Between Modules". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp 4844-4852, may (2019), [online]. Available in, doi: 10.1109/TPEL.2018.2859902
- [7] I, H. Bahamonde., Rivera, S., Li, Z., Goetz, S., Peterchev, A., & F, R. Lizana. "Different parallel connections generated by the Modular Multilevel Series/Parallel Converter: an overview". *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 2019-october, pp 6114-6119, October (2019), [online], Available in, doi:10.1109/iecon.2019.8927286

- [8] Perez, M. A., Bernet, S., Rodriguez, J., Kouro, S., & Lizana, R. “Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 30, pp 4–17, march (2014), [online]. Available in, doi:10.1109/tpel.2014.2310127
- [9] Goetz, S. M., Peterchev, A. V., & Weyh, T. “Modular Multilevel Converter with Series and Parallel Module Connectivity: Topology and Control”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 30, pp 203–215, January (2015), [online], Available in, doi:10.1109/tpel.2014.23102
- [10] E. A. Concha Valverde, “Sistemas basados en convertidores multicelda con conexión en serie/paralelo,” [Tesis de grado], Universidad Católica de la Santísima Concepción, Chile, 2022
- [11] Karla Potosi. *Control Pi*. 2024. Consultado: 26 de noviembre de 2024. [Online]. Disponible en : <https://es.scribd.com/document/384713408/Control-Pi>
- [12] Ortega, R., Carranza, O., Sosa, J. C., García, V., & Hernández, R. “*Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred*”. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI, 13(1), 115–126. January (2015), [online], Available in, doi:10.1016/j.riai.2015.09.010
- [13] Ricardo Lizana F. *Modulación Multinivel parte 1*. Apuntes de clases de IN1398C, Departamento de ingeniería eléctrica, UCSC, 2020. Consultado: 5 de noviembre de 2024.
- [14] M. D. Díaz Díaz, “Aplicación de convertidor matricial monofásico para etapa de conversión AC-AC en cargador bidireccional de vehículos eléctricos” [Tesis de grado], Universidad de Santiago de Chile, Chile 2020
- [15] Goetz, S. M., Peterchev, A. V., & Weyh, T. “Modular Multilevel Converter with Series and Parallel Module Connectivity: Topology and Control”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 36, pp 12468–12489, April (2021), [online], Available in, doi: 10.1109/tpel.2021.3075211