

APORTACIONES A LAS TÉCNICAS DE CONVERSIÓN
MULTIMODULAR BASADAS EN CONVERTIDORES
MATRICIALES



UNIVERSIDAD NACIONAL
DE ASUNCIÓN
**FACULTAD DE
INGENIERÍA**

TESIS DOCTORAL

UNIVERSIDAD NACIONAL DE ASUNCIÓN
Facultad de Ingeniería
Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Doctorado en Ingeniería Electrónica

**APORTACIONES A LAS TÉCNICAS DE CONVERSIÓN
MULTIMODULAR BASADAS EN CONVERTIDORES MATRICIALES**

Edgar Marcial Maqueda Acuña
Autor

Sergio Ramón Toledo Gallardo
Raúl Igmar Gregor Recalde
Tutores

Marcos Esteban Rivera Abarca
Tutor Internacional

2022

TRIBUNAL EXAMINADOR

PRESIDENTE

FEDERICO BARRERO, Universidad de Sevilla, España

SECRETARIO

SERGIO TOLEDO, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

VOCALES

MARCO RIVERA, Universidad de Talca, Chile

ORIO L GOMIS BELLMUNT, Universidad Politécnica de Cataluña, España

RAÚL GREGOR, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

JORGE RODAS, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Julio 2022

Campus Universitario, San Lorenzo, Paraguay

RESUMEN

Los convertidores de potencia son unidades electrónicas encargadas de controlar el flujo de energía en cualquier proceso de conversión. Las configuraciones de los convertidores de potencia han proporcionado una alternativa atractiva para las aplicaciones que necesitan procesamiento de energía. La flexibilidad que brinda el uso de los convertidores de potencia permite que el número de fases a la salida del mismo pueda ser ampliado añadiendo más módulos al convertidor, y a su vez proporcionar una mejor distribución de potencia en un número mayor de fases. Una aplicación en la cual se aprovechan plenamente las mencionadas ventajas es la conversión de energía en sistemas multifásicos. Estos sistemas ofrecen una mejor distribución de potencia en un número mayor de fases, así como cierta tolerancia ante el fallo de algunas de ellas. Sus principales aplicaciones se centran en los sistemas de propulsión de vehículos eléctricos y en los sistemas de generación eólica. Una configuración atractiva que surge dentro de los convertidores de potencia para el control de sistemas multifásicos son los convertidores multimodulares. Los convertidores multimodulares se basan en el empleo de dos o más convertidores electrónicos de potencia con el fin de convertir o controlar flujos de energía para sistemas multifásicos. Varias configuraciones de convertidores de potencia son aplicadas bajo el concepto de los convertidores multimodulares.

En este sentido, uno de los convertidores más atractivos para esta aplicación es el convertidor matricial. El convertidor matricial es un convertidor de potencia electrónico, el cual transforma la energía AC-AC directamente mediante un arreglo de interruptores bidireccionales, sustituyendo el tradicional método de conversión AC-AC con etapa de rectificación, elementos de almacenamiento intermedios e inversión. Las características que ofrece la topología del convertidor matricial son: capacidad regenerativa, peso ligero, mayor tiempo de vida, capacidad para operar con factor de potencia unitario con señales de salida de amplitud y frecuencia variable.

Esta tesis doctoral presenta aportaciones a las técnicas de conversión multimodular de energía basadas en los convertidores matriciales aplicados a los sistemas multifásicos, utilizando un esquema de control predictivo de par y flujo para el control de velocidad de una máquina de inducción de seis fases. El objetivo de esta tesis es diseñar y evaluar experimentalmente un convertidor multimodular basado en convertidores matriciales utilizando dispositivos SiC-MOSFETs. Los principales resultados obtenidos se reflejan en los siguientes puntos: i) el diseño e implementación de un MC modular utilizando dispositivos SiC-MOSFETs, mediante el cual también fue posible la implementación de un convertidor multimodular. ii) La validación experimental del diseño del MC, mediante un análisis comparativo con un MC basado en dispositivos IGBT (comúnmente utilizado en la implementación de convertidores de potencia), y iii) la evaluación teórica-experimental de la implementación de la estrategia de control PTC aplicada a la topología del convertidor matricial multimodular para controlar la velocidad de una máquina de inducción de seis fases, logrando un error de seguimiento de velocidad quasi constante en todos los puntos de operación analizados.

EDGAR MAQUEDA

Julio, 2022. San Lorenzo, Paraguay.

SUMMARY

Power converters are electronic units responsible for controlling energy flow in any conversion process. Power converter configurations have provided an attractive alternative for applications requiring power processing. The flexibility provided by using power converters allows the number of phases at the same output can be expanded by adding more modules to the converter and, in turn, provide a better distribution of power in a greater number of phases. Power conversion in multiphase systems is one application in which the above advantages are fully exploited. These systems offer better power distribution over a more significant number of phases and a certain tolerance to the failure of some of them. Their main applications are electric vehicle propulsion and wind power generation systems. An attractive configuration emerging within power converters for the control of multiphase systems are multimodule converters. Multimodule converters are based on using two or more power electronic converters to convert or control power flows for multiphase systems. Several configurations of power converters are applied under the concept of multimodule converters. In this sense, the matrix converter is one of the most attractive converters for this application. The matrix converter is an electronic power converter which directly transforms AC-AC energy employing a bidirectional switch array, replacing the traditional AC-AC conversion method with rectification stage, intermediate

storage elements and inversion. The features offered by the matrix converter topology are regenerative capability, lightweight, longer lifetime, and ability to operate with unity power factor with variable amplitude and frequency output signals.

This doctoral thesis presents contributions to multimodule power conversion techniques based on matrix converters applied to multiphase systems, using a predictive torque and flux control scheme for speed control of a six-phase induction machine. This thesis aims to design and experimentally evaluate a multimodular converter based on matrix converters using SiC-MOSFETs devices. The main obtained results are reflected in the following points: i) the design and implementation of a modular MC using SiC-MOSFETs, devices, through which it was also possible to implement a multimodular converter. ii) The experimental validation of the MC design through a comparative analysis with an MC based on IGBT devices (commonly used in the implementation of power converters), and iii) the theoretical-experimental evaluation of the implementation of the PTC control strategy applied to the topology of the multimodular matrix converter to control the speed of a six-phase induction machine, achieving a quasi-constant speed tracking error in all the operation points analyzed.

EDGAR MAQUEDA

July, 2022. San Lorenzo, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

En este apartado quiero nombrar a las personas y profesionales que fueron guías especialmente en el desarrollo de esta tesis doctoral y así también que representan el eje de inspiración de toda mi vida.

En primer lugar, a Dios y María Santísima, por darme la gracia de la vida, guiarme y enseñarme a valorar lo más valioso de la vida, la familia.

A mis padres Nimia y Marcial por su incondicional y permanente apoyo durante toda mi vida como persona, estudiante y profesional.

A mis hermanos, José María mi ángel de la guarda, Liliana, Marcia y Fernanda por el cariño y apoyo incondicional.

A los profesores, Dr. Sergio Toledo, Dr. Raúl Gregor, Dr. Jorge Rodas y Dr. Marco Rivera por los consejos, orientaciones y constante guía en el desarrollo de este trabajo.

A mis compañeros del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control, David Caballero, Federico Gavilán, Magno Ayala, Alfredo Ranault, Julio Pacher, Osvaldo González y Leonardo Comparatore por la amistad y el trabajo en equipo que compartimos.

Edgar Maqueda

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

A la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción (FIUNA), al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) por apostar en los programas de postgrado para la excelencia en la educación.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay, por el financiamiento del programa POSG16-05 “Doctorado en Ingeniería Electrónica con énfasis en Electrónica de Potencia”, en el marco del Programa PROCENCIA – Convocatoria 2016. Por la participación en el proyecto 14-INV-097 “Desarrollo e Implementación de nuevas Topologías de Convertidores para la Interconexión a red de Sistemas de Generación basados en Energías Renovables”, al “Programa Nacional de Incentivo a los Investigadores (PRONII)”, por fomentar la carrera del investigador en el Paraguay, y finalmente, al programa de “Vinculación de Científicos y Tecnólogos PVCT16-159”, mediante el cual fue posible realizar estancias de investigación en las instalaciones del Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia de la Universidad de Talca, Chile.

Edgar Maqueda

*Dedicado a
mis padres, hermanos y
amigos.*

ÍNDICE GENERAL

Resumen	III
Summary	V
Agradecimientos	VII
Agradecimientos Institucionales	IX
Índice General	XIII
Índice de Figuras	XVII
Índice de Tablas	XXI
Acrónimos	XXIII

PARTE I GENERALIDADES

1	Justificación y metodología	3
1.1.	Introducción	3
1.2.	Motivación	5
1.3.	Objetivos	6
1.3.1.	Objetivo general	6
		XIII

1.3.2.	Objetivos específicos	6
1.4.	Alcance	6
1.5.	Organización del documento	7
2	Estado del arte del convertidor matricial	9
2.1.	Reseña del convertidor matricial	9
2.2.	Principios básicos del convertidor matricial	12
2.2.1.	Restricciones de operación	14
2.2.2.	Estrategia de conmutación de cuatro pasos	16
2.2.3.	Circuito de protección <i>Clamp</i>	19
2.2.4.	El interruptor bidireccional	20
2.3.	Estrategias de control aplicadas al convertidor matricial directo	23
2.3.1.	Técnicas de modulación aplicadas al MC	24
2.3.2.	Control predictivo basado en el modelo	25
2.3.3.	Principios operacionales del MPC	27
2.3.4.	Control MPC de corriente	28
2.3.5.	Control MPC de voltaje	30
2.4.	Conclusiones del capítulo	34

PARTE II ANÁLISIS DE CONTENIDO

3	Discusión de las aportaciones	39
3.1.	Diseño e implementación del M-MMC	40
3.1.1.	Diseño del interruptor bidireccional	41
3.1.2.	Diseño de la fuente de alimentación	46
3.1.3.	Diseño de los módulos de disparo de señales	46
3.1.4.	Diseño del <i>Clamp</i>	49
3.1.5.	Diseño de la etapa de control del TMC	50
3.1.6.	Diseño de los sensores	52
3.2.	Validación experimental del diseño del MC trifásico	54
3.2.1.	Control predictivo de corriente aplicado al TMC	54
3.2.2.	Resultados experimentales	56
3.3.	Control de velocidad de una SPIM alimentado por el M-MMC	60
3.3.1.	Modelado de la máquina de inducción de 6 fases	62
3.3.2.	Estrategia de control	65
3.3.3.	Espacio de estados y reducción de los estados de conmutación	67
3.3.4.	Descripción del algoritmo	68
3.3.5.	Resultados	70

3.3.6.	Discusión de los resultados	78
3.3.7.	Conclusiones del capítulo	82
4	Conclusiones y trabajos futuros	83
4.1.	Conclusiones	83
4.2.	Trabajos futuros	84
Referencias		87
 PARTE III PUBLICACIONES		
4.3.	Artículos publicados en revistas científicas	95
4.4.	Artículos publicados en conferencias arbitradas	96

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Esquema del M-MMC como interfaz de conversión de potencia	5
2.1	Circuito simplificado de un convertidor matricial de $m \times n$ fases	12
2.2	Esquema simplificado de un convertidor matricial trifásico	13
2.3	Configuraciones no permitidas para los interruptores	15
2.4	Topología del interruptor bidireccional con IGBT	16
2.5	Descripción de la estrategia de conmutación de cuatro pasos	18
2.6	Diagrama de estados de la conmutación de cuatro pasos	19
2.7	Convertidor matricial con circuito de protección <i>Clamp</i> de 12 diodos	20
2.8	Topologías de los interruptores bidireccionales	21
2.9	Diagrama eléctrico del Bi-Sw en configuración CE y CC	22
2.10	Módulo de tres Bi-Sw de 30 A por 1200 V, Dynex Semiconductor	23
2.11	Módulo Bi-Sw Dynex 600 A por 1700 V, EUPEC/Infineon	23

2.12	Clasificación de las técnicas de modulación en convertidores matriciales	24
2.13	Resumen de métodos de control predictivo para MCs	25
2.14	Principio operacional del MPC	26
2.15	Análisis mediante simulación del método de MPC	30
2.16	Esquema de control aplicado a un sistema eólico	31
2.17	Seguimiento de voltaje de salida para distintas cargas	35
3.1	Esquema eléctrico del módulo del MCT	41
3.2	Diagrama en bloques del principio de funcionamiento del Bi-Sw	42
3.3	Topología fuente común y drenó común del Bi-Sw	43
3.4	Plataforma experimental del Bi-Sw	43
3.5	Diagramas eléctricos del módulo del Bi-Sw	44
3.6	PCB del módulo del Bi-Sw	45
3.7	Diagrama eléctrico del módulo fuente DC aislada	46
3.8	Diagrama eléctrico de los transceptores de fibra óptica	47
3.9	Placas electrónicas del circuito de disparo	48
3.10	Diagrama y placa electrónica del circuito de protección <i>Clamp</i>	50
3.11	Esquema general de la etapa de control	51
3.12	Módulos de los sensores de voltaje y corriente	53
3.13	<i>Rack</i> experimental del M-MMC	53
3.14	Esquema de control propuesto para la implementación	55
3.15	Descripción de la bancada experimental del MC	57
3.16	Plataforma experimental del MC utilizando dispositivos IGBTs	57
3.17	Plataforma experimental del MC utilizando dispositivos SiC-MOSFET	58
3.18	Seguimiento de corriente del MC con SiC-MOSFET	59
3.19	Respuesta del MC con IGBT a un escalón con $T_s=100\ \mu s$	59

3.20	Respuesta del MC con SiC-MOSFET a un escalón con $T_s=100 \mu s$	59
3.21	Evaluación experimental entre la potencia de entrada de los MC	60
3.22	Análisis del THD de los MCs	60
3.23	Diagrama eléctrico del M-MMC aplicado a una SPIM	61
3.24	Diagrama del sistema de control del M-MMC aplicado a la SPIM	66
3.25	Sectorización de la fuente de entrada trifásica	69
3.26	Vectores espaciales de los voltajes de salida del M-MMC	69
3.27	Forma de onda de las fuentes de entrada del M-MMC	72
3.28	Seguimiento de velocidad, par y flujo del sistema a $f_s = 10 \text{ kHz}$	73
3.29	Seguimiento de velocidad, par y flujo del sistema a $f_s = 100 \text{ kHz}$	73
3.30	Corriente de salida i_{sa1} del M-MMC aplicada a la SPIM	74
3.31	Corriente de entrada i_{u1} del M-MMC aplicada a la SPIM	75
3.32	Corrientes de salida de las seis fases del M-MMC	75
3.33	Diagrama de la bancada experimental del M-MMC	76
3.34	Diagrama comparativa del tiempo computacional del PTC	76
3.35	Resultados experimentales del control de velocidad de la SPIM	77
3.36	Resultados experimentales en el seguimiento de las variables de control	78
3.37	Resultados experimentales del control SPIM bajo variaciones de par	79
3.38	Resultados post-falta del M-MMC	80
3.39	MSE de par y flujo en referencia a cambios en la velocidad SPIM	81

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Estados válidos para los interruptores del convertidor matricial	14
2.2	Parámetros eléctricos de simulación	34
3.1	Componentes electrónicos principales del TMC	41
3.2	Características de los componentes del circuito de disparo	48
3.3	Características eléctricas de los sensores de voltaje y corriente	53
3.4	Parámetros de la plataforma experimental y el controlador	58
3.5	Selección de estados de conmutación de cada módulo del M-MMC	70
3.6	Parámetros de simulación y ensayos experimentales	71
3.7	MSE del par y flujo ante discrepancias de la L_m del SPIM	81
4.1	Resumen de los logros obtenidos durante la tesis doctoral	96

ACRÓNIMOS

AC	Corriente Alterna
ADC	Conversor Analógico Digital
ASIC	Circuito Integrado de Aplicación Específica
Bi-Sw	Interruptor Bidireccional
BTB	Convertidor Espalda-Espalda
CONACYT	Consejo Nacional de Tecnología y Ciencia
CAN	Sistema de Bus Serie
CD	Dreno Común
CS	Fuente Común
CE	Emisor Común
CC	Colector Común
DC	Corriente Continua
DSP	Procesadores Digitales de Señales

DG	Generación Distribuida
DMC	Convertidor Matricial Directo
E/S	Entrada/Salida
FPGA	Arreglos de Compuertas Programables en Campo
F _{pwm}	Frecuencia de la señal PWM
F_{Sw}	Frecuencia de Conmutación
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada
IC	Circuito Integrado
LC	Inductor y Capacitor
LSPyC	Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
LCEEP	Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor
MC	Convertidor Matricial
TMC	Convertidor Matricial Trifásico
M-MMC	Convertidor Matricial Multi-Modular
MWEG	Sistema de Generación Eólica Multifásica
MPC	Control Predictivo basado en el Modelo
NPC	Punto Neutro Enclavado
PCC	Control Predictivo de Corriente
PWM	Modulación por Ancho de Pulso
RES	Fuentes de Energías Renovables
RMS	Valor Cuadrático Medio
RB-IGBT	IGBT con Bloqueo Inverso
Rx	Receptor
SIN	Sistema Interconectado Nacional
Si	Silicio
SiC	Carburo de Silicio
SpWEG	Sistema de Generación Eólica Hexafásica
SPIM	Máquina de Inducción de Seis Fases

SVM	Modulación en el Espacio Vectorial
TTL	Lógica Transistorizada
Tx	Transmisor
VSI	Inversor de Fuente de Voltaje
VSMC	Convertidor Matricial con Fuente de Voltaje
VHDL	Lenguaje de Descripción de Hardware
V_{GS}	Voltaje Puerta-Fuente del MOSFET

Parte I

GENERALIDADES

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

1.1. Introducción

Los convertidores electrónicos de potencia representan la pieza central de muchos sistemas eléctricos, transforman una forma de energía eléctrica a otra, suministrando voltaje y corriente a una carga determinada. Estos dispositivos electrónicos están destinados a la conversión y el control del flujo de energía eléctrica con la ayuda de los interruptores electrónicos de potencia, y son capaces de transformar grandes flujos de energía a niveles adecuados a las necesidades del medio [1, 2]. Las aplicaciones más comunes de los convertidores electrónicos de potencia incluyen, sistemas de propulsión de motores, energías renovables, robótica, vehículos eléctricos e híbridos y circuitos que promueven la calidad de la energía, entre otras [3]. Estas aplicaciones son impulsoras de muchas de las investigaciones realizadas en el área, como son el desarrollo de dispositivos semiconductores más eficientes, nuevas topologías y configuraciones de convertidores de potencia, el desarrollo de nuevas estrategias de control y diagnóstico, sistemas tolerantes a fallas y similares.

La flexibilidad que brinda el uso de los convertidores electrónicos de potencia permite que el número de fases a la salida del mismo no se encuentre restringida a tres (sistemas normalizados) y pueda ser ampliado añadiendo más módulos al convertidor, en este contexto surge el concepto del convertidor multimodular. Los convertidores multimodulares se basan en el empleo de dos o más convertidores electrónicos de potencia con el fin de convertir o controlar el flujo de energía para sistemas multifásicos, es decir, sistemas que cuentan con un número mayor a tres fases [4]. Los accionamientos multifásicos ofrecen una mejor distribución de potencia en un número mayor de fases, así como cierta tolerancia ante fallos de algunas de sus fases [5, 6]. Una de las aplicaciones de los convertidores multimodulares son los sistemas de generación eólicos, en donde la topología multifásica ayuda a manejar un flujo menor de potencia por cada fase, lo que conlleva a trabajar con niveles de potencias adecuadas para su conversión final [7–9]. Una de las tendencias que existe hoy día en el contexto de los sistemas de propulsión de vehículos eléctricos es utilizar los motores multifásicos, debido a las numerosas ventajas que otorga, por esta razón los convertidores multimodulares son requeridos para los accionamientos de estos tipos de motores no convencionales [9, 10].

Actualmente las investigaciones se han centrado en el desarrollo de una nueva topología de interfaz de energía flexible basada en una arquitectura directa de conversión AC-AC. Dichas investigaciones se centran en la topología del Convertidor Matricial (MC, por sus siglas en inglés) [11, 12]. El MC es un convertidor de potencia electrónico AC-AC directo, el cual transforma la energía AC directamente mediante un arreglo de interruptores bidireccionales, sustituyendo el tradicional método de conversión AC-AC con etapa de rectificación, filtros intermedios e inversión. Las atractivas características que ofrece la topología del MC como capacidad regenerativa, peso ligero, largo tiempo de vida, capacidad para operar con factor de potencia unitario y el control de la frecuencia como la amplitud de la señal de salida, hacen que numerosas investigaciones se centren en este convertidor de potencia [13–15].

El desarrollo de esta tesis se orienta al análisis de la conversión multimodular basadas en los convertidores matriciales utilizando dispositivos SiC-MOSFETs, y la evaluación experimental del convertidor multimodular en un esquema de control de velocidad basado en el control predictivo de par (PTC), aplicado a un motor de seis fases.

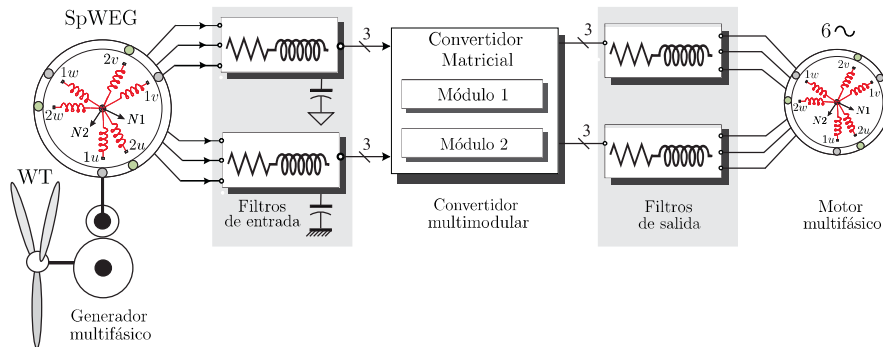


Figura 1.1 Esquema del convertidor matricial multimodular como interfaz de conversión entre un generador y un motor de seis fases.

1.2. Motivación

La principal motivación que ha impulsado esta tesis es el desarrollo de aportes a las técnicas de conversión multimodular basados en los MCs para aplicaciones en los accionamientos multifásicos. En este sentido, existen en la actualidad algunas empresas del sector industrial que ya están apostando al uso de los sistemas multifásicos en sus líneas de productos. Como por ejemplo, la compañía Hyundai ha desarrollado un elevador de velocidad ultra rápida basado en un motor síncrono de imanes permanentes de nueve fases, como así también el aerogenerador de Gamesa, que consta de un generador síncrono de imanes permanentes de 12 fases [16]. Ambas aplicaciones utilizan convertidores *back-to-back* (BTB) como sistemas de accionamientos. Por tal motivo, el convertidor matricial multimodular (M-MMC) surge a la vez como una opción interesante para ser aplicados en los accionamientos multifásicos, en vista a sus características muy atractivas como por ejemplo menor peso, tamaño y vida útil. Estas características hacen ideal el uso de M-MMC en aplicaciones donde se requiere alta densidad de potencia y convertidores compactos como los sistemas de generación eólica multifásica (MWEG, por sus siglas del inglés), formados por módulos de MCs trifásicos (TMC) lo que constituye una alternativa atractiva si se compara con las topologías de convertidor convencionales [17], [18]. En la **Figura 1.1** es posible observar el esquema de conexión de un M-MMC conectado como interfaz entre un sistema de generación eólico hexafásico (SpWEG, por sus siglas del inglés) y una máquina de inducción de seis fases (SPIM, por sus siglas del inglés). La topología propuesta consta de dos módulos de TMC conectados al SpWEG mediante filtros pasivos LC, y a la salida cada módulo conectado al SPIM.

1.3. Objetivos

Los objetivos generales y específicos trazados como punto de partida para el desarrollo de esta tesis doctoral se enuncian a continuación:

1.3.1. Objetivo general

Diseñar e implementar un convertidor multimodular basado en convertidores matriciales utilizando dispositivos SiC-MOSFETs.

1.3.2. Objetivos específicos

1. Validar el diseño de los módulos trifásicos del convertidor matricial multimodular diseñado, utilizando técnicas de control predictivo basado en el modelo.
2. Proponer y validar la estrategia de control predictivo de par mecánico aplicado al M-MMC para controlar la velocidad de una máquina de seis fases.
3. Aportar al estado del arte del control de sistemas multifásicos (i.e más de tres fases), utilizando el M-MMC como actuador para el control de máquinas multifásicas.

1.4. Alcance

El alcance de la tesis doctoral se encuentra limitado por los objetivos propuestos en el apartado anterior. En este sentido, lo que se pretende realizar en esta tesis se detalla a continuación:

- El desarrollo teórico-experimental de una plataforma de ensayos utilizando para el efecto una topología del M-MMC.
- El diseño propuesto integra semiconductores de potencia basados en la tecnología SiC-MOSFET.
- Desde el punto de vista de la validación experimental, uno de los aportes de la tesis doctoral aborda el control de accionamientos eléctricos utilizando el M-MMC como interfaz de potencia.
- Se propone el uso de estrategias de control de corriente y control PTC, utilizando para el efecto el control del tipo predictivo basado en el modelo.

- La tesis concluye con la validación del uso del M-MMC en aplicaciones de accionamiento multifásicos, poniendo de manifiesto parámetros de rendimiento tales como; error cuadrático medio, distorsión armónica total, error de seguimiento de velocidad, entre otros.

1.5. Organización del documento

El documento se ha organizado en tres partes. En la Parte I, se describen las generalidades de la tesis, los cuales son resumidos en dos capítulos. En el Capítulo 1 se detalla la justificación y metodología del trabajo. Se presentan las motivaciones que impulsaron el desarrollo del tema y las consideraciones preliminares. Posteriormente, en el Capítulo 2 se describe el estado del arte, el funcionamiento básico y las estrategias de control aplicadas al los MCs.

En la Parte II se analiza las aportaciones realizadas en referencia al diseño e implementación del M-MMC basados en dispositivos SiC-MOSFETs, la validación de los módulos trifásicos independientes, y su utilización como interfaz de conversión para el accionamiento de un motor de seis fases. Seguidamente, se presentan resultados del análisis de la utilización del M-MMC como interfaz de conversión para el accionamiento de un motor de seis fases. Las conclusiones y trabajos futuros en la línea de investigación planteada en esta tesis se exponen en el Capítulo 4.

Finalmente en la Parte III se presentan las publicaciones de los artículos científicos realizados, las presentaciones en actividades científicas y un resumen de los logros alcanzados durante el desarrollo de esta tesis doctoral.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE DEL CONVERTIDOR MATRICIAL

2.1. Reseña del convertidor matricial

El MC se menciona por primera vez en la literatura en el libro de Gyugi y Pelly [19] en 1976 y en la publicación de Daniels y Slaterry [20] en 1978, en ambos es presentado el concepto de circuito de potencia AC-AC directo. En estas publicaciones también se lo describe como un “cicloconvertidor de conmutación forzada”. Sin embargo, el desarrollo real de los MCs inicia con el trabajo de Venturini y Alesina [21], publicado en 1980. Estos autores presentaron el circuito de potencia del convertidor como una matriz de interruptores de potencia bidireccionales e introdujeron el nombre de “convertidor matricial”. Una de sus mayores contribuciones ha sido el desarrollo de un riguroso análisis matemático para describir el comportamiento a baja frecuencia del convertidor, presentando el concepto de “matriz de modulación de baja frecuencia”. En este método de modulación, también conocido como enfoque de función de transferencia directa o convertidor matricial directo (DMC, por sus siglas en inglés), el voltaje de salida es obtenida a través de la multiplicación de la matriz de modulación (también llamada matriz

de transferencia) por el vector de los voltajes de entrada [22]. Una técnica de control conceptualmente diferente basada en la idea de un “DC-link ficticio” fue presentada por Rodríguez en 1983 [23]. En este método, la conmutación es configurada de tal modo que cada línea de salida es conmutada entre la entrada más positiva y la más negativa empleando técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) similares a las utilizadas en los inversores de fuentes de voltaje (VSI, por sus siglas en inglés). Este concepto es también conocido como “función de transferencia indirecta” o convertidor matricial indirecto (IMC, por sus siglas en inglés) [24]. En 1985-1986 Ziogas expandió la idea de Rodríguez y sentó las bases matemáticas rigurosas respecto a los IMC [25, 26]. En 1985 Kastner y Rodríguez introdujeron la aplicación de los vectores espaciales en el análisis y el control de MCs. En 1989 Huber y otros, publicaron el primero de una serie de artículos en los cuales los principios de la modulación por vectores espaciales (SVM, por sus siglas en inglés) fueron aplicados al problema de modulación para MC [27–32]. En 1985 se confirmó experimentalmente por Kastner y Rodríguez [33] y por Neft [34] que un MC con tan sólo nueve interruptores podía ser utilizado efectivamente en el control vectorial para un motor de inducción obteniéndose corrientes y voltajes de buena calidad. Sin embargo, la conmutación simultánea de los interruptores bidireccionales del MC no es muy fácil de lograr sin generar sobrecorrientes o sobrevoltajes, los cuales podrían dañar los semiconductores de potencia. Este hecho limitó la implementación práctica y afectó negativamente el interés en los MCs. En 1989, este inconveniente fue subsanado cuando se introdujo la después denominada técnica de “conmutación de corriente semi-suave” presentada por Burany [35] y otras estrategias de control como las presentadas por Empringham, Clare y Wheeler en 1998 [36]. Una interesante revisión tecnológica es presentada por Wheeler en 2002 [37]. Actualmente existen en el mercado fabricantes que ofertan productos comerciales de MCs enfocados a los accionamientos de máquinas. Estas empresas son Yaskawa y Fuji Electric Systems. Yaskawa ofrece una línea de productos de MC, entre ellas se encuentra la unidad Z1000U con una capacidad de conversión de 7.5 HP a 350 HP [38]. Esta unidad incorpora tecnología matricial para convertir directamente el voltaje de AC de entrada a AC de salida. El convertidor es ideal para aplicaciones HVAC que proporcionan una distorsión armónica extremadamente baja, ahorro de energía y mantenimiento en un diseño que ahorra espacio. El Z1000U fue ganador del “Producto del Año 2016” por la revista Consulting-Specifying Engineer. Además presentan otras unidades como el Z1000U Matrix Bypass y el Z1000U Matrix Configured, basados en el MC Z1000U a los cuales se le han integrados funciones específicas que proporcionan mayor versatilidad al equipo en cuanto a monitoreos y configuraciones para conexiones de motores a las redes eléctricas. Por otro lado, Fuji Electric ofrece una unidad de la serie FRENIC-Mx (45kW - 30kW), basado en tecnología

matricial indirecta formada por un enlace DC virtual [39]. FRENIX-Mx es un MC de la siguiente generación, con accionamiento de velocidad ajustable que permite generar un voltaje AC arbitrario directamente desde la alimentación de AC, cambiando el concepto de accionamientos convencionales de velocidad ajustable. La disponibilidad de estos productos en el mercado hace pensar que la demanda de esta tecnología irá en aumento y que muchos fabricantes del entorno industrial lo irán desarrollando.

En la actualidad los aportes al MC están enfocadas principalmente a estrategias de control que ayudan a minimizar el tiempo computacional del algoritmo de control, análisis de eficiencia y aplicaciones multimodulares. Ejemplos sobre estas investigaciones fueron presentadas en el 2016 por J.J. Rodríguez [40], con un método directo y de fácil implementación digital del esquema de modulación de Venturini, nuevas técnicas de control de corriente aplicadas al MC fueron presentadas por Lei [41] y por Bin y otros en el 2017 [42]. Evaluaciones del MC en función a implementaciones con tecnologías más eficientes como los semiconductores de potencia de carburo de silicio (SiC-MOSFET), fueron desarrolladas por Tretin en el 2016 [43] y Aliyu y otros en el 2017 [44]. Entre las investigaciones relacionadas a las técnicas multimodulares aplicadas a los convertidores de potencia se encuentran por ejemplo los trabajos presentado por Sun [45,46], donde se estudian una topología multimodular formado por la conexión en serie de dos o más celdas MC de entrada trifásica y salida monofásica (SPMC). Esta topología hereda la idea de los convertidores de puente H en cascada (CHB). Por lo tanto, una ventaja obvia del MC multimodular es su modularidad y escalabilidad para cumplir con cualquier requisito de nivel de voltaje de salida. La topología del M-MMC formado por MC directos se presentan en trabajos de Rodas [17] con un análisis y validación teórico aplicado al generador de energía eólica de seis fases. Los fundamentos del trabajo están basados en interconectar varias fuentes de energía renovable bajo el concepto de sistemas de generación distribuida. Seguidamente la mayoría de los trabajo para esta topología formada por MC directos lo ha presentado Toledo y otros [3,47], donde presenta principalmente al M-MMC en aplicaciones de interconexión a redes en el concepto de generación distribuida [48], y en la alimentación de cargas trifásicas mediante fuentes de energía multifásicas, utilizando una estrategia de control predictivo mejorado.

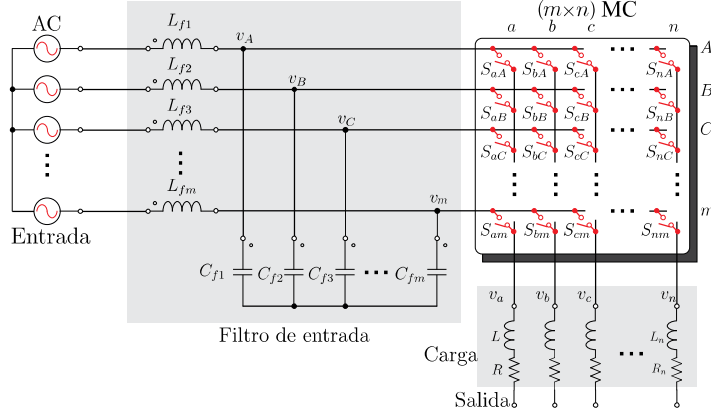


Figura 2.1 Circuito simplificado de un convertidor matricial de $m \times n$ fases.

2.2. Principios básicos del convertidor matricial

El MC es un convertidor de energía AC-AC de una sola etapa, capaz de alimentar directamente una carga de “ n ” fases a partir de una fuente de “ m ” fases, lo que representa en un MC de $(m \times n)$ fases, sin la necesidad de etapas de almacenamiento intermedias [49].

La topología general para el caso de fuentes de voltaje como entrada, se muestra en la **Figura 2.1**. En este caso se obtiene un MC alimentado por voltaje (*Voltage Source Matrix Converter*, VSMC). Para obtener un buen desempeño, el VSMC debe contar con un filtro en la fuente. El filtro de la fuente se necesita generalmente para minimizar las componentes de altas frecuencias en las corrientes de entrada y reducir el impacto de las perturbaciones en la red de entrada. El tamaño de los elementos del filtro es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación del MC. El desarrollo del MC directo comenzó cuando Venturini y Alesina propusieron los principios básicos de operación en los 80s [50]. Los autores propusieron un algoritmo de control de alta frecuencia de conmutación y el desarrollo de un análisis matemático riguroso para describir el comportamiento de baja frecuencia del convertidor.

Para introducir los principios básicos referentes a los convertidores matriciales, se considera el sistema de conversión del TMC de la **Figura 2.2**.

La función de conmutación para un interruptor simple se define como:

$$S_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ desactivado} \\ 1, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ activado} \end{cases}, \quad (2.1)$$

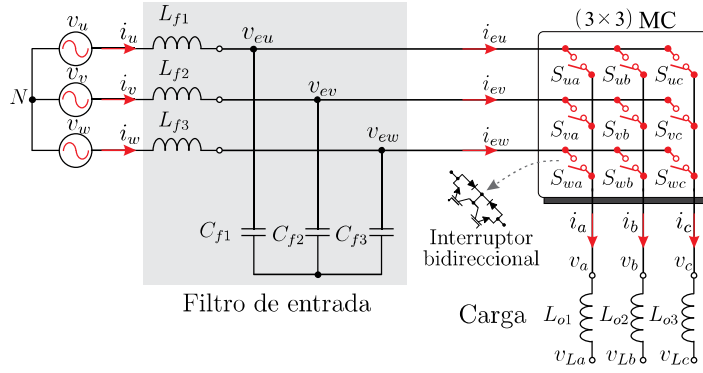


Figura 2.2 Esquema simplificado de un convertidor matricial trifásico.

donde $i \in \{u, v, w\}$ indica la entrada correspondiente y $j \in \{a, b, c\}$ se refiere a la salida correspondiente [21]. Considerando que las entradas nunca deben conectarse en corto circuito y que las corrientes nunca deben interrumpirse abruptamente, se expresan las restricciones de la siguiente forma:

$$S_{ui} + S_{vi} + S_{wi} = 1. \quad \forall i \in \{a, b, c\}. \quad (2.2)$$

Bajo estas restricciones, el TMC presenta 27 estados de conmutación permitidos, de entre los 512 (2^9) posibles. Si la carga y la fuente son referenciadas respecto al punto neutro “N”, entonces es posible describir la relación entre las entradas y las salidas de voltaje y de corriente como sigue:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{eu}(t) \\ v_{ev}(t) \\ v_{ew}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{eu}(t) \\ i_{ev}(t) \\ i_{ew}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

En la **Tabla 2.1** se presentan todos los estados válidos en función a la restricción de la ecuación (2.2).

Tabla 2.1 Estados válidos para los interruptores del convertidor matricial

	S_{ua}	S_{va}	S_{wa}	S_{ub}	S_{vb}	S_{vc}	S_{wa}	S_{wb}	S_{wc}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	0	1	0	1	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0	0	1	0	0
4	1	0	0	0	1	0	1	0	0
5	0	1	0	0	1	0	1	0	0
6	0	0	1	0	1	0	1	0	0
7	1	0	0	0	0	1	1	0	0
8	0	1	0	0	0	1	1	0	0
9	0	0	1	0	0	1	1	0	0
10	1	0	0	1	0	0	0	1	0
11	0	1	0	1	0	0	0	1	0
12	0	0	1	1	0	0	0	1	0
13	1	0	0	0	1	0	0	1	0
14	0	1	0	0	1	0	0	1	0
15	0	0	1	0	1	0	0	1	0
16	1	0	0	0	0	1	0	1	0
17	0	1	0	0	0	1	0	1	0
18	0	0	1	0	0	1	0	1	0
19	1	0	0	1	0	0	0	0	1
20	0	1	0	1	0	0	0	0	1
21	0	0	1	1	0	0	0	0	1
22	1	0	0	0	1	0	0	0	1
23	0	1	0	0	1	0	0	0	1
24	0	0	1	0	1	0	0	0	1
25	1	0	0	0	0	1	0	0	1
26	0	1	0	0	0	1	0	0	1
27	0	0	1	0	0	1	0	0	1

2.2.1. Restricciones de operación

Uno de los principales aspectos a tener en cuenta en el control de los MCs se refiere a las restricciones de conmutación. Los interruptores utilizados en los MCs no están protegidos por un capacitor de enlace DC, lo cual es normal en los tradicionales VSI.

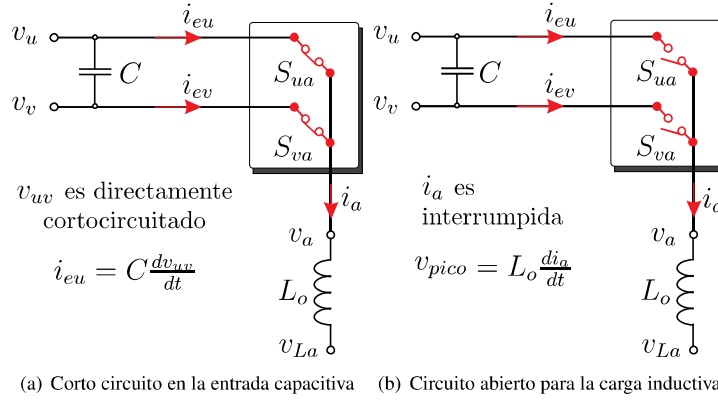


Figura 2.3 Configuraciones no permitidas para los interruptores.

Cuando se consideren las estrategias de conmutación para los MCs, dos reglas generales deben ser tenidas en cuenta:

1. La conmutación no debe causar cortocircuitos entre dos fases de entrada, pues la consecuente alta circulación de corriente podría destruir los interruptores.
2. Las conmutaciones no deben causar una interrupción abrupta de la corriente de salida, pues el sobrevoltaje subsecuente podría probablemente destruir los interruptores.

En el modelo matemático, estas restricciones se cumplen definiendo la ecuación (2.2). Sin embargo, en el sistema real se debe considerar que los interruptores deben ser capaces de ser activados y desactivados de manera a evitar los cortocircuitos y las interrupciones repentinas de corriente. Por lo que el proceso de conmutación debe ser activamente controlado en todo momento de manera a cumplir con las dos reglas mencionadas anteriormente.

Teniendo en cuenta las restricciones de operación, es importante que dos interruptores no sean activados al mismo tiempo en ningún instante, **Figura 2.3(a)**. Cuando los interruptores son activados al mismo tiempo, las fuentes de voltaje son cortocircuitadas directamente y los interruptores serán dañados por la sobrecorriente. En el caso de que todos los interruptores sean abiertos al mismo tiempo, **Figura 2.3(b)**, al instante de la desactivación se generará un sobrevoltaje el cual podría dañar los semiconductores. Los picos de sobrevoltaje dependen de la corriente de carga i_a y la duración de la interrupción 2.5:

$$v_{pico} = L_o \frac{di_a}{dt}. \quad (2.5)$$

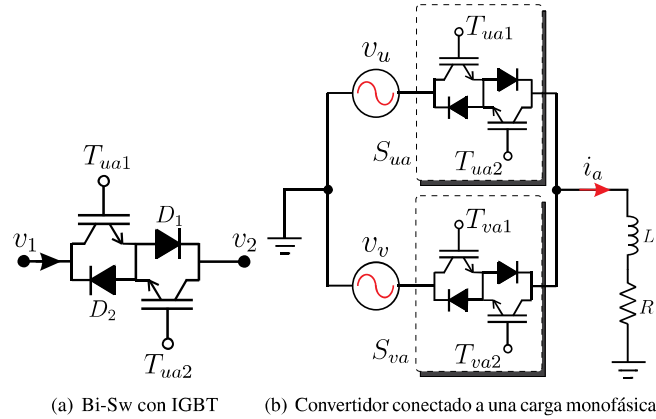


Figura 2.4 Topología del interruptor bidireccional con IGBT.

Estas dos consideraciones causan un conflicto, ya que los dispositivos semiconductores no pueden conmutar instantáneamente entre los estados por los retrasos de propagación y los tiempo de conmutación finitos. Varios métodos han sido propuestos para la conmutación. El método utilizado en este proyecto fue la conmutación de cuatro pasos, el cual es un método de conmutación segura para que los interruptores bidireccionales (Bi-Sw) cumplan las restricciones de operación.

2.2.2. Estrategia de conmutación de cuatro pasos

Varias soluciones han sido propuestas para aproximar el comportamiento de los Bi-Sws al ideal, seguidamente se presentará la más utilizada. La solución ampliamente abordada en la literatura [40,51], considera la topología mostrada en la **Figura 2.4(a)** para implementar los Bi-Sws. En la **Figura 2.4(b)**, cada interruptor está constituido por dos transistores IGBT (T_{ua1} y T_{ua2}) y dos diodos, (D_1 y D_2). Debido a D_1 y D_2 , si ambos transistores están desactivados, no habrá circulación de corriente, es decir, la topología considerada bloquea voltajes de ambas polaridades. Si por ejemplo $v_1 > v_2$, T_{ua1} está activado y T_{ua2} desactivado, existirá una corriente en la dirección indicada en la **Figura 2.4(b)**. En el caso contrario, si $v_1 < v_2$, T_{ua2} está activado y T_{ua1} desactivado, habrá una corriente circulando en la dirección opuesta. Las características previas hacen de esta topología un Bi-Sw. Es importante notar, que aunque la configuración mostrada en la **Figura 2.4(b)** constituye la base de un Bi-Sw, el tiempo requerido para pasar del estado de conducción al de corte, es decir de activado a desactivado, hace que la manera de conmutar no sea una

tarea sencilla. De manera a ejemplificar de que forma se realiza la conmutación real, se considera la **Figura 2.4(b)**.

Se debe notar que a fin de cumplir con la ecuación (2.2), las siguientes condiciones deben ser evitadas:

$$\begin{cases} T_{ua1} \text{ y } T_{va2} \text{ activadas,} & \text{con } v_u > v_v \\ T_{va1} \text{ y } T_{ua2} \text{ activadas,} & \text{con } v_u < v_v \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} T_{ua1} \text{ y } T_{va1} \text{ desactivadas,} & \text{con } i_a > 0 \\ T_{ua2} \text{ y } T_{va2} \text{ desactivadas,} & \text{con } i_a < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Si la condición (2.6) es violada, las fuentes serán cortocircuitadas. Por otro lado, en el caso de la condición (2.7), una interrupción abrupta de la corriente ocurrirá.

La técnica de conmutación de cuatro pasos, se basa en la medición de las corrientes y se denomina también conmutación suave. El proceso de la conmutación de cuatro pasos es representada en la **Figura 2.5**, y se describe como sigue:

1. Se supone que inicialmente S_{ua} está activado y S_{va} está desactivado, $i_a > 0$ y es necesario desactivar S_{ua} y activar S_{va} . Esto implica que T_{ua1} y T_{ua2} están activados y T_{va1} y T_{va2} están desactivados. Nótese que bajo estas condiciones, ni la condición (2.6) ni la (2.7) son violadas.
2. Se debe desactivar T_{ua2} . Esto no generará problemas de sobrevoltaje, ya que no fluye corriente por T_{ua2} y la corriente en la carga no es interrumpida.
3. Activar T_{va1} . Nótese que podría o no haber corriente fluyendo por T_{va1} , dependiendo de las magnitudes de v_u y v_v .
4. Desactivar T_{ua1} , si T_{va1} no se encuentra en estado de conducción, implicará que se producirá un sobrevoltaje debido a la interrupción de la corriente en la carga, lo cual activará el diodo. Ya que T_{va1} está activado, la carga conducirá hacia v_v , lo cual neutralizará el sobrevoltaje. Nótese que aquí se completa la conmutación bajo esta condición de operación, S_{ua} está desactivado y S_{va} está conduciendo.
5. Activar T_{va2} , de tal modo a que S_{va} permita la conducción de corriente en ambas direcciones.

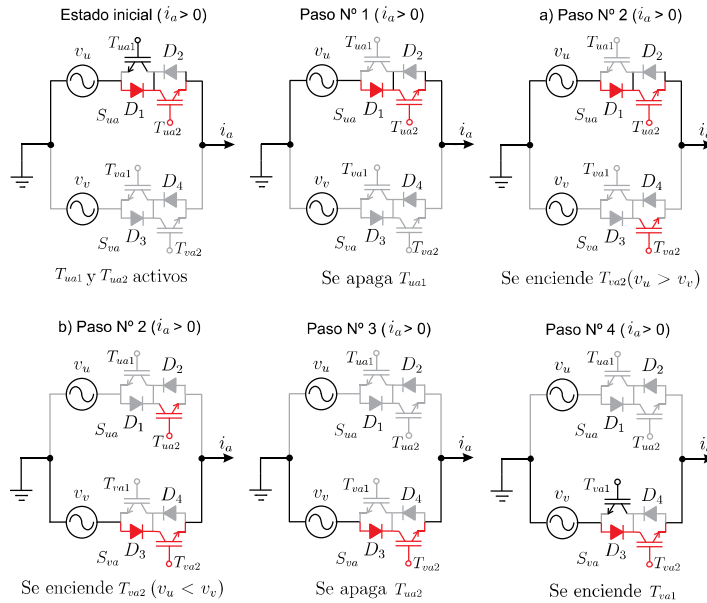


Figura 2.5 Descripción de la estrategia de conmutación de cuatro pasos.

En general, la estrategia de conmutación se resume como sigue:

1. Determinar la dirección de la corriente i_a .
2. Dependiendo de la dirección de la corriente i_a , desactivar el transistor que no está conduciendo en el interruptor que será desactivado.
3. Dependiendo de la dirección de i_a , activar el transistor que conducirá en el interruptor a ser activado.
4. Desactivar el transistor que aún está activado en el interruptor activo.
5. Activar el transistor que aún está desactivado en el interruptor que se acaba de activar.

En la **Figura 2.6** se presenta un diagrama de estados general que resumen el método de la conmutación suave, para conmutar de la fase i de la fuente a la fase k de la misma, para la fase j de la carga. Se refiere con la palabra *on* al estado activado y *off* al estado desactivado. Esta estrategia de conmutación, junto con el circuito de protección *Clamp*, protegen al circuito de problemas de cortocircuito y sobrevoltajes.

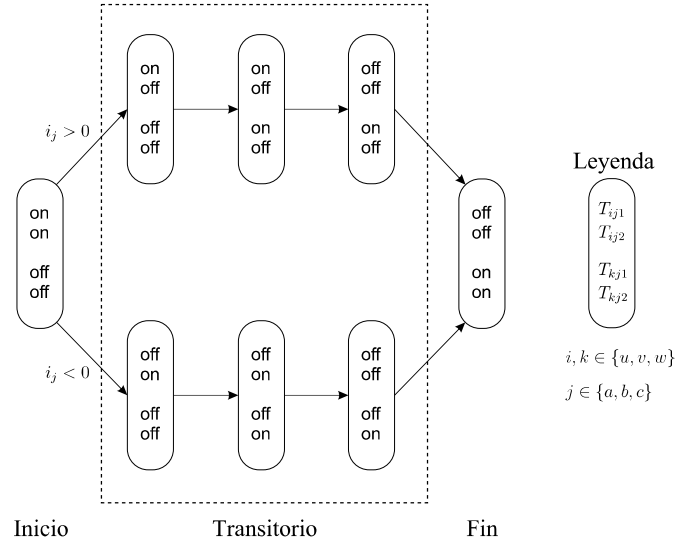


Figura 2.6 Diagrama de estados de la conmutación de cuatro pasos.

2.2.3. Circuito de protección *Clamp*

En la sección anterior se han presentado las restricciones de operación para los TMCs. Cumpliendo con las reglas mencionadas, se evita la generación de sobrevoltajes y sobrecorrientes que podrían dañar los semiconductores. Sin embargo, existen otras fuentes de sobrevoltaje debidas a perturbaciones y fallas en la carga, por lo cual es importante desarrollar un método para tratar con tales situaciones. Un esquema de protección efectivo y robusto es un elemento importante en la implementación de una etapa de potencia estable y confiable en los MCs.

La forma más común de proteger los MCs consiste en un arreglo de 12 diodos, un capacitor electrolítico y su respectivo circuito de descarga, el cual conecta la salida del convertidor con su entrada, como se muestran en la **Figura 2.7**. Este esquema conocido como circuito *Clamp*, posee un arreglo de 12 diodos de rápida recuperación que conectan un capacitor a los terminales de entrada y salida. Entonces el capacitor absorbe la energía de conmutación y la descarga a través del resistor [52]. Al momento en que ocurre un sobrevoltaje, el diodo conduce y el circuito *RC* mantiene el voltaje a un valor seguro. Durante la operación normal, los diodos no conducen y el circuito *Clamp* no influye en la operación del MC. Este arreglo provee un circuito para la corriente de la carga inductiva durante el corte. El tamaño del capacitor es normalmente pequeño y es posible calcularlo basado en la inductancia de carga del MC, el voltaje inicial del *Clamp* y el voltaje final del

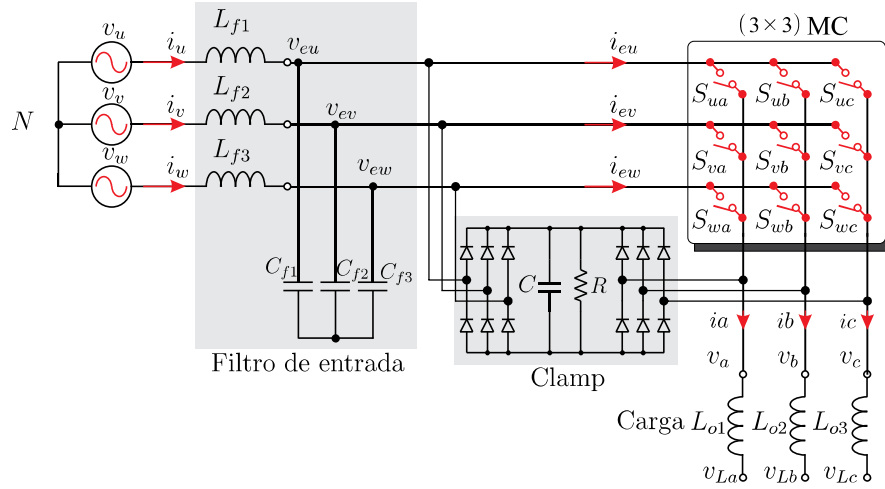


Figura 2.7 Convertidor matricial con circuito de protección *Clamp* de 12 diodos.

mismo, como sigue:

$$W_{carga} = \frac{1}{2} L (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) = \frac{3}{4} L \hat{I}_{rms}^2, \quad (2.8)$$

la máxima energía en la carga se calcula con la ecuación (2.8), donde W_{carga} es la energía almacenada en la inductancia, L es la inductancia de la carga, i_a, i_b e i_c son las corrientes de línea en la carga e $\hat{I}_{rms}$ es el valor correspondiente en rms de la corriente de línea. El intercambio de energía en el capacitor del *Clamp*, desde su voltaje inicial hasta el final, puede ser utilizado para calcular el tamaño del capacitor, de la siguiente forma [49]:

$$W_{carga} = \frac{1}{2} C (V_{max}^2 + V_{in}^2), \quad (2.9)$$

donde C es la capacitancia del capacitor, V_{max} es el valor máximo de voltaje permitido en el circuito *Clamp* y V_{in} es el voltaje inicial.

2.2.4. El interruptor bidireccional

Un elemento esencial dentro de la estructura del MC lo constituye el (Bi-Sw). Los Bi-Sws también conocidos como interruptores de cuatro cuadrantes, pueden conducir tanto voltajes positivos o negativos, así como corrientes en cualquier dirección [53–55]. En la actualidad, su costo es alto, ya que se fabrican a medida dependiendo de la aplicación.

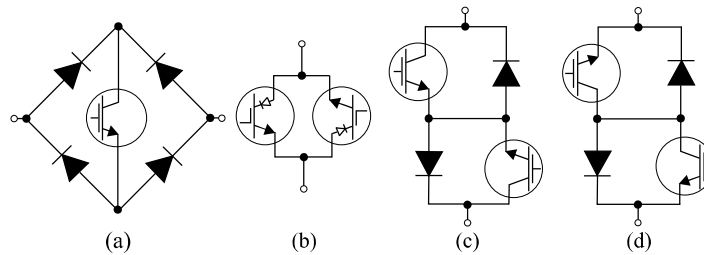


Figura 2.8 Topologías de los interruptores bidireccionales: (a) puente de diodos e IGBT, (b) IGBT antiparalelo con bloqueo reverse (RB-IGBT), (c) IGBT antiparalelo en emisor común, (d) IGBT antiparalelo en colector común.

Los Bi-Sws son construidos a partir de dispositivos unidireccionales disponibles. En la **Figura 2.8** se muestran algunos de estos arreglos. El arreglo de diodos tipo puente e IGBT configuración (a), utiliza sólo un dispositivo activo, pero las pérdidas por conducción son mayores que en los otros arreglos ya que la corriente circula a través de un interruptor y dos diodos. La configuración (b) es usada en dispositivos que permiten el bloqueo de voltaje en ambas direcciones como lo son el IGBT con bloqueo inverso (RB-IGBT). Los arreglos de emisor común (CE) y colector común (CC) permiten que la dirección de la corriente sea controlada, lo que permite a su vez mayor flexibilidad cuando se produce la conmutación de corriente entre fases de entrada. El puente de diodos necesita únicamente una señal de disparo por interruptor, mientras que las demás requieren de dos señales de control de disparo. Considerando las restricciones de conmutación, estas señales de disparo deben ser diseñadas de manera a cumplir con las restricciones de operación detallada en la sección 2.2.1.

El Bi-Sw formado por arreglos de transistores en configuración CE y CC son comúnmente utilizados por los convertidores de potencia, que permiten el control de la dirección de la corriente y también estas disposiciones tienen menores pérdidas en la conducción en comparación con el Bi-Sw con diodos puente y los dispositivos IGBT con bloqueo inverso [49]. Los Bi-Sw son construidos comúnmente con IGBT y diodos discretos, no obstante en la actualidad se están utilizando en gran medida los transistores de potencia SiC-MOSFET, ya que en comparación a los IGBTs, los SiC-MOSFET presentan menores pérdidas en conmutación y conducción, e incluso pueden operar a niveles de frecuencia y voltaje más altos [56]. Algunos módulos de los Bi-Sws se han desarrollado a medida en implementaciones de proyectos de investigación, donde algunos de estos módulos ya están disponibles en el mercado [49]. La integración de los semiconductores en un único módulo es lo que se pretende para estos dispositivos de potencia, ya que por medio de la integración se consigue optimizar espacios y además manejar mayor densidad de potencia.

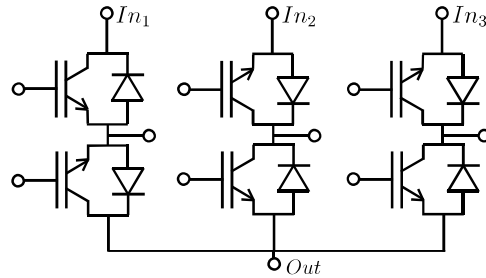
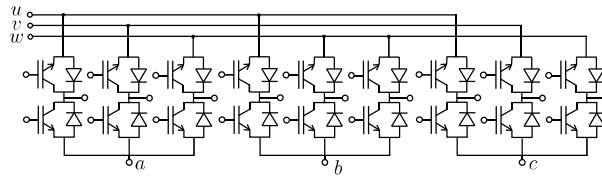


Figura 2.9 Diagrama eléctrico del Bi-Sw en configuración CE y CC.

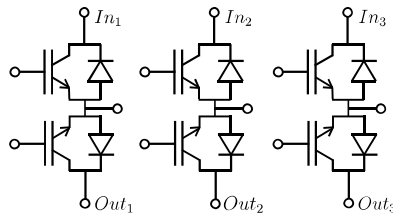
Varios trabajos de investigación se han realizado en referencia al diseño e implementación de los módulos Bi-Sws. Por ejemplo, en [57], se ha desarrollado un bloque modular para MCs de bajo costo formado con transistores de potencia IGBTs y diodos en antiparalelo. En la **Figura 2.9** se observa el esquema eléctrico del módulo, el cual consta de un arreglo en configuración CE más dos arreglos en CC. Otro módulo muy utilizado para la implementación de los MCs el FM35R12KE3 fabricado por EUPEC/Infineon, el cual está diseñado para implementar un convertidor trifásico de 30 A por 1200 V, formado por nueve Bi-Sws y diodos en antiparalelo en configuración CC [58, 59]. En la **Figura 2.10** se observa el diagrama eléctrico del módulo y su presentación final. En [60] es diseñado un MC de 100 kW, utilizando un módulo de potencia trifásico Dynex DIM600EZM17-E000, **Figura 2.11**. El MCs es implementado con tres de estos módulos de potencia el cual está formado con transistores de 600 V por 1700 A en configuración CE y diodos antiparalelo dentro del encapsulado. Las últimas investigaciones en torno a los Bi-Sw se inclinan al uso de los semiconductores de potencia de SiC-MOSFET. Estos nuevos semiconductores presentan bajas pérdidas de conmutación y conducción a altas frecuencias y grandes densidades de potencias en comparación a otras tecnologías como el Si IGBT y el Si BiMOSFET [56]. Como en el funcionamiento del MC es preferible la conmutación a altas frecuencias para disminuir el tamaño de los componentes pasivos de los filtros, los SiC-MOSFETs son ideales para esta aplicación. En [43, 61, 62] se realizan análisis comparativos del SiC-MOSFET en relación a otros transistores de potencia tradicionales como por ejemplo el IGBT aplicado al TMC. En estas aplicaciones son utilizados los transistores SiC-MOSFET con el encapsulado estándar TO247 para la construcción de los Bi-Sw en configuración drenos común.



(a) Diagrama eléctrico del módulo



(b) Disposición final del módulo comercial

Figura 2.10 Módulo de tres Bi-Sw de 30 A por 1200 V, Dynex Semiconductor.

(a) Diagrama eléctrico del módulo



(b) Módulo comercial

Figura 2.11 Módulo Bi-Sw Dynex 600 A por 1700 V, EUPEC/Infineon.

2.3. Estrategias de control aplicadas al convertidor matricial directo

En este apartado se describen las estrategias de control que son aplicados a los convertidores de potencia encontrados en la literatura. Varios métodos de control y modulación se han propuesto para el control de los convertidores de potencia. La complejidad de la topología del MC ocasiona que el estudio y la determinación de estrategias de control a ser aplicadas sobre el convertidor no sea una tarea trivial principalmente si se considera que en aplicaciones que involucran al MC se deben controlar simultáneamente varios dispositivos de potencia y si a esto se le suma la posibilidad de combinar el algoritmo de control con estrategias de modulación, se requerirá indefectiblemente del uso combinado de dispositivos de procesamiento digital como el DSP y el dispositivos FPGA. En [63], se realiza un resumen de las técnicas de control comúnmente implementadas en la práctica

sobre los MC. Otro punto a tener en cuenta es el método de modulación aplicado al MC que es vinculado directamente al método de control. Las técnicas de modulación se clasifican desde una visión general en tres categorías, dependiendo de la manera en la que se determinan los estados de los interruptores. En la **Figura 2.12** se presenta una clasificación de las técnicas de modulación aplicadas a los MCs.

2.3.1. Técnicas de modulación aplicadas al MC

Los Bi-Sws trabajan con una frecuencia de conmutación elevada. Sin embargo, es posible generar un voltaje en la carga de baja frecuencia con amplitud y frecuencia variable modulando el ciclo de trabajo de los interruptores, a través de sus respectivas funciones de conmutación S_{ij} . El ciclo de trabajo de modulación debe ser definido para cada interruptor a fin de determinar el comportamiento promedio de la forma de onda de salida del MC. El ciclo de trabajo de modulación se define como [64]:

$$d_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_s}, \quad (2.10)$$

donde t_{ij} representa el tiempo en que el interruptor S_{ij} está activo y T_s representa el tiempo de la secuencia completa del patrón PWM. El ciclo de trabajo d_{ij} debe satisfacer la siguiente condición; $0 < d_{ij} < 1$. Basado en los ciclos de trabajo de los interruptores, es posible relacionar los voltajes promedio de salida y las corrientes promedio de entrada con los voltajes de entrada y las corrientes de salida, respectivamente, como sigue:

$$\bar{\mathbf{v}}_o = \mathbf{M}(t)\mathbf{v}_i, \quad \bar{\mathbf{i}}_i = \mathbf{M}(t)^T\mathbf{i}_o, \quad (2.11)$$

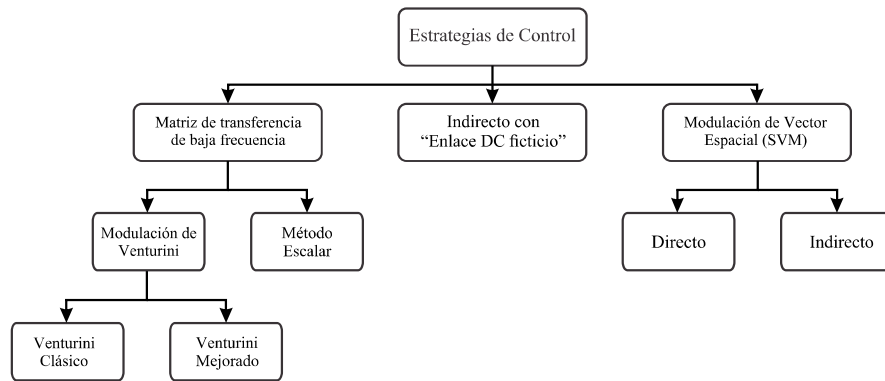


Figura 2.12 Clasificación de las técnicas de modulación en convertidores matriciales.

donde:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} d_{ua} & d_{ub} & d_{uc} \\ d_{va} & d_{vb} & d_{vc} \\ d_{wa} & d_{wb} & d_{wc} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

La matriz $\mathbf{M}(t)$ es conocida como matriz de modulación o matriz de transferencia de baja frecuencia. Con base en las ecuaciones (2.11) y (2.12), varios métodos de modulación se han desarrollados y se encuentran en la literatura [65].

2.3.2. Control predictivo basado en el modelo

Actualmente se han introducido técnicas más avanzadas, como el control predictivo de modelos, para simplificar la complejidad del control de MC con un rendimiento confiable y rápido tanto en estados estables como transitorios [66]. El MPC ha sido aplicado exitosamente a MCs en aplicaciones de energía renovables obteniéndose resultados muy favorables en estas aplicaciones [67]. La clasificación de estos métodos pueden ser observados en la **Figura 2.13**. El control predictivo presenta varias ventajas que lo hacen adecuado para el control de los convertidores de potencia, como son:

- Los conceptos son intuitivos y fáciles de entender, se puede aplicar a una variedad de sistemas.
- Las limitaciones y no linealidades se pueden incluir fácilmente.
- Resulta fácil de implementar.
- Permite control multivariable.

No obstante, requiere una gran cantidad de cálculos, en comparación con un esquema de control clásico, sin embargo, los microprocesadores disponibles en la actualidad hacen

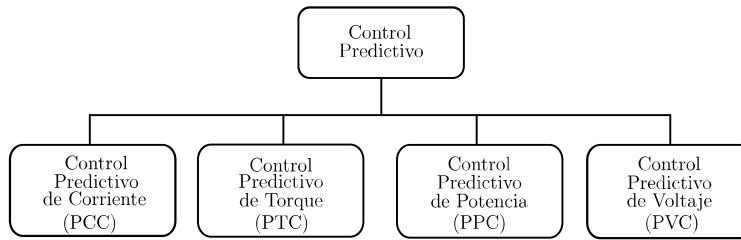


Figura 2.13 Resumen de métodos de control predictivo para MCs.

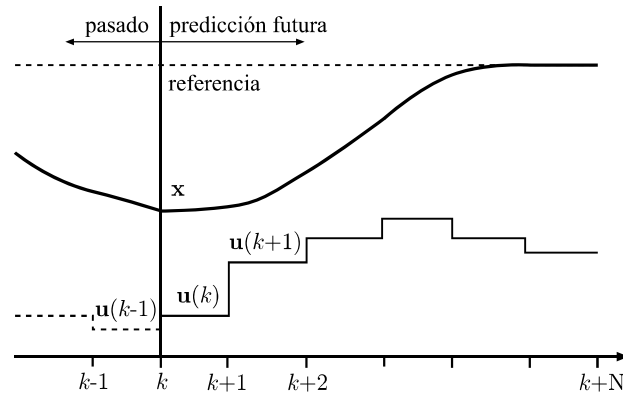


Figura 2.14 Principio operacional del MPC.

posible la implementación del control predictivo. La principal característica del control predictivo es el uso del modelo que describe la dinámica del sistema para lograr la predicción del comportamiento futuro de las variables a ser controladas. Esta predicción es utilizada por el controlador de manera a obtener una actuación óptima, de acuerdo a criterios de actuación predefinidos [68].

El funcionamiento del MPC puede ser descrito mediante la **Figura 2.14**. Los valores futuros de los estados del sistema se predicen hasta un horizonte predefinido en tiempo $k + N$ usando el modelo del sistema y la información disponible (mediciones) hasta el tiempo k . La secuencia de actuaciones óptimas se calcula mediante la minimización de la función de costo y se aplica el primer elemento de esta secuencia. Todo este proceso se repite de nuevo para cada instante de muestreo considerando los nuevos datos medidos [69]. Uno de los principales elementos para implementar una estrategia de control MPC es un modelo preciso del sistema de manera a tener una buena predicción. El modelo depende directamente de la aplicación que se desea darle al sistema [70]. En el caso de los MCs, estos están compuestos por semiconductores que operan en sólo dos estados: corte y saturación. Por lo tanto, siempre existe un número finito de posibles combinaciones de los estados de conmutación en cualquier convertidor de potencia. Esta característica simplifica en gran medida la aplicación del MPC, ya que, en lugar de tener que perder tiempo en un algoritmo de optimización continua, es posible realizar la evaluación directa de todos los estados de conmutación posibles y seleccionar la mejor combinación a utilizar de acuerdo a los objetivos de control propuestos [70]. Los objetivos de control en sistemas basados en MC se basan usualmente en seguir referencias de corriente, voltaje, potencia, etc. Estos objetivos son representados en el control MPC mediante una función de costo, la cual evalúa los errores entre las referencias y los valores reales de las variables de interés.

Además, es posible agregar algunos objetivos de control adicionales como control de temperatura y minimización de las pérdidas por conmutación y conducción [71], voltajes de modo común [72], entre otros. Así también, operaciones no lineales, como restricciones y limitaciones pueden ser fácilmente agregadas, aumentando en gran medida la flexibilidad y riqueza de la estrategia de control [73]. Los cálculos del algoritmo del MPC son tan veloces que permiten predecir el comportamiento de variables como la corriente eléctrica y el voltaje en tiempo real sin un efecto notable sobre el sistema de control, permitiendo la aplicación del MPC en los MCs.

2.3.3. Principios operacionales del MPC

El principio de operación del MPC, se basa en la predicción del comportamiento dinámico de un sistema utilizando su modelo matemático y la optimización de una función de costo definida, usando los valores predichos de manera a cumplir con los objetivos de control. Cuando se aplica a convertidores de potencia, tales como en los MCs, es posible definir el principio de operación en los siguientes tres pasos:

1. Cálculo de la variables predichas utilizando el modelo discreto.
2. Evaluación de la función de costo para cada uno de los estados válidos de conmutación del convertidor.
3. Selección y aplicación del estado de conmutación óptimo, durante un tiempo de muestreo.

Estas etapas están presentes en todos los esquemas del MPC, ya que es posible modificar cada una independientemente para ajustar el esquema de control a cualquier configuración. El modelo utilizado para la predicción es un modelo de tiempo discreto y puede expresarse como un modelo en el espacio de estados de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k), \quad (2.13)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k), \quad (2.14)$$

donde $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ y $\mathbf{D}$ representan matrices de dimensiones dadas por el modelo e $\mathbf{y}(k)$ es el vector de salida en el instante de muestreo k . Es necesario definir una función de costo que represente el comportamiento deseado del sistema. Esta función considera las referencias, los estados futuros y actuaciones futuras.

$$\mathbf{J} = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k+N)), \quad (2.15)$$

El MPC es un sistema de optimización que consiste en minimizar la función de costo $\mathbf{J}$, horizonte predefinido en el tiempo N , sujeto a las restricciones del modelo del sistema. El resultado es una secuencia de N ejecuciones óptimas.

El controlador aplicará sólo el primer elemento de la secuencia y el problema de optimización se resuelve de nuevo cada instante de muestreo, utilizando los nuevos datos medidos, obteniendo una nueva secuencia de actuaciones óptimas.

$$\mathbf{u}(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_{\mathbf{u}} \mathbf{J}, \quad (2.16)$$

Tanto el control predictivo de corriente y el control predictivo de voltaje aparecen en gran medida como estrategias de control muy empleadas en los convertidores de potencia [66]. En la sección siguiente, se presenta un análisis teórico de ambas estrategias control aplicadas al MC.

2.3.4. Control MPC de corriente

A fin de controlar la corriente en la carga, se debe obtener un modelo matemático que describa la dinámica en la misma. La dinámica de la corriente en la carga está definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt} = -\frac{R_o}{L_o}\mathbf{i}_o(t) + \frac{1}{L_o}(\mathbf{v}_o(t) - \mathbf{v}_{nN}(t)), \quad (2.17)$$

donde:

$$\mathbf{i}_o(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_o(t) = \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{nN}(t) = \begin{bmatrix} v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

y v_{nN} se determina a partir de la ecuación siguiente:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (2.19)$$

El modelo discreto se obtiene aplicando el método de Euler hacia adelante en la ecuación (2.17), como sigue:

$$\mathbf{i}_o(k+1) = \left(1 - \frac{R_o T_s}{L_o}\right) \mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L_o} (\mathbf{v}_o(k) - \mathbf{v}_{nN}(k)) \quad (2.20)$$

Los valores de $\mathbf{v}_o(k)$ se obtienen a partir de la ecuación (2.3) para cada una de las 27 combinaciones de interruptores posibles mostrados en la **Tabla 2.1** de manera a evaluar la función de costo y se selecciona aquella combinación que la minimice. En general, se utiliza la transformada de Clarke [74], que convierte el sistema trifásico (tres componentes que calcular) a uno más simple de dos componentes en el plano complejo α - β de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \frac{2}{3} (x_a - 0,5x_b - 0,5x_c), \\ x_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_b - \frac{\sqrt{3}}{2}x_c \right), \end{aligned} \quad (2.21)$$

siendo x_a , x_b y x_c las componentes trifásicas y x_α y x_β las componentes en las nuevas coordenadas α - β . Para definir la función de costo que logra el seguimiento de corriente, se deben determinar las componentes α - β de la corriente de referencia y compararlas con las corrientes predichas. La función de costo propuesta para lograr el control de corriente es entonces:

$$g_1 = (i_\alpha^* - i_\alpha)^2 + (i_\beta^* - i_\beta)^2, \quad (2.22)$$

donde i_α^* y i_β^* corresponden a las componentes α - β de la corriente de referencia. Resultados teóricos del control predictivo de corriente son presentados en [65]. Se implementa el control de corriente en la carga, pero además, la minimización de la potencia reactiva en la entrada. Se selecciona para ello los valores de $\lambda_1 = 1$ y $\lambda_2 = 0,0008$. Los resultados obtenidos se muestran en la **Figura 2.15** para una corriente de salida de 10 A de amplitud. En esta figura se aprecia el correcto funcionamiento del esquema de control MPC a fin de regular la corriente sobre la carga. En la **Figura 2.15(a)** se observa el voltaje en la carga para la fase a , seguidamente la corriente de la misma fase y finalmente el voltaje y la corriente de la misma fase bajo la estrategia de control MPC. Es posible apreciar, tanto la corriente como el voltaje están en fase, esto es debido a la capacidad de minimizar la potencia reactiva de la fuente mediante el modelo del filtro de entrada del MC, el cual es tenido en cuenta dentro del algoritmo de control predictivo.

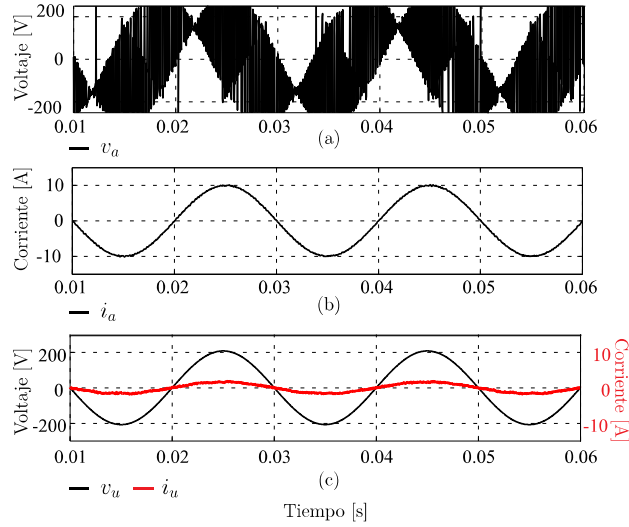


Figura 2.15 Análisis mediante simulación del método MPC. Respuesta obtenida en una fase. (a) Voltajes en la fase a , (b) corriente en la fase a y (c) voltaje y corrientes en la fuente.

2.3.5. Control MPC de voltaje

El control de voltaje es particularmente útil al momento de diseñar un esquema de generación de energía que trabajará en modo aislado, es decir en modo de fuente ininterrumpida de energía (UPS, por sus siglas en inglés) [75, 76]. Sin embargo, también existen aplicaciones de este tipo de control en sistemas de generación trabajando en modo interconectado. Seguidamente, se presentan los principios operativos y desempeño de una estrategia de control predictivo de voltaje para MCs.

El MPC aplicado a un MC se realiza utilizando un filtro de salida LC conectado a una carga aislada de la red eléctrica, para obtener voltajes de salida puramente sinusoidales que cumplan con los requisitos de la norma IEC-62040-3 [77, 78]. El esquema de control predictivo de voltaje propuesto se presenta por medio de la **Figura 2.16** y consiste en un esquema de conversión AC-AC de tres fases utilizando en la etapa de potencia un MC directo para alimentar una carga aislada.

La **Figura 2.16** muestra al filtro de salida LC del MC conectado a una carga para una microrred funcionando en modo aislado. Aplicando las leyes LVK y LCK al esquema de la figura, la dinámica del sistema en el dominio del tiempo, puede ser expresada de la siguiente manera:

$$v_x - v_{cx} - R_f i_{fx} = L_f \frac{di_{fx}}{dt}, \quad (2.23)$$

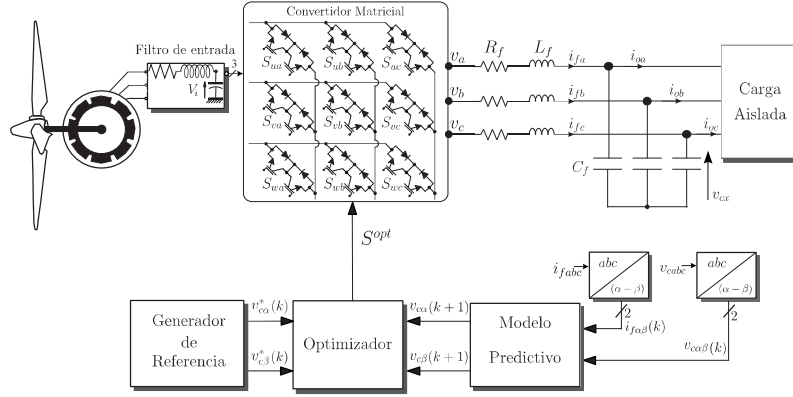


Figura 2.16 Esquema de control MPC de voltaje propuesto, aplicado a un sistema eólico.

$$i_{fx} - C_f \frac{dv_{cx}}{dt} = i_{ox}, \quad (2.24)$$

donde v_x es el voltaje de salida del MC, v_{cx} es el voltaje de salida del sistema, i_{fx} es la corriente de salida del MC e i_{ox} es la corriente total de salida; el subíndice x representa a cada una de las fases ($x = a, b, c$). Además, R_f , L_f y C_f son la resistencia, la inductancia y la capacitancia del filtro de salida, respectivamente. Aplicando el método de discretización mencionado en [79] a la ecuación (2.23) se tiene:

$$v_{cx}(k+1) = v_{cx}(k) + \frac{T_s}{C_f} \cdot i_{fx}(k) - \frac{T_s}{C_f} \cdot i_{ox}(k). \quad (2.25)$$

Por otro lado, las ecuaciones (2.23) y (2.24) pueden ser reescritas utilizando la representación en el espacio de estados de la siguiente manera:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad (2.26)$$

donde:

$$x = \begin{bmatrix} i_f \\ v_c \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \frac{-1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix},$$

$$u = \begin{bmatrix} v_x \\ i_o \end{bmatrix} \text{ y } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

el modelo en tiempo discreto para la ecuación (2.26) es el siguiente:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k), \quad (2.28)$$

donde A_d y B_d tienen la siguiente forma:

$$A_d = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

El voltaje de salida v_{cx} del sistema puede ser reescrita para cualquiera de las fases, de la siguiente manera:

$$v_{cx}(k) = [0 \ 1]x(k). \quad (2.30)$$

Combinando las ecuaciones (2.27) - (2.29) se tiene:

$$v_{cx}(k+1) = A_{21}i_{fx}(k) + A_{22}v_{cx}(k) + B_{21}v_x(k) + B_{22}i_{ox}(k), \quad (2.31)$$

donde el subíndice x representa a cada una de las fases ($x = a, b, c$), (k) representa el estado actual y $(k+1)$ indica el siguiente instante de muestreo. Esta será la variable a utilizar para la implementación de la estrategia de control de voltaje en modo aislado. En el proceso de control, v_{cx} e i_{fx} son medidos e i_{ox} deberá ser estimada. La ecuación (2.31) es el término de predicción principal en el esquema de control propuesto, pero es necesario conocer el valor de $i_{ox}(k)$. Aplicando nuevamente el método descrito en [79] a la ecuación (2.23), esta se puede reescribir de la siguiente manera:

$$i_{ox}(k) = i_{fx}(k) - \frac{C}{T_s}[v_{cx}(k) - v_{cx}(k-1)]. \quad (2.32)$$

Para simplificar el análisis, se utiliza la transformación en el marco de referencia estacionario (α - β). Entonces, las ecuaciones (2.31) y (2.32) pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$v_{c\alpha}(k+1) = A_{21}i_{f\alpha}(k) + A_{22}v_{c\alpha}(k) + B_{21}v_{\alpha}(k) + B_{22}i_{o\alpha}(k), \quad (2.33)$$

$$v_{c\beta}(k+1) = A_{21}i_{f\beta}(k) + A_{22}v_{c\beta}(k) + B_{21}v_{\beta}(k) + B_{22}i_{o\beta}(k), \quad (2.34)$$

$$i_{o\alpha}(k) = i_{f\alpha}(k) - \frac{C}{T_s}[v_{c\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k-1)], \quad (2.35)$$

$$i_{o\beta}(k) = i_{f\beta}(k) - \frac{C}{T_s}[v_{c\beta}(k) - v_{c\beta}(k-1)], \quad (2.36)$$

Para el caso del control MPC de voltaje, la función de costo a optimizar g se expresa de la siguiente manera:

$$g(k+1) = \|ev_{c\alpha}(k+1)\|^2 + \|ev_{c\beta}(k+1)\|^2 \quad (2.37)$$

donde

$$\begin{aligned} \|ev_{c\alpha}(k+1)\| &= \|v_{c\alpha}^*(k+1) - v_{c\alpha}(k+1)\|, \\ \|ev_{c\beta}(k+1)\| &= \|v_{c\beta}^*(k+1) - v_{c\beta}(k+1)\|, \end{aligned}$$

$\|\cdot\|$ representa la magnitud del vector, $v_{c\alpha\beta}^*(k+1)$ y $v_{c\alpha\beta}(k+1)$ son vectores que contiene la referencia y la predicción de voltajes en el marco $(\alpha-\beta)$, respectivamente. El proceso de optimización comienza con la medición de los valores de los voltajes sobre los capacitores de salida $v_{cx}(k)$ y los valores de las corrientes del filtro $i_{fx}(k)$, mencionados en la ecuación (2.31), en cada una de las fases $x = a, b, c$. Posteriormente, se calcula $i_{ox}(k)$ utilizando la ecuación (2.32). Después, $v_c(k+1)$ se calcula utilizando los 27 valores posibles de voltajes para el instante de muestra $(k+1)$, donde cada uno de estos genera un estado de conmutación específico. Los valores de voltaje son utilizados en la función de costo o en el bloque de optimización, donde se genera el estado de conmutación que genera el valor del voltaje óptimo y finalmente se aplica al MC durante la muestra $(k+1)$.

Una evaluación teórica es presentada para la estrategia de control MPC de voltaje en [65]. Para ellos se diseña un entorno de simulación mediante la herramienta computacional MatLAB/Simulink. Se definen los parámetros eléctricos y numéricos a ser utilizados en la simulación, los cuales se detallan en la **Tabla 2.2**. El rendimiento de la estrategia de control propuesta se ha analizado en términos del seguimiento de voltaje ante variaciones de cargas en la salida del convertidor. La integración numérica por el método de Euler de primer orden se ha aplicado para el cálculo de la evolución de las variables en el dominio del tiempo. El error cuadrático medio (MSE, por sus siglas en inglés) entre la voltaje V_c^* de referencia y el valor real del voltaje de salida V_c se calcula mediante la ecuación (2.38),

$$\text{MSE}(V_{c\phi}) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (V_{c\phi} - V_{c\phi}^*)^2, \quad (2.38)$$

dónde N es el número de muestras, $V_{c\phi}$ es el voltaje en la salida, $V_{c\phi}^*$ es la voltaje de referencia y ϕ representa el marco de referencia $(\alpha-\beta)$.

Las **Figuras 2.17(a)-(d)**, muestran el comportamiento del seguimiento de voltaje de salida V_c , en el marco estacionario $(\alpha-\beta)$, para distintas cargas lineales y balanceadas. El MSE es calculado en el intervalo de tiempo de 0.2 a 0.5 s (15 ciclos) y considerando un paso de simulación de $1 \mu\text{s}$, resultan 300000 muestras. El primer caso corresponde al seguimiento de voltaje de salida para una resistencia $R_l = 22 \Omega$ mostrado en la

Tabla 2.2 Parámetros de simulación para el control MPC de voltaje

PARÁMETRO	SÍMBOLO	VALOR	UNIDAD
Red eléctrica			
Frecuencia de la red	f_s	50	Hz
Voltaje de la red	v_s	220	Vrms
Convertidor Matricial			
Resistencia del filtro de entrada	R_{fi}	0.5	Ω
Resistencia de amortiguamiento	R_{pi}	100	Ω
Inductancia del filtro de entrada	L_{fi}	0.4	mH
Capacitancia del filtro de entrada	L_{fi}	25	μF
Inductancia del filtro de salida	L_f	2.4	mH
Capacitancia del filtro de salida	L_f	25	μF
Carga eléctrica			
Resistencia de la carga	R_L	22 - 68	Ω
Parámetros de control			
Periodo de muestreo	T_s	12.5 - 100	μs
Paso de simulación	—	1	μs

Figuras 2.17(a), donde el parámetro MSE arrojó un resultado de 0.1056 V. Por otro lado, para una resistencia $R_l = 33 \Omega$ mostrado en la **Figuras 2.17(b)**, el análisis dio un resultado de 0.1001 V, lo que representa una variación del 5.2 % con respecto al anterior. Para el caso de la **Figuras 2.17(c)** con una resistencia $R_l = 47 \Omega$, se obtuvo un valor de 0.0934 V y como se observa en la **Figuras 2.17(d)**, para una resistencia $R_l = 68 \Omega$, se tiene un MSE de 0.0897 V, lo que representa una variación de 15 % con respecto al primer caso. Es posible observar que al aumentar el valor resistivo, el MSE disminuye, esto es de esperarse debido a que el requerimiento de corriente es menor para el sistema. Los valores de MSE fueron calculados en el marco de referencia (α) y valores similares se obtuvieron en el marco de referencia (β).

2.4. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha presentado el estado del arte del MC en referencia a las topologías y las estrategias de control aplicadas al convertidor. Los trabajos de investigación apuntan hacia el uso de los MC en aplicaciones de energías renovables, integración de fuentes

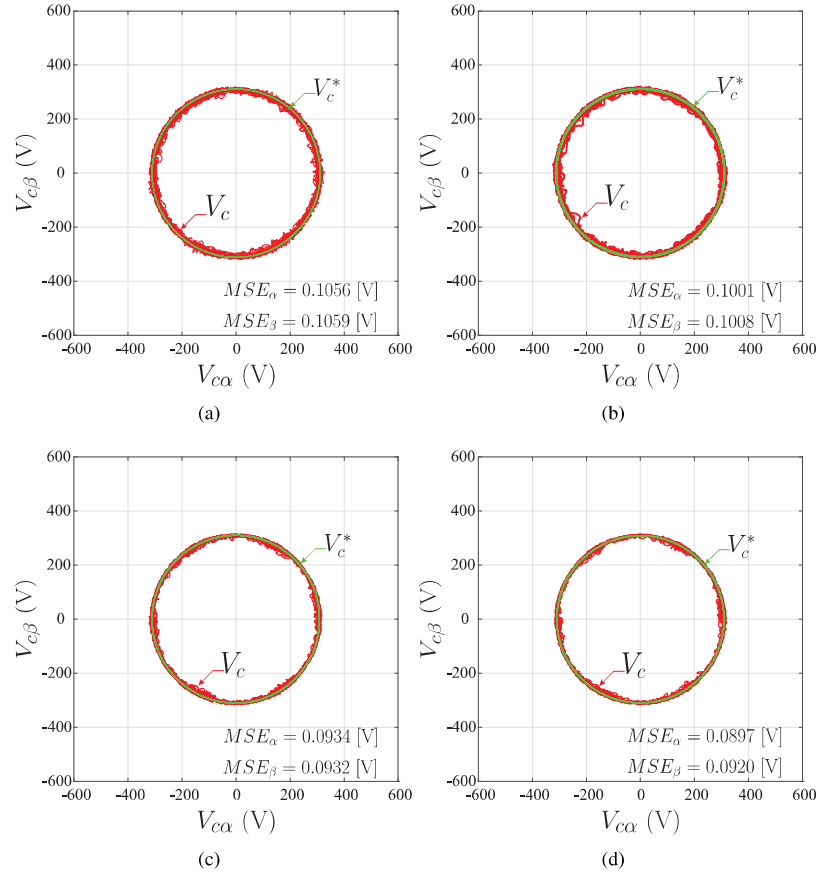


Figura 2.17 Seguimiento y MSE del voltaje de salida para distintas cargas, con $T_S = 50 \mu s$. (a) V_c vs. V_c^* para $R_l = 22 \Omega$, (b) V_c vs. V_c^* para $R_l = 33 \Omega$, (c) V_c vs. V_c^* para $R_l = 47 \Omega$ y (d) V_c vs. V_c^* para $R_l = 68 \Omega$.

de energías y la tracción eléctrica, mediante los accionamientos de motores eléctricos trifásicos y multifásicos. La distribución de la energía generada en un número mayor de fases a las convencionales trifásicas, y los accionamientos multifásicos, representa el horizonte de aplicación de los convertidores multimodulares. Se ha realizado una descripción detallada de los principios básicos de funcionamiento del MC, haciendo énfasis a las restricciones de operación en la conmutación de los dispositivos Bi-Sws.

Un pequeño resumen de las estrategias de modulación y control aplicadas a los MCs se han estudiado. Con la técnica de control predictivo basado en el modelo se ha conseguido

cumplir satisfactoriamente con los objetivos de control trazados en la aplicación presentada. El control predictivo permite la búsqueda de varios objetivos de control utilizando la función de costo correcta. Su desventaja principal consiste en que su implementación requiere de un alto costo computacional, sin embargo, el aumento de la capacidad de procesamiento de los microcontroladores actuales hace menos apreciable esta desventaja y la implementación es cada día más factible y barata.

Parte II

ANÁLISIS DE CONTENIDO

CAPÍTULO 3

DISCUSIÓN DE LAS APORTACIONES

El trabajo de investigación desarrollado en esta tesis se centra en el diseño e implementación de un convertidor multimodular basado en MCs utilizando dispositivo SiC-MOSFETs, y su validación experimental aplicado a los accionamientos de máquinas multifásicas. Para la implementación del M-MMC se tuvieron en cuenta módulos de MCs trifásicos totalmente independientes. Inicialmente, se realiza una evaluación experimental de los módulos trifásicos del MC basado en una comparación con un módulo trifásico con dispositivos IGBTs. Con la integración de estos módulos trifásicos de MCs se forma la topología del M-MMC con lo que es posible formar un convertidor multimodular aplicado a sistemas multifásicos. Las características del MC son estudiadas en el esquema multimodular aplicadas al control de velocidad de una SPIM tipo simétrica. Para la implementación del esquema de control se ha utilizado las flexibilidades del control predictivo de par y flujo de la máquina. Los resultados obtenidos fueron validados experimentalmente mediante un prototipo del convertidor M-MMC y una SPIM simétrica de 5.5 kW.

En este capítulo se presenta una breve descripción y discusión de los trabajos de investigación publicados en referencia al diseño del MC y su implementación modular

para formar al M-MMC. Además se realiza un estudio sobre la validación experimental del M-MMC aplicado a los accionamientos de las máquinas multifásicas. Las discusiones se enfocan en los resultados obtenidos del M-MMC en el control de velocidad, par y flujo de una SPIM, con el fin de presentar los hallazgos encontrados.

3.1. Diseño e implementación del M-MMC

El M-MMC se ha diseñado en forma modular, formado con módulos de TMCs independientes uno de otros, es decir, cada módulo del TMC es independiente enteramente en sus elementos que lo conforman (filtro de entrada, Bi-Sw y circuitos de protección), y no comparten sus elementos en el momento de su integración para formar la topología del M-MMC. El diseño del TMC consta de un total de nueve Bi-Sws ubicados en un arreglo tipo matricial (de ahí deriva el nombre del convertidor) formando una matriz de tres filas por tres columnas TMC (3x3). En la **Figura 3.1** se observa el diagrama eléctrico detallado del TMC. Cada fila del TMC está conectada a una fase de la fuente AC de entrada. Los Bi-Sws de cada fila tienen en común una fase de entrada, mientras que las salidas de cada columna de los Bi-Sws están conectados entre sí, haciendo posible que una fracción de cada fase de entrada podría reflejarse a la salida de cada columna del TMC. La configuración de los Bi-Sws en modo drenos común da lugar a que una sola fuente DC-DC aislada pueda alimentar la etapa de potencia de tres controladores de una fila o columna completa del MC, por lo que nada más son necesarias tres fuentes DC-DC aisladas para la alimentación de los controladores de potencia de los Bi-Sw, que a diferencia de la configuración del Bi-Sw en modo fuente común se necesitaría una fuente DC-DC aislada por cada Bi-Sw y un total de nueve fuentes DC-DC para implementar un TMC. Por cual, el uso de esta configuración del Bi-Sw en modo drenos común utiliza una cantidad menor de fuentes DC-DC aisladas, lo cual otorga un ahorro en hardware, espacio físico y costo. Estas afirmaciones son estudiadas a profundidad en la siguiente sección. En la **Tabla 3.1** se presenta la descripción de los componentes más importantes requeridos para su implementación como así la cantidad de cada componente. El TMC está compuesto principalmente por los Bi-Sws, los cuales están dispuestas en forma matricial formando así el MC del orden que se desee. Por este motivo, inicialmente se comienza con el diseño de este componente y luego se presenta otros elementos necesarios para su funcionamiento, como las fuentes de alimentaciones, medios transmisores de señales y circuitos de protección, los cuales serán descritas a continuación.

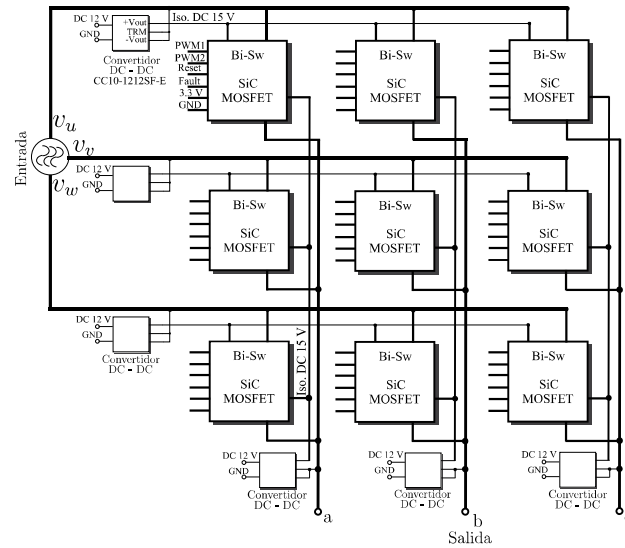


Figura 3.1 Esquema eléctrico del módulo del MCT.

Tabla 3.1 Componentes electrónicos principales del TMC

Items	Característica	Cantidad
SiC-MOSFET	SCH2080KE	18
Controlador de puerta aislada	ISO 5500	18
Fuente DC aislada	CC10-1212SF-E (salida15V)	6
Fuente de energía	12V y 3.3 V o 5.0 V	2

3.1.1. Diseño del interruptor bidireccional

El diseño del Bi-Sw se divide en dos módulos, *buffer* y módulo de potencia. El *buffer* realiza el acondicionamiento de señales para niveles de voltaje y corrientes que requieren un dispositivo de potencia para el funcionamiento correcto y el aislamiento del ruido eléctrico. El módulo de potencia está formado por el SiC-MOSFET para realizar la conmutación del voltaje de entrada de AC. La **Figura 3.2** muestra el diagrama en bloques del Bi-Sw formado por un generador de modulación de anchura de pulso (PWM) y los módulos del *buffer* y de potencia. Las principales características que deben poseer los

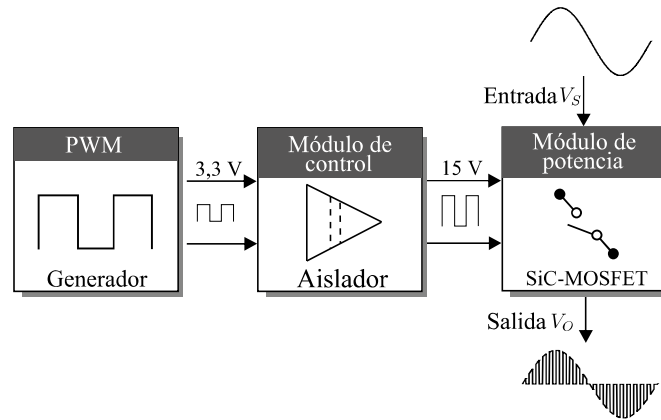


Figura 3.2 Diagrama en bloques del principio de funcionamiento del Bi-Sw.

Bi-Sws utilizados en convertidores de potencia básicamente son: i) conmutación a altas frecuencias y voltaje, ii) operaciones a altas temperaturas y iii) baja pérdida de potencia.

Los dispositivos de conmutación requieren una señal de accionamiento para sus estados de encendido y apagado (corte y saturación). En la mayoría de las aplicaciones la señal de accionamiento es generada por un PWM, desarrollado por algoritmos de control en micro-controladores, procesador de señal digital (DSP) o en arreglos de compuertas programables en campo (FPGA) [80]. El circuito *buffer* debe tener las siguientes características:

- Contar con las características eléctricas de salida tales como voltaje, corriente y ancho de banda adecuados para accionar el dispositivo de potencia.
- Aislamiento eléctrico de las alimentaciones (VCC) y tierra (GND) del dispositivo de potencia para evitar la propagación del ruido eléctrico generado por los dispositivos de potencia.

La **Figura 3.3** muestra el circuito del Bi-Sw de topología fuente común y drenaje común, respectivamente, con el controlador de puerta aislada ISO 5500 que es adecuado para circuito de control de puerta de IGBTs y MOSFETs con un manejo de hasta $I_C = 150$ A y $V_{CE} = 600$ V. En la **Figura 3.4(a)** se observa en la plataforma experimental formado por el controlador de puerta aislada ISO 5500, convertidor DC-DC, dsPIC, un filtro pasa bajo y las sondas de corriente. En la **Figura 3.4(b)** se observa la forma de onda de la fuente de voltaje AC 110V en el punto de salida del filtro paso bajo, conectado al Bi-Sw en fuente común y controlador ISO 5500 a $f_{pwm} = 156$ kHz.

El circuito de accionamiento de la compuerta se vuelve más simple que el circuito anterior con controlador HI/Lo IR2110 y el aislador digital, porque la lógica TTL de

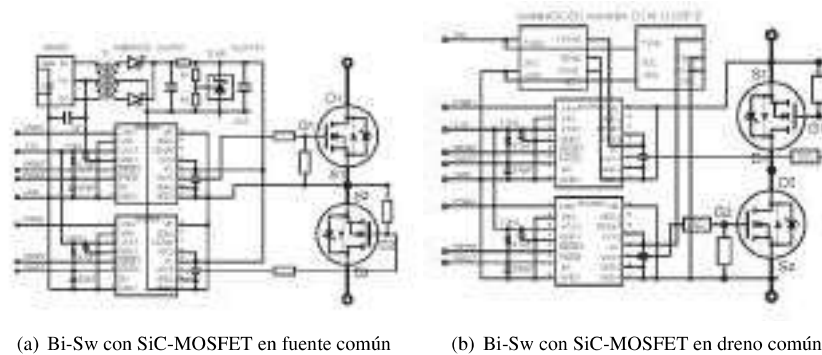


Figura 3.3 Topología fuente común y drenaje común con el ISO 5500 y el convertidor DC-DC.

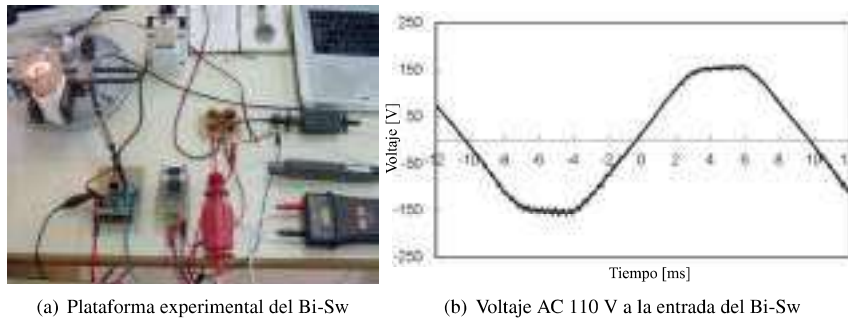
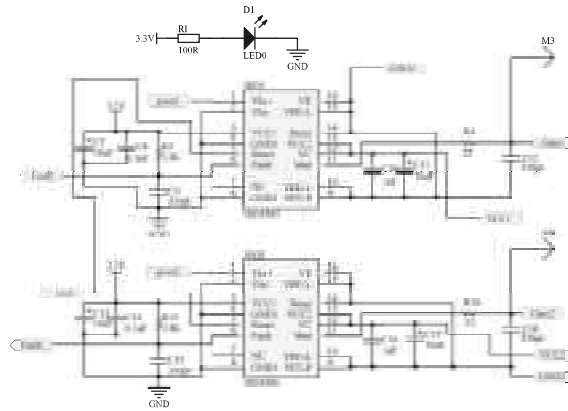


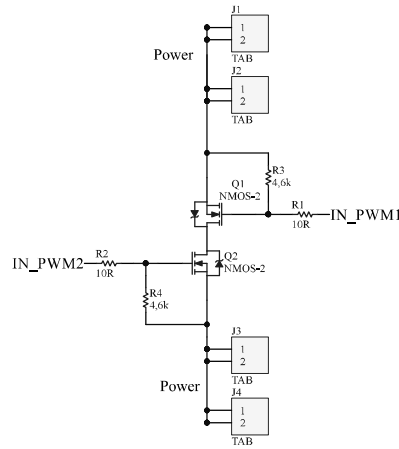
Figura 3.4 Plataforma experimental formado por: dsPIC, Bi-Sw, filtro pasa bajo y la forma de onda del voltaje de entrada de 110 V AC conmutando a 156 kHz. El Bi-Sw formado por el ISO 5500 y el convertidor DC-DC.

entrada y la etapa de potencia de salida están separadas por una barrera de aislamiento capacitiva. El convertidor DC-DC aislado puede ser montado por varias partes discretas adecuadas para este IC. También es posible utilizar el convertidor DC-DC, CC10-1212SF-E, configurando la voltaje de salida de 12 a 15 V.

En [11] se demuestra que estos diseños de Bi-Sws operan adecuadamente a frecuencias de hasta 156 kHz, sin embargo, el ruido de conmutación se redujo más eficientemente mediante la topología de drenaje común con el filtro de paso bajo tipo *Butterworth*. En conclusión, el MC se puede montar utilizando el Bi-Sw con topología drenaje común utilizando controladores de puerta aislada ISO 5500, por optoacopladores o con el controlador IR2110.



(a) Diagrama de control del Bi-Sw



(b) Diagrama de potencia del Bi-Sw

Figura 3.5 Diagramas eléctricos del módulo del Bi-Sw.

Basado en el análisis anterior, el módulo implementado del Bi-Sw se basa en un diseño práctico que utiliza los transistores de potencia SiC-MOSFET, lo que permite realizar operaciones de alta potencia a altas frecuencias de conmutación. Para mejorar el rendimiento de los convertidores de potencia, es muy importante utilizar Bi-Sw con características que se aproximan a los ideales, por lo que los avances tecnológicos en semiconductores de potencia y controladores de compuertas favorecen la construcción de mejores interruptores, ya que son los componentes principales que los componen [81].

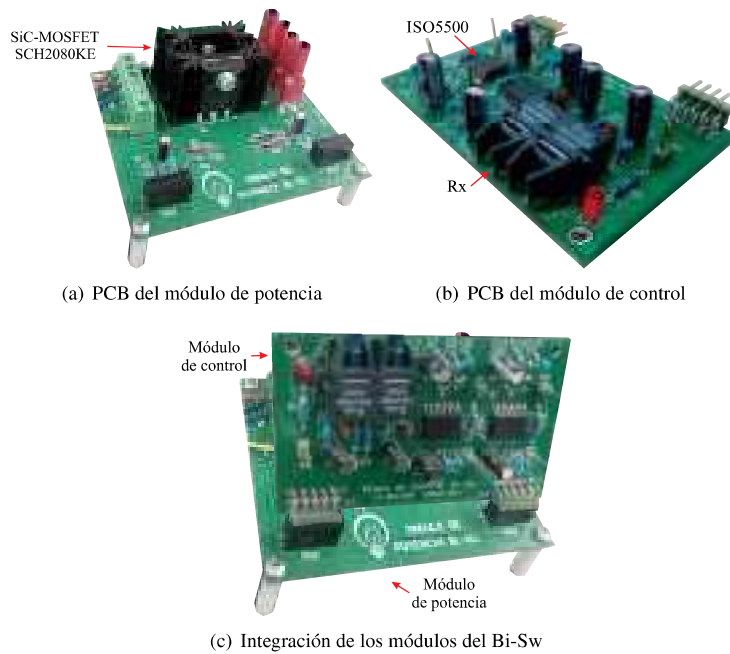


Figura 3.6 PCB del módulo del Bi-Sw.

La modularidad del circuito Bi-Sw facilita la implementación de convertidores de potencia, ya que apunta a su uso desde simples convertidores de potencia que requieren un número menor de conmutadores, hasta el MC de n magnitudes de fases, que demandan la mayor cantidad de Bi-Sw dependiendo del número de fase de entrada o salida. Sin embargo, se prevé que, a diferencia de los diseños personalizados de Bi-Sws construidos en una sola unidad o placa electrónica para los convertidores de potencia, los módulos del Bi-Sw para las interconexiones entre sí requieren el uso de múltiples conectores y cableado, elevando el costo de implementación y favoreciendo la generación de corrientes parásitas y pérdidas de conducción debidas a las impedancias del conductor.

En la **Figura 3.5(a)** se presenta el circuito eléctrico de la etapa de control del Bi-Sw, formado en esencia por los drivers ISO5500, y en la **Figura 3.5(b)**, la etapa de potencia compuesta únicamente por los SiC-MOSFETs. En la **Figura 3.6** se puede observar la implementación del PCB del Bi-Sw, presentada en módulos separados e integrados mediante sencillos conectores bases. La **Figura 3.6(a)** corresponde al PCB de la etapa de potencia, la **Figura 3.6(b)** a la etapa de control y la **Figura 3.6(c)** muestra la integración final de ambos módulos.

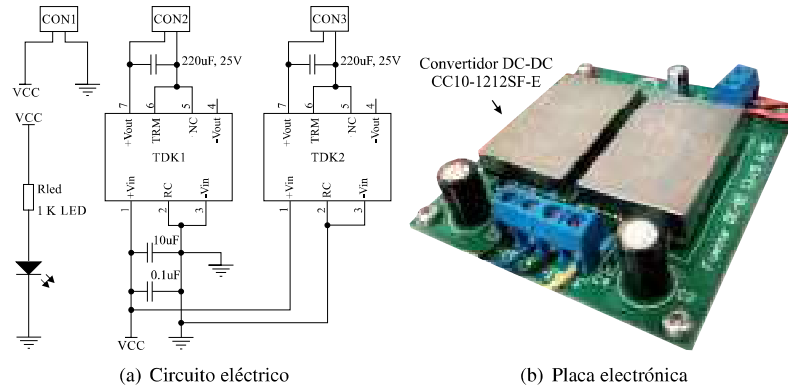


Figura 3.7 Diagrama eléctrico de la fuente DC aislada y fotografía de la placa implementada.

3.1.2. Diseño de la fuente de alimentación

Formado por una fuente DC-DC aislada la cual es de vital importancia para mantener una separación eléctrica de los voltajes de alimentación del controlador del SiC-MOSFET y la fuente principal de poder de los Bi-Sws. Esta separación de las alimentaciones ayuda a minimizar el efecto del ruido eléctrico producido por la alta frecuencia de conmutación de los Bi-Sws y puedan afectar negativamente el funcionamiento de la fuente de alimentación. Por otro lado, para esta configuración del Bi-Sw en modo drenaje común, cada fila y columna de los Bi-Sw del MC son alimentados con una unidad del módulo de la fuente DC-DC aislada y las entradas de estas fuentes se encuentran conectadas a un punto común de la fuente de 12 V DC. El módulo se basa en el convertidor DC-DC aislada (CC10-1212-SF-E) de TDK, cuya potencia es de 12 V 1 A en la entrada y 15 V 0.8 A a la salida. En la **Figura 3.7(a)** es posible observar el diagrama eléctrico del módulo diseñado y en la **Figura 3.7(b)** la placa electrónica implementada. El módulo cuenta con un conector de entrada el cual es alimentado con 12 V, un led indicador de corriente y dos convertidores DC-DC (CC10-1212-SF-E).

3.1.3. Diseño de los módulos de disparo de señales

Cada Bi-Sw necesita de dos señales de control, el TMC requiere un total de 18 (dieciocho) señales de control. Estas señales se deben de transmitir a cada compuerta de los transistores de potencia SiC-MOSFET de una forma segura y principalmente mediante un medio por el cual no se transmita el ruido generado por las altas conmutaciones del MC. Por estos motivos se prevé mantener cierta distancia física considerable

entre el MC y los dispositivos digitales de control, por lo que se utilizó para dicho fin una transmisión de señal por medio de fibra óptica. Para ello se implementaron circuitos de disparos con transceptores de fibra óptica para la transmisión de la señal de control al TMC. El circuito de disparo óptico se encarga de enviar la señal de disparo desde la FPGA a las placas de control de los Bi-Sws. Básicamente convierte el pulso eléctrico digital en un pulso luminoso. A pesar de que los Bi-Sws perfectamente pueden controlarse por impulsos eléctricos, en resumen el método de control óptico tiene dos ventajas importantes:

1. Aislar galvánicamente la parte de control de la parte de potencia. La alta frecuencia de conmutación de los transistores de potencia generan ruidos eléctricos que fácilmente pueden ser inducidos por conductores eléctricos, por lo que es recomendable para estos casos, la aislación galvánica y una separación física entre los Bi-Sws y los dispositivos digitales de control (DSP, FPGA, etc.).
2. La velocidad de transferencia por medio de fibra óptica es superior que por los conductores eléctricos.

En la **Figura 3.8** se presenta los diagramas eléctricos tanto del módulo T_x y R_x correspondiente al transceptor de fibra óptica del fabricante AVAGO, los cuales fueron utilizados para la implementación experimental.

En la **Figura 3.9** se observan las placas electrónicas del circuito de disparo, donde la implementación fue realizada en forma modular. El módulo consta de dos placas electrónicas, la primera se denominamos placa inferior, la cual funciona como un *rack* (placa soporte), y la segunda es la placa superior, que contiene los transmisores de fibra óptica. Para la implementación fueron utilizadas los transceptores de la serie HFBR-0500Z. Cada placa superior tiene instalados seis transmisores ópticos, mientras que la placa base puede contener hasta cuatro de estas placas transmisoras. En total el módulo de disparo tiene una capacidad de salida de 24 señales ópticas. En la **Tabla 3.2** se presenta las

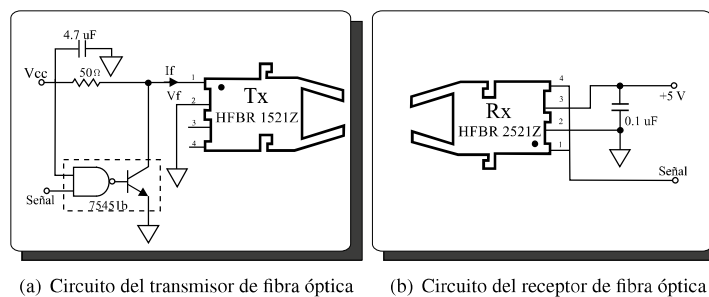


Figura 3.8 Diagrama eléctrico de los transceptores de fibra óptica HFBR 1521Z y HFBR 2521Z.

características de los componentes principales que conforman el circuito de disparo. En las **Figuras 3.9(a)** y (b) se presentan las placas electrónicas del circuito de disparo. Finalmente, en la **Figura 3.9(c)** se observa el módulo de disparo en forma conjunta.

Tabla 3.2 Características de los componentes del circuito de disparo

Items	Característica	Cantidad
Transmisor	HFBR 1521Z	24
Receptor	HFBR 2521Z	24
Buffer	75451b	12

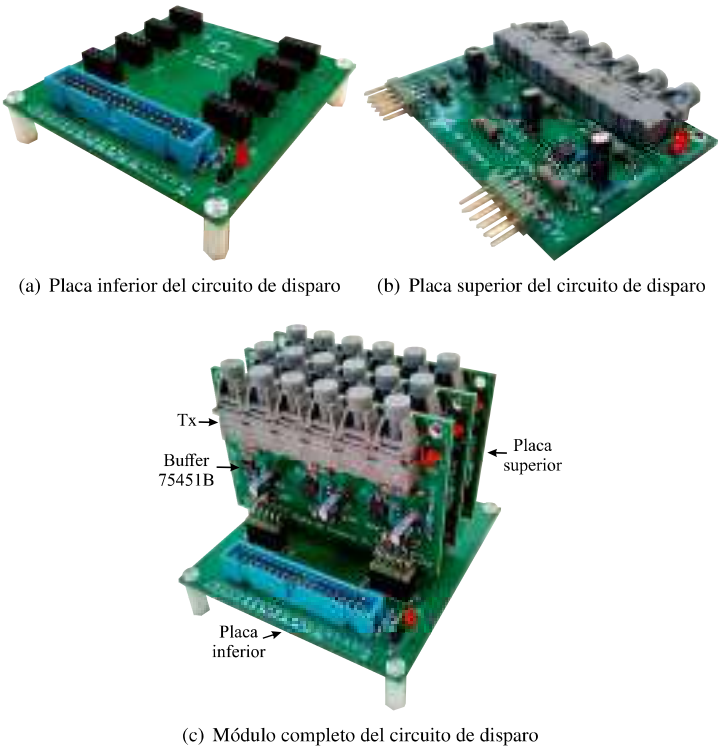


Figura 3.9 Placas electrónicas del módulo de disparo.

3.1.4. Diseño del *Clamp*

La topología del MC hace que exista una alta probabilidad de que se genere un cortocircuito en la entrada o un sobrevoltaje en la salida, esto fundamentado principalmente por la conmutación sincronizada de los Bi-Sws o efectos externos (como perturbaciones en la fuente de poder). Por lo tanto es indispensable el uso de un circuito *Clamp* de voltaje para la protección del convertidor ante sobrevoltajes o sobrecorrientes ya sea en la entrada del convertidor o en su salida. En la **Figura 3.10(a)** se muestra el esquemático usado para la protección del TMC y su implementación correspondiente en una placa electrónica, se puede observar en la **Figura 3.10(b)**.

Este circuito de protección está compuesto por 3 partes funcionales:

1. **Circuito rectificador:** existen dos circuitos rectificadores en el diseño del *Clamp*, ambos trifásicos que sirven para rectificar los voltajes generados por la fuente de suministro y la salida del TMC. Su función como su nombre lo indica es convertir los voltajes alternos en directos con el fin de crear un enlace DC entre ambos puentes rectificadores.
2. **Circuito amortiguador:** Este circuito está compuesto por dos pares de resistencias y un capacitor en paralelo. El capacitor se encarga de almacenar rápidamente el sobrevoltaje expuesto en el enlace DC y por último, la resistencia se encarga de disipar dicha energía acumulada.
3. **Circuito de medición:** este circuito está compuesto por dos componentes; unas resistencias divisoras de voltaje y un sensor de voltaje. El objetivo de este circuito es leer la diferencia de potencial que existe en el enlace DC con la finalidad de limitar la diferencia entre el voltaje que debiera existir en estado estable y el límite máximo permitido.

El funcionamiento general del circuito de protección es bastante simple. Cuando se vean generados los eventos de sobrevoltaje o sobrecorriente en el MC, ésta es rectificada rápidamente por la etapa del circuito rectificador. Luego, en el circuito amortiguador, se cargan los capacitores con esta energía, y finalmente es disipada en las resistencias conectadas en paralelo a los capacitores. El sensor a su vez, detecta la diferencia de potencial por sobre el umbral permitido para así poder mandar una interrupción externa al dispositivo de control, que posteriormente, abre cada uno de los transistores de potencia del Bi-Sw con el fin de no generar ningún daño en los componentes que lo conforman y a los elementos externos que estén involucrados. Finalmente se desconectan los Bi-Sws donde el módulo de control mantiene enclavado el estado de apertura hasta que se revisa que todo esté en normalidad.

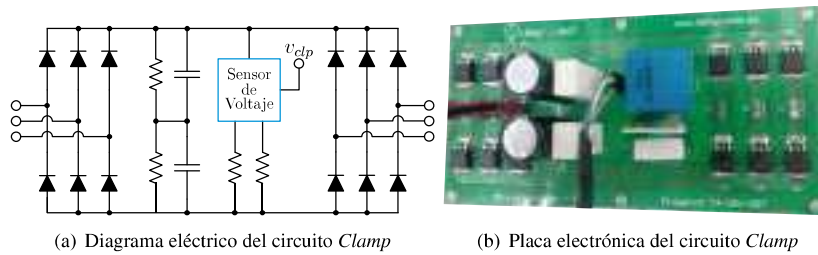


Figura 3.10 Diagrama y placa electrónica del circuito de protección *Clamp*.

Una desventaja que presenta este tipo de protecciones es que constantemente se está consumiendo potencia bajo las resistencias de disipación. No obstante los valores resistivos de estos componentes pasivos son muy elevados en comparación con lo medido en el enlace DC haciendo que pase una ínfima magnitud de corriente por las resistencias a disipar.

3.1.5. Diseño de la etapa de control del TMC

Se denomina etapa de control a los dispositivos programables en software necesarios para ejecutar el algoritmo de control aplicados al MC. Esta etapa se divide en dos dispositivos principales. El primero de ellos corresponde al procesador lógico programable DSP dedicado a correr el algoritmo de control en forma secuencial, y en segundo lugar se encuentra al dispositivo de hardware reconfigurable FPGA utilizado para el control de los disparos de los Bi-Sws y la protección por software de los mismos, en la **Figura 3.11** se observa el esquema general de la etapa de control del TMC.

3.1.5.1. MicroLabBox: el procesador lógico programable es el dispositivo comúnmente utilizado para la implementación del algoritmo de control de los convertidores. Para este trabajo fue utilizado el MicroLabBox del fabricante dSPACE. El MicroLabBox es una unidad compacta de creación de prototipos, representa un sistema de desarrollo de todo en uno para el uso en laboratorios, que combina un tamaño compacto y un bajo costo del sistema con un alto rendimiento y versatilidad. Una de sus utilidades es su capacidad de utilizar directamente el entorno de Matlab/simulink de la simulación para realizar la implementación experimental, realizando previamente las configuraciones de los puertos de E/S correspondiente al sistema modelado. Además cuenta con el software de experimentación ControlDesk, que proporciona acceso a la aplicación en tiempo real durante el tiempo de ejecución por medio de instrumentos gráficos. En esta versión, el MicroLabBox

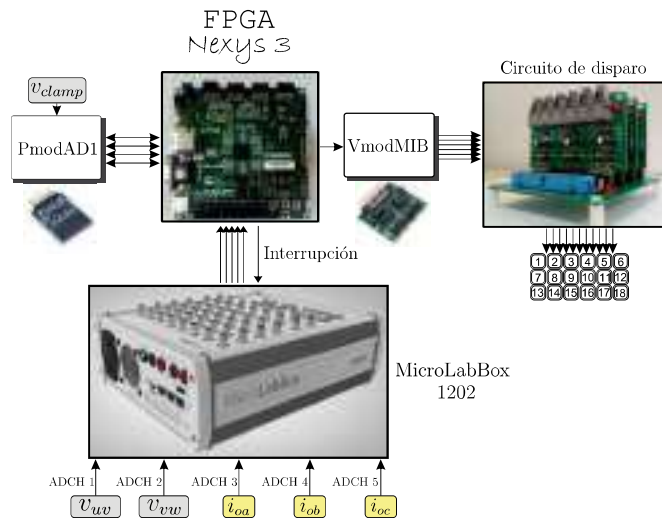


Figura 3.11 Esquema general de la etapa de control.

está equipado con conectores BNC y Sub-D, esto permite un fácil acceso a los canales de E/S analógicas a través de sondas que se utilizan normalmente en laboratorios para ofrecer una señal analógica de alta calidad. En cuanto a sus características, posee un procesador dual-core de 2 GHz, 48 E/S digitales, 16 E/S analógicas de 16 bits y memorias DRAM de 1 GB y Flash de 128 MB. En la **Figura 3.11** se puede observar al MicroLabBox 1202.

3.1.5.2. FPGA: la matriz de puertas lógicas programable en campo o FPGA es un dispositivo de hardware reconfigurable, posee una gran capacidad de cómputo y además procesamiento paralelo, lo cual es ideal para la implementación de convertidores de potencia. El sistema de control de los convertidores de potencia, requiere de un gran número de entradas y salidas digitales en forma paralela, por tal motivo se utiliza el FPGA, ya que este dispositivo posee un gran número de E/S digitales con el manejo de señales PWM a elevadas frecuencias y de forma paralela. Algunos beneficios de utilizar dispositivos FPGAs se listan a continuación:

- En comparación a los DSP, al programar un FPGA el chip se vuelve a cablear para implementar su funcionalidad en lugar de ejecutar una aplicación de software.
- Tiempos más rápidos de respuesta de E/S y funcionalidad especializada.
- Poseen mayor poder de procesamiento que los DSPs.

- Rápida generación de prototipos y verificación sin el proceso de fabricación del diseño personalizado de ASIC.
- Se puede implementar una funcionalidad personalizada con la fiabilidad de un hardware determinístico dedicado.

En esencia el FPGA es construido bajo la base del uso de compuertas lógicas enlazadas por líneas que las interconectan formando de esta manera un arreglo de bloques lógicos. Entonces a diferencia de un microcontrolador de propósito general el FPGA no trabaja entorno a procesos secuenciales si no más bien bajo combinaciones lógicas programables, esto hace que la descripción sea a bajo nivel. Existen dos lenguajes de descripción mayormente utilizados para programar FPGAs: el VHDL y el Verilog. Se ha optado por la descripción del FPGA en lenguaje Verilog ya que este lenguaje ofreció una mayor comodidad al programar debido a su similitud en estructura con el lenguaje C. Para este proyecto se utilizó el FPGA Nexys 3 de Digilent, **Figura 3.11**. Su función es implementar el algoritmo de cuatro pasos en los Bi-Sw del MC y además monitorear la magnitud del voltaje entregado por el sensor del circuito de protección *Clamp* por medio del ADC (PmodAD1) con el fin de implementar una protección por software al TMC. Esta protección consiste en realizar la apertura de todos los Bi-Sw en el momento de registrarse una sobrecorriente o el sobrevoltaje en cualquiera de las fases del TMC. Además se ha empleado el módulo de expansión de puertos de entrada/salida VmodMIB con el fin de aumentar las salidas digitales, lo cual es necesario para el control de los MCs en forma modular previsto en este trabajo de investigación.

3.1.6. Diseño de los sensores

Para la implementación de la técnica de control al MC es necesario contar con sensores de voltaje y corrientes adecuados para las mediciones en tiempo real de estas variables eléctricas. Como estas variables eléctricas son analógicas, y el MicroLabBox posee entradas analógicas con niveles de entradas de ± 10 V, se requieren sensores que cumplan con estas características eléctricas en efecto. Por esta razón, fueron diseñadas y montadas dichos sensores en forma modular. En la **Figura 3.12** se pueden observar a los módulos de los sensores de voltaje y corriente, respectivamente. En la **Tabla 3.3** se describen las relaciones que existen entre los niveles de voltaje y corriente de entrada y salida para ambos sensores. Finalmente, en la **Figura 3.13** se presenta la plataforma diseñada y montada dentro de un *Rack*, en el cual van alojados todos los componentes del sistema propuesto para los ensayos experimentales.

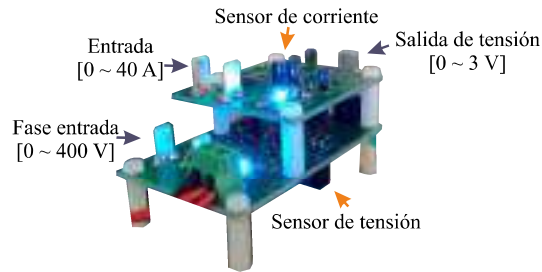


Figura 3.12 Módulos de los sensores de voltaje y corriente.

Tabla 3.3 Características eléctricas de los sensores de voltaje y corriente

Sensor	Entrada	Salida
Voltaje	0 a 400 [V_{pico}]	0 a 10 [V_{pico}]
Corriente	0 a 40 [A_{pico}]	0 a 10 [V_{pico}]

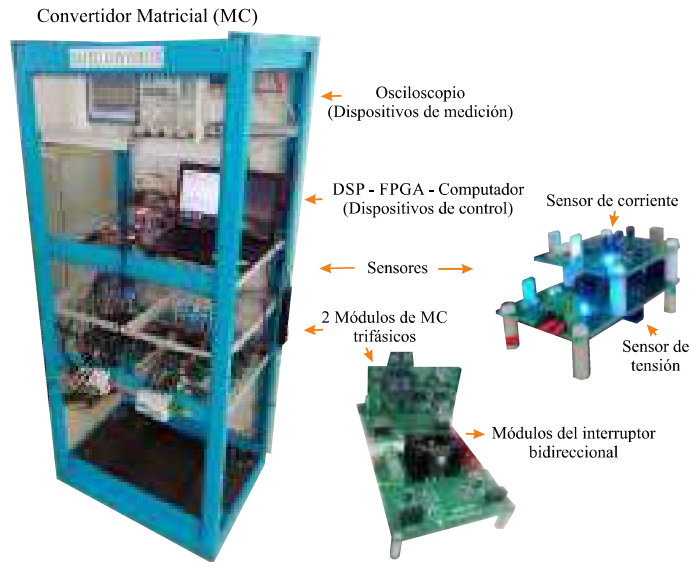


Figura 3.13 Rack experimental del M-MMC.

3.2. Validación experimental del diseño del MC trifásico

En este apartado se realiza una evaluación experimental del módulo trifásico del M-MMC con el fin de validar el diseño propuesto. La evaluación consiste en un análisis comparativo entre el MC implementado con semiconductores SiC-MOSFETs, propuesta en esta tesis doctoral, y un MC formado con semiconductores IGBTs, que son los dispositivos mayormente utilizados en los convertidores de potencia comerciales. La implementación experimental se basa en un esquema trifásico formado por el MC conectado a una carga aislada. Para controlar el sistema es utilizado la estrategia de control predictivo de corriente. El control se implementa utilizando el dispositivo dSPACE para resolver el algoritmo y determinar el vector óptimo a ser aplicado en el siguiente instante de muestreo. Mientras que la aplicación del vector óptimo y la estrategia de conmutación se llevan a cabo en un FPGA Nexys 3. La evaluación entre ambos MCs radica en la comparación experimental en términos de potencia consumida de los MCs, bajo un esquema de control predictivo de corriente y el análisis de la distorsión armónica total (THD) ante variaciones en la frecuencia de muestreo para ambos casos. El esquema de control propuesto se presenta en la **Figura 3.14**. Consiste en un esquema trifásico de conversión AC-AC formado principalmente por el MC como interfaz de alimentación de una carga aislada. La técnica de control aplicada al sistema propuesto es detallada a continuación.

3.2.1. Control predictivo de corriente aplicado al TMC

El sistema de conversión se muestra en la **Figura 3.14**. A fin de controlar la corriente en la carga (i_o), se debe obtener un modelo matemático que describa la dinámica en la misma. La dinámica de la corriente en la carga está definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{di_o(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_o(t) + \frac{1}{L}(\mathbf{v}_o(t) - \mathbf{v}_{nN}(t)), \quad (3.1)$$

donde:

$$\mathbf{i}_o(t) = \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_o(t) = \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{nN}(t) = \begin{bmatrix} v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

y v_{nN} se determina a partir de la ecuación siguiente:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (3.3)$$

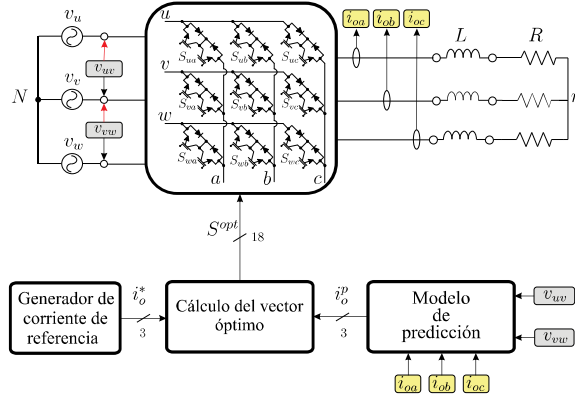


Figura 3.14 Esquema de control propuesto para la implementación.

El modelo discreto se obtiene aplicando el método de Euler en la ecuación (3.1), como sigue:

$$\mathbf{i}_o(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L} (\mathbf{v}_o(k) - \mathbf{v}_{nN}(k)), \quad (3.4)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo utilizado, R es la resistencia de carga y L la inductancia de la carga.

Los valores de $\mathbf{v}_o(k)$ se obtienen a partir de la ecuación (2.3) para cada una de las 27 combinaciones de interruptores posibles mostradas en la **Tabla 2.1** de manera a evaluar la función de costo y se selecciona aquella combinación que la minimice. En general, se utiliza la transformada de Clarke [74], que convierte el sistema trifásico (tres componentes que calcular) a uno más sencillo de dos componentes en el plano complejo α - β de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \frac{2}{3} (x_a - 0,5x_b - 0,5x_c), \\ x_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_b - \frac{\sqrt{3}}{2}x_c \right), \end{aligned} \quad (3.5)$$

siendo x_a , x_b y x_c las componentes trifásicas y x_α y x_β las componentes en las nuevas coordenadas α - β . Para definir la función de costo que logra el seguimiento de corriente, se deben determinar las componentes α - β de la corriente de referencia $\mathbf{i}_o^*$ y compararlas con las corrientes predichas $\mathbf{i}_o^p$. Sin embargo, desde el punto de vista de la implementación, el sistema posee un tiempo de muestreo de retraso, es decir, al inicio del periodo de muestreo se aplica un vector (el que se calculó en el instante anterior) y con las mediciones actuales

se determina qué vector se aplicaría recién en el siguiente instante de muestreo. Para contrarrestar este retraso, se utiliza el control predictivo de horizonte dos, como se detalla en el **Algoritmo 1**. La función de costo propuesta para lograr el control de corriente es entonces:

$$g = (i_\alpha^* - i_\alpha^p)^2 + (i_\beta^* - i_\beta^p)^2, \quad (3.6)$$

donde i_α^* y i_β^* corresponden a las componentes α - β de la corriente de referencia.

Las tensiones de línea de la fuente v_{uv} y v_{vw} se utilizan para calcular las respectivas tensiones de fase v_u , v_v y v_w aplicando las siguientes ecuaciones:

$$v_u = \frac{2}{3} \left(v_{uv} + \frac{1}{2} v_{vw} \right), \quad v_v = \frac{2}{3} \left(v_{vw} + \frac{1}{2} v_{wu} \right), \quad (3.7)$$

$$v_w = -v_u - v_v. \quad (3.8)$$

Algoritmo 1 Algoritmo de optimización.

1. Aplicar el vector óptimo calculado en el S^{opt}
 2. Inicializar $g_{opt} := \infty$
 3. Calcular las corrientes y voltajes en el plano α - β , usando (3.5)
 4. Calcular la predicción para el instante $k + 1$ usando la tensión generada por el vector óptimo v_{opt} calculado en el instante anterior y las mediciones actuales, usando (3.4)
 5. **Desde** $j = 0$ **hasta** $j = 26$
 6. Calcular las tensiones de salida del MC para el vector $S(j)$, usando (2.3)
 7. Calcular las corrientes del modelo de predicción para $S(j)$ en el instante $k+2$, esto es, basado en la corriente predicha para $k+1$, usando (3.4)
 8. Calcular la función de costo g para $S(j)$, usando (3.6)
 9. **Si** $g < g_{opt}$ **entonces**
 10. $g_{opt} \leftarrow g$, $S^{opt} \leftarrow S(j)$, $v_{opt} \leftarrow v(S(j))$
 11. **fin Desde**
-

3.2.2. Resultados experimentales

La plataforma experimental consiste en un esquema que alimenta una carga trifásica a partir de una fuente por medio de un TMC como se muestra en la **Figura 3.15**. El esquema de control fue implementado utilizando como controlador el dispositivo dSPACE CP1103 para el cálculo del vector óptimo, el cual se comunica con un FPGA Nexys 3 en donde se ejecuta la estrategia de conmutación adecuada para los Bi-Sws y se envían las señales de control a los 18 interruptores según corresponda al vector calculado y utilizando transmisión óptica. En la **Figura 3.16** se muestra la plataforma experimental que utiliza un

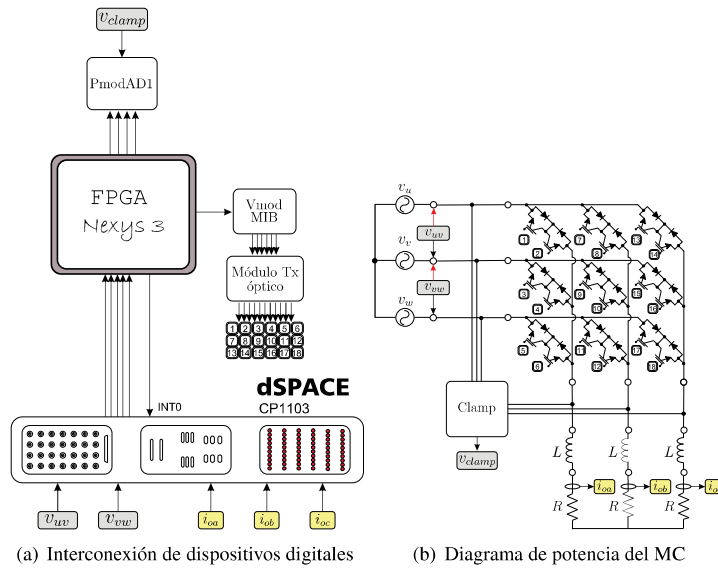


Figura 3.15 Descripción de la bancada experimental del MC.

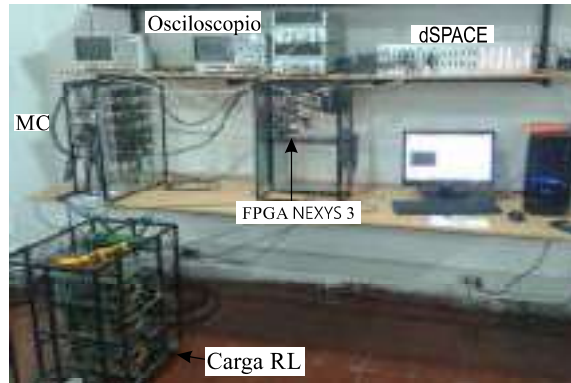


Figura 3.16 Plataforma experimental del MC utilizando dispositivos IGBT.

TMC construido basado en interruptores IGBT. Así también, en la **Figura 3.17** se muestra la plataforma experimental que emplea un TMC con tecnología SiC-MOSFET.

Para el montaje de los dos esquemas se utilizaron los parámetros mostrados en la **Tabla 3.4**, ambos esquemas de los MCs mostraron un correcto funcionamiento. Los resultados experimentales para un seguimiento de una corriente de referencia de 8 A con el TMC basado en SiC-MOSFETs se muestra en la **Figura 3.18**.

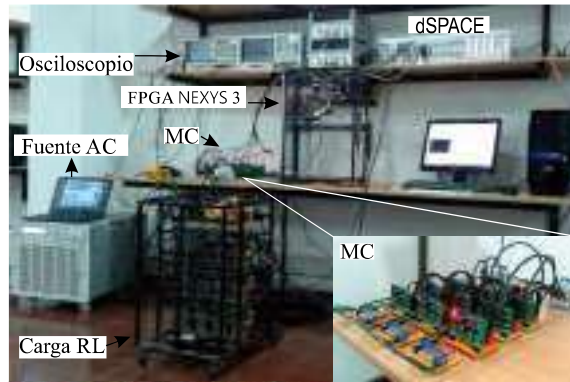


Figura 3.17 Plataforma experimental del MC utilizando dispositivos SiC-MOSFET.

Tabla 3.4 Parámetros de la plataforma experimental y el controlador

Parámetro	Parámetros del experimento		
	Símbolo	Valor	Unidad
Resistencia de carga	R	10	Ω
Inductancia de carga	L	13	mH
Tensión de la fuente	V_s	0-125	V_{rms}
Frecuencia de la fuente	f_s	50	Hz

En cuanto a la respuesta transitoria, en la **Figura 3.19** se presenta la respuesta al escalón para el MC con IGBTs y en la **Figura 3.20** se muestra la respuesta del sistema a una variación en la amplitud de referencia de corriente para el MC con SiC-MOSFETs. En ambos casos es posible observar el correcto seguimiento y tiempos de respuesta suficientemente rápidos.

En la **Figura 3.21** se muestra la potencia de entrada requerida por cada uno de los esquemas a distintas frecuencias de muestreo cuando se les solicita la misma corriente de salida. Es posible observar que la tecnología SiC-MOSFET requiere de menor potencia de entrada para las distintas frecuencias cuando se le solicita la misma corriente en la carga.

Finalmente, en la **Figura 3.22** se presenta la THD para ambos esquemas a diferentes frecuencias de muestreo, es posible apreciar que no existen diferencias significativas en este ítem en particular.

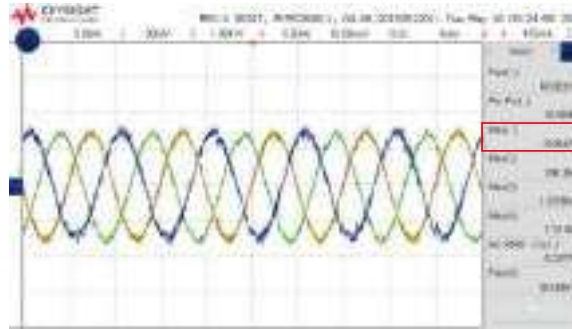


Figura 3.18 Resultado experimental del MC con dispositivos SiC-MOSFET para un seguimiento de corriente de 8 A.

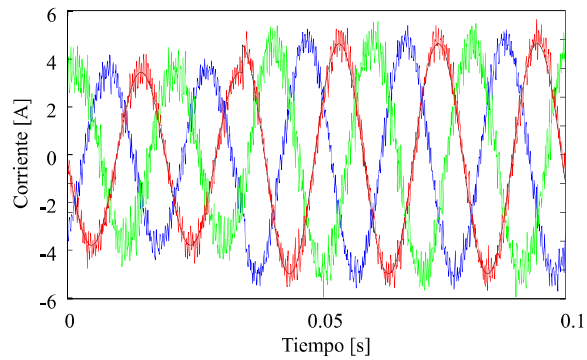


Figura 3.19 Respuesta del MC con IGBT a un escalón con $T_s=100 \mu s$.

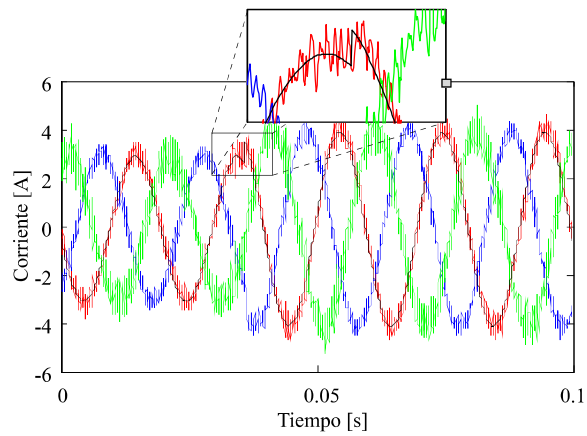


Figura 3.20 Respuesta del MC con SiC-MOSFET a un escalón con $T_s=100 \mu s$.

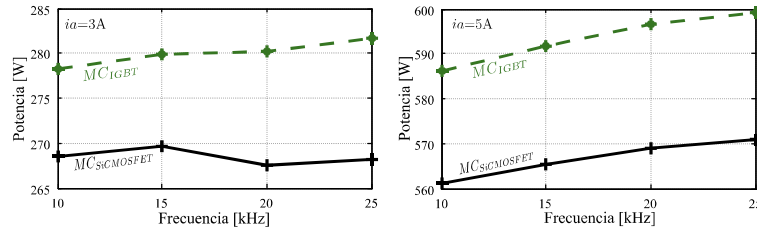


Figura 3.21 Potencias de entrada requeridas por cada MC a diferentes frecuencias y corrientes.

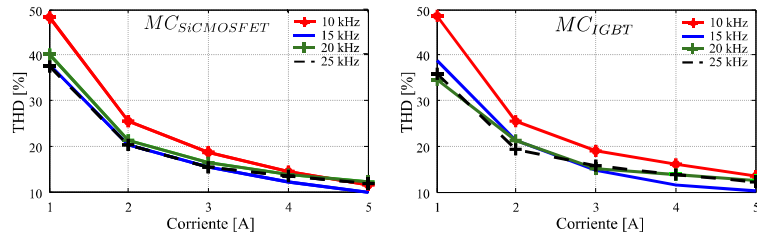


Figura 3.22 Análisis del THD para las diferentes corrientes y a diferentes frecuencias de muestreo.

3.3. Control de velocidad de una SPIM alimentado por el M-MMC

El diseño del M-MMC está formado básicamente por dos módulos de TMCs totalmente independientes, como se ha descrito en la sección 3.1. La topología del diseño del M-MMC hace posible utilizar módulos trifásicos de MCs para formar convertidores de potencia según la necesidad de los accionamientos multifásicos. Para el caso particular de esta tesis se ha diseñado una topología del convertidor formado por dos módulos del MC como se puede observar en la **Figura 3.23**. Mediante esta topología, es posible utilizar fuentes de energías renovables con distintas características de amplitud y fase, como también es posible utilizar una única fuente de seis fases a la entrada. El M-MMC poseen filtros de entradas independientes para cada módulo, y son conectados a cada fase de la SPIM cuyos neutros son independientes. Para realizar el estudio del sistema y obtener las ecuaciones que lo describen primeramente se realiza el modelado matemático de la topología del M-MMC.

El sistema de conversión de energía propuesto se basa en el TMC, que se utiliza dentro de la topología multimodular para alimentar un SPIM simétrico como se ve en la **Figura 3.23**. La topología M-MMC consiste en la integración de dos TMC conectados a cada una de las entradas del convertidor por intermedio del filtro (C_f) y seis columnas como salidas en total. Cada uno de estos módulos está representado por el

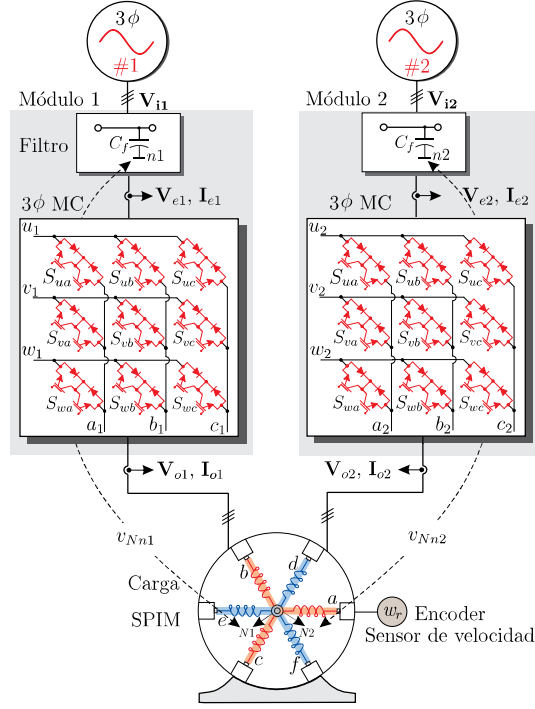


Figura 3.23 Diagrama eléctrico del M-MMC aplicado a una SPIM.

esquema de la **Figura 3.23**. En este caso, la fuente de entrada del M-MMC se indica como $\mathbf{V}_{ej} = [v_{uj}, v_{vj}, v_{wj}]^T$ y $\mathbf{I}_{ej} = [i_{uj}, i_{vj}, i_{wj}]^T$ donde $j \in \{1, 2\}$ y T es la transpuesta de la matriz. Los voltajes de salida del MC al punto neutro SPIM correspondiente (N_j) es $\mathbf{V}_{oj} = [v_{oaj}, v_{obj}, v_{ocj}]^T$. Además, las corrientes de salida son $\mathbf{I}_{oj} = [i_{oaj}, i_{obj}, i_{ocj}]^T$. Cada TMC se compone de nueve Bi-Sws, que pueden generar 27 estados de conmutación factibles [82]. Luego, las siguientes ecuaciones vectoriales relacionan los voltajes y corrientes de entrada y salida a través de los estados de conmutación del MC:

$$\mathbf{V}_{onj} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_{ej}, \quad \mathbf{I}_{ej} = \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{I}_{oj}, \quad (3.9)$$

donde $\mathbf{V}_{onj} = [v_{oanj}, v_{obnj}, v_{ocnj}]^T$ es el vector de voltaje de salida trifásico del MC en referencia al punto n formado por el filtro de entrada y $\mathbf{S}$ es la matriz de transferencia

instantánea, definida como:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{ua} & S_{ub} & S_{uc} \\ S_{va} & S_{vb} & S_{vc} \\ S_{wa} & S_{wb} & S_{wc} \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

y los elementos de la matriz $\mathbf{S} \in \{0, 1\}$ representa los estados correspondientes de los interruptores bidireccionales. El voltaje $\mathbf{V}_{oj}$ son obtenidos usando (3.11):

$$\mathbf{V}_{oj} = \mathbf{V}_{onj} - \mathbf{V}_{Nnj}, \quad (3.11)$$

where $\mathbf{V}_{Nnj} = [v_{Nnj}, v_{Nnj}, v_{Nnj}]^T$ es el voltaje entre el punto neutro y $v_{Nnj} = \frac{1}{3}(v_{oanj} + v_{obnj} + v_{ocnj})$.

Para evitar cortocircuitos en el lado de entrada y asegurar un flujo de corriente ininterrumpido en el lado de carga, las señales de conmutación S_{xy} deben cumplir la siguiente condición [83]:

$$S_{uy} + S_{vy} + S_{wy} = 1. \quad y \in \{a, b, c\}. \quad (3.12)$$

Finalmente, si los vectores de seis fases de voltajes y corrientes de salida se definen como:

$$\mathbf{V}_o = [v_{oa1}, v_{ob1}, v_{oc1}, v_{oa2}, v_{ob2}, v_{oc2}]^T, \\ \mathbf{I}_o = [i_{oa1}, i_{ob1}, i_{oc1}, i_{oa2}, i_{ob2}, i_{oc2}]^T.$$

3.3.1. Modelado de la máquina de inducción de 6 fases

El modelado matemático de la SPIM es estudiado extensamente por varios trabajos de investigación, y se presentan en detalle en [84]. Las ecuaciones diferenciales describen el modelo SPIM con coeficientes dependientes del tiempo. Usando las transformaciones apropiadas de las variables de fase del estator y del rotor, se obtiene un modelo matemático de un SPIM con coeficientes constantes [85]. Las ecuaciones finales del SPIM toman la forma en el marco de referencia estacionario en el que se presenta a continuación:

$$\frac{di_{\alpha s}}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{\alpha s} + \frac{k_r}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{\alpha r} + \frac{k_r w_r}{\sigma L_s} \psi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{\alpha s}, \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{\beta s}}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{\beta s} + \frac{k_r}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{\beta r} - \frac{k_r w_r}{\sigma L_s} \psi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{\beta s}, \quad (3.14)$$

donde $R_s, R_r, L_m, L_r = L_{lr} + L_m$ y $L_s = L_{ls} + L_m$ son los parámetros eléctricos de la SPIM, y las constantes son definidas como $k_r = \frac{L_m}{L_r}$, $k_s = \frac{L_m}{L_s}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{r_\sigma}$, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ and $r_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$.

De manera similar, la dinámica del flujo del rotor en el plano $\alpha - \beta$ está dado por:

$$\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{\alpha r} - w_r \psi_{\beta r}, \quad (3.15)$$

$$\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{\beta r} + w_r \psi_{\alpha r}. \quad (3.16)$$

El flujo del estator está dado como sigue:

$$\psi_{\alpha s} = \sigma L_s i_{\alpha s} + k_r \psi_{\alpha r}, \quad \psi_{\beta s} = \sigma L_s i_{\beta s} + k_r \psi_{\beta r}, \quad (3.17)$$

y su derivada como:

$$\frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}, \quad \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}. \quad (3.18)$$

Por otro lado, los componentes $x - y$ (relacionado a las pérdidas de la SPIM) sólo involucran la resistencia del estator y la inductancia de fuga:

$$v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d\psi_{xs}}{dt}, \quad \psi_{xs} = L_{ls} i_{xs}, \quad (3.19)$$

$$v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\psi_{ys}}{dt}, \quad \psi_{ys} = L_{ls} i_{ys}. \quad (3.20)$$

El modelado de la SPIM en su descomposición del espacio vectorial en sus seis dimensiones de entrada son definidas por (a, b, c, d, e, f) , donde el modelo se representa en tres planos ortogonales diferentes llamados planos de referencia estacionarios bidimensionales $\alpha - \beta$, $x - y$ y $z_1 - z_2$ usando (3.21), donde se ha considerado el criterio de amplitud invariante [86].

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

La SPIM es simétrica, por lo que tiene un cambio de fase de 60° entre las tres fases y tiene una configuración de neutro aislado. Por lo tanto las corrientes en las componentes $z_1 - z_2$ se consideran nulas. Usando (3.13) a través de (3.20) es posible obtener un modelo matemático que representa la dinámica del sistema expresado en el marco de referencia estacionario de la siguiente manera:

$$\dot{\mathbf{X}}_{(t)} = \mathbf{A}_{(t)} \cdot \mathbf{X}_{(t)} + \mathbf{B}_{(t)} \cdot \mathbf{U}_{(t)}, \quad (3.22)$$

$$\mathbf{F}_{(t)} = \mathbf{C}_{(t)} \cdot \mathbf{X}_{(t)}, \quad (3.23)$$

donde $\mathbf{X}_{(t)} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$ es el vector de estado que representa las corrientes y el flujo del estator $x_1 = i_{\alpha s}$, $x_2 = i_{\beta s}$, $x_3 = i_{xs}$, $x_4 = i_{ys}$, $x_5 = \psi_{\alpha r}$ y $x_6 = \psi_{\beta r}$, $\mathbf{U}_{(t)} = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}, v_{xs}, v_{ys}]^T$ es el vector de voltaje de entrada aplicado a los devanados del estator y del rotor, $\mathbf{F}_{(t)} = [\psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}, \psi_{xs}, \psi_{ys}]^T$ es el flujo del estator, todos expresados en el marco $\alpha - \beta$ y $x - y$. $\mathbf{A}_{(t)}$, $\mathbf{B}_{(t)}$ y $\mathbf{C}_{(t)}$ son matrices definidas por los parámetros eléctricos del SPIM donde el coeficiente $c_1 = \sigma L_s$ y $c_2 = L_{ls}$, w_r es la velocidad del rotor, como sigue:

$$\mathbf{A}_{(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & 0 & 0 & 0 & \frac{k_r}{c_1 \tau_r} & \frac{k_r w_r}{c_1} \\ 0 & -\frac{1}{\tau_\sigma} & 0 & 0 & -\frac{k_r w_r}{c_1} & \frac{k_r}{c_1 \tau_r} \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{c_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{c_2} & 0 & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -w_r \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} & 0 & 0 & w_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{(t)} = \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{c_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{(t)} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 & k_r & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & 0 & 0 & k_r \\ 0 & 0 & c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Finalmente, el par electromagnético (T_e) de la SPIM es expresado como sigue:

$$T_e = 3P(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}), \quad (3.24)$$

siendo P el número de par de polos del SPIM.

3.3.2. Estrategia de control

La estrategia de control consta de un controlador PI junto con el PTC. Un controlador PI externo realiza el control de velocidad. Este controlador recibe la velocidad de rotación medida del SPIM y genera la referencia de par de la máquina apropiada en función de la velocidad deseada. El lazo interno del lazo PTC interno utiliza esta referencia de par y la referencia de flujo electromagnético del estator. Este último busca el mejor estado de conmutación de M-MMC para generar el voltaje de salida apropiado que se aplicará al SPIM y así lograr niveles de par y flujo similares a los de referencia. La **Figura 3.24** muestra el esquema de control.

3.3.2.1. Control de velocidad PI: el control mecánico de velocidad del SPIM es realizado indirectamente por el controlador PI, que genera una respuesta de par en la salida en relación con la velocidad deseada y medida del SPIM. Esta respuesta de par en la salida del controlador representa la referencia necesaria para la estrategia PTC. El controlador PI diseñado para controlar la planta se basa en el modelo mecánico del SPIM, considerando que el par de carga es una perturbación del sistema, que se define por la siguiente función de transferencia:

$$\frac{w_r(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{sJ}, \quad (3.25)$$

donde J es el momento de inercia del SPIM, respectivamente. El ancho de banda aproximado es de 10 Hz y se considera esos datos para el diseño del controlador.

3.3.2.2. Control predictivo de par: la técnica del MPC encuentra qué vector de conmutación debe aplicarse en el siguiente período de muestreo entre un conjunto de vectores posibles mediante cálculos predictivos del comportamiento de las variables del sistema en un horizonte dado. Por tanto, para el PTC, en primer lugar, se debe obtener el modelo matemático que describe la dinámica del sistema a controlar. Luego, se debe buscar el mejor vector de voltaje que cumpla con el valor deseado, utilizando una técnica de minimización. Por lo tanto, el modelo de predicción SPIM debe diseñarse para obtener el par electromagnético deseado T_e^* para aplicar el PTC a la SPIM. También se requiere la predicción del flujo del rotor para controlar la máquina. En este caso, se utiliza la versión

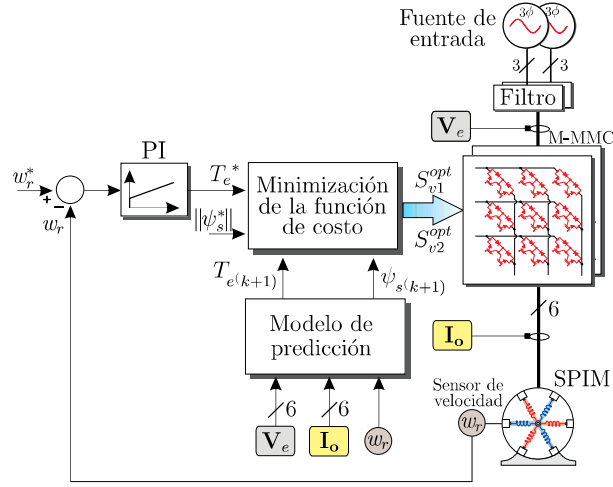


Figura 3.24 Diagrama eléctrico del sistema de control de velocidad par y flujo aplicado al M-MMC para alimentar la SPIM.

discreta aplicando el método de discretización de Euler en (3.15) y (3.16).

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha}(k+1) &= \frac{L_m T_s}{\tau_r} i_{\alpha s} + \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r}\right) \psi_{\alpha r}(k) \\ &\quad - w_r T_s \psi_{\beta r}(k), \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \psi_{r\beta}(k+1) &= \frac{L_m T_s}{\tau_r} i_{\beta s} + \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r}\right) \psi_{\beta r}(k) \\ &\quad - w_r T_s \psi_{\alpha r}(k), \end{aligned} \quad (3.27)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo y $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, son los voltajes y corrientes de salida del MC calculados por (3.9) para cada fase y luego transformado por (3.28) en el plano $\alpha - \beta$.

$$\mathbf{V}_s[\alpha\beta] = \mathbf{T} \cdot \mathbf{V}_o, \quad \mathbf{I}_s[\alpha\beta] = \mathbf{T} \cdot \mathbf{I}_o. \quad (3.28)$$

La predicción de las corrientes del estator se obtiene a partir de (3.13) y (3.14), resultando en:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}(k+1) &= \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r}\right) i_{s\alpha}(k) + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{r\alpha}(k) \\ &\quad + \frac{k_r w_r T_s}{\sigma L_s} \psi_{r\beta}(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_{s\alpha}(k), \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$i_{s\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r}\right) i_{s\beta}(k) + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{r\beta}(k) - \frac{k_r w_r T_s}{\sigma L_s} \psi_{r\alpha}(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_{s\beta}(k), \quad (3.30)$$

entonces, de (3.17) la predicción de los flujos del estator se obtiene de la siguiente manera:

$$\psi_{s\alpha}(k+1) = \sigma L_s i_{s\alpha}(k+1) + k_r \psi_{r\alpha}(k+1), \quad (3.31)$$

$$\psi_{s\beta}(k+1) = \sigma L_s i_{s\beta}(k+1) + k_r \psi_{r\beta}(k+1). \quad (3.32)$$

La predicción del par T_e es obtenido como:

$$T_e(k+1) = 3P(\psi_{s\alpha}(k+1)i_{s\beta}(k+1) - \psi_{s\beta}(k+1)i_{s\alpha}(k+1)). \quad (3.33)$$

Luego, se determinan los errores predichos para cada uno de los posibles vectores de conmutación. Este error generado por cada vector se evalúa mediante una ecuación llamada función de costo (g). Es posible incorporar dentro de g la búsqueda de diferentes objetivos dentro del algoritmo FS-MPC usando factores de peso apropiados para cada objetivo. En este caso, g se define como una medida cuadrática del error predicho y se representa de la siguiente manera:

$$g = |T_e^* - T_e(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_s^* - \psi_s(k+1)|, \quad (3.34)$$

donde ψ_s^* y $\psi_s(k+1)$ son el flujo del estator de referencia y predicho, respectivamente. El λ_ψ es el factor de ponderación para el flujo del estator y se calcula como la relación entre el par nominal de la máquina y el flujo de referencia $\lambda_\psi = \frac{T_e}{\psi_s^*}$. Finalmente, luego de la evaluación de todos los vectores posibles, el algoritmo selecciona el vector de conmutación óptimo que cumpla con el valor deseado por el objetivo de predicción, el cual será aplicado en el próximo período de muestreo.

3.3.3. Espacio de estados y reducción de los estados de conmutación

Cada TMC tiene 27 vectores de conmutación válidos (S_v), y el M-MMC también tiene 27 x 27 vectores, equivalentes a $S_v = 729$ vectores de conmutación válidos. Este número de vectores de M-MMC representa un problema significativo para la implementación en tiempo real debido al número de cálculos. Un tiempo de cálculo mínimo también ofrece la ventaja de reducir los elementos pasivos de los filtros de entrada MC. Cada uno de los 27

estados válidos del MC, dependiendo de las fases de entrada, genera en la salida diferentes voltajes expresados en vectores espaciales [87]. La **Figura 3.25** muestra la división en sectores de las fases del voltaje de entrada a un TMC. Cada sector en la **Figura 3.25** considera la diferencia en los niveles de voltaje de entrada que se repite en cada período. Los símbolos ++, + y – representan la amplitud más alta, media y más baja de todas, respectivamente.

Por otro lado, la **Figura 3.26(a)** y la **Figura 3.26(b)** muestran la distribución de los vectores espaciales en el plano $\alpha - \beta$ para los sectores 1 y 4 de la **Figura 3.25**. Tanto la **Figura 3.26(a)** como la **Figura 3.26(b)** representan prácticamente la misma forma, con la diferencia en el número de vectores espaciales generados, que se debe al orden y niveles del voltaje de entrada MC. En este trabajo se propuso una estrategia para utilizar los vectores espaciales con mayor amplitud y un sólo vector cero para reducir el número de vectores M-MMC, con lo cual se pueden alcanzar los voltajes más altos a la salida del MC y así recorrer prácticamente todo el área del vector espacial. Los sectores 1 y 4, 2 y 5, 3 y 6 generan el mismo número de vectores espaciales en la salida. Por tanto, estos últimos sectores se reducen a tres. La **Tabla 3.5** muestra los vectores de conmutación utilizados por cada sector. Finalmente, los resultados muestran 13 estados seleccionados del MC lo que resulta en un total de $S_v = 169$ vectores válidos en el M-MMC. Esta estrategia contempla realizar una iteración de $S_v = 169$ vectores para cada sector de entrada. La **Figura 3.26(c)** muestra los vectores espaciales en el plano $\alpha - \beta$ formado por cada uno de los 169 vectores M-MMC resultantes correspondientes a un voltaje de entrada para el sector 1 para ambos módulos. Es importante mencionar que, si bien ésta estrategia utilizada reduce el tiempo computacional del algoritmo de control, conlleva a su vez una desventaja basada en la reducción de los vectores espaciales válidos de todo el conjunto generado por el M-MMC. Esta reducción de vectores hace de que el M-MMC no pueda obtener a su salida todos los niveles de voltajes, que si empleara los 729 vectores inicialmente. Esto conlleva en la práctica la dificultad de obtener valores más exactos de algunos niveles de voltajes a la salida, que pudiera generar el M-MMC en referencia al análisis de vectores espaciales en el plano $\alpha - \beta$.

3.3.4. Descripción del algoritmo

El **Algoritmo 2** describe los pasos del PTC con $S_v = 169$ utilizados tanto en la simulación como en la plataforma experimental. Las variables medidas son los voltajes de fase de entrada V_{e1} , V_{e2} y las corrientes de salida I_o , como se muestra en el paso 1. Las corrientes se transforman al plano $\alpha - \beta$ en el paso 3, mientras que el flujo del rotor se estima en el paso 4. Para cada uno de los tres sectores de la **Tabla 3.5**, los voltajes de

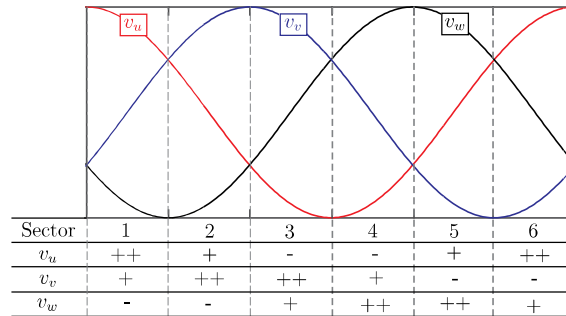


Figura 3.25 Sectorización de la fuente de entrada trifásica.

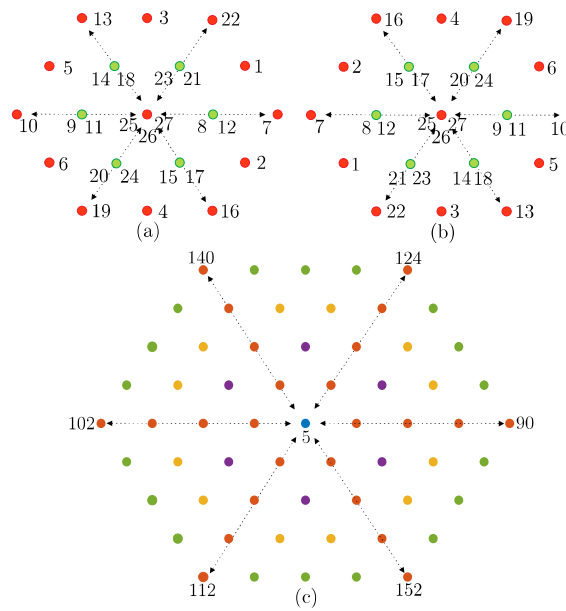


Figura 3.26 Vectores espaciales de los voltajes de salida del M-MMC en el plano $\alpha - \beta$. (a) Vectores del TMC del sector 1, (b) vectores del TMC del sector 4 y (c) vectores del voltaje de salida de la seis fases generado por el M-MMC del sector 1.

salida de cada MC se calculan, para cada uno de los 13 vectores válidos, usando los ciclos **for**₁ y **for**₂, paso 5 a 8. Seguidamente, se calculan los voltajes de salida de cada MC con referencia al punto N_j de la máquina V_{o1} y V_{o2} , se predice el flujo del rotor, la corriente del estator y el flujo, y el par electromagnético. Finalmente, se minimiza la función de

Tabla 3.5 Selección de estados de conmutación de cada módulo del M-MMC

Sector	Selección de los estados de conmutación
1	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 10, 13, 16, 19, 22, 25
2	1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 11, 14, 17, 20, 23, 25
3	1, 2, 3, 4, 5, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 25

Algoritmo 2 Estrategia implementada en la plataforma de control

1. Lectura de las mediciones $\mathbf{V}_{e1}$, $\mathbf{V}_{e2}$, $\mathbf{I}_o$ y w_r
2. Iniciación $g_{opt} := \infty$, $\psi_s^{opt} := 0$
3. Cálculo de la corriente del estator $\mathbf{I}_s[\alpha\beta]$ usando (3.28)
4. Estimación del flujo del estator usando (3.26) y (3.27)
5. **if** $\mathbf{V}_e == \text{Sector}_i$ **then** $i \in \{1, 2, 3\}$
6. **for**₁ $j_1 = 1$ **to** 13
7. Cálculo del voltaje de salida $\mathbf{V}_{o1}$ usando (3.11)
8. **for**₂ $j_2 = 1$ **to** 13
9. Cálculo del voltaje de salida $\mathbf{V}_{o2}$ usando (3.11)
10. Cálculo del voltaje de salida de las seis fases $\mathbf{V}_s[\alpha\beta]$ usando (3.28)
11. Predicción del flujo del rotor en $(k + 1)$ usando (3.26) y (3.27)
12. Predicción de la corriente del estator en $(k + 1)$ usando (3.29) y (3.30)
13. Predicción del flujo del estator en $(k + 1)$ usando (3.31) y (3.32)
14. Cálculo del par usando (3.33)
15. Minimización de la función de costo g usando (3.34)
16. **if** $g < g_{opt}$ **then** (Selección del vector óptimo)
17. $g_{opt} \leftarrow g$, $S_{v1}^{opt} \leftarrow S_v(j_1)$, $S_{v2}^{opt} \leftarrow S_v(j_2)$,
18. $\psi_s^{opt} \leftarrow \psi_s$, **end if**
19. **end for**₂
20. **end for**₁
21. **end if**
22. Se aplica el vector óptimo $S_v^{opt} \in \{S_{v1}^{opt}, S_{v2}^{opt}\}$

costo g_{opt} , se selecciona el vector óptimo S_{v1}^{opt} y S_{v2}^{opt} , y se aplica al siguiente tiempo de muestreo, pasos 9 a 22, respectivamente.

3.3.5. Resultados

Los resultados son presentados en dos grupos: i) una evaluación en el entorno de simulación del control de velocidad SPIM alimentado por el M-MMC utilizando un PTC interno y, ii) resultados experimentales basados en un M-MMC diseñado con SiC-MOSFET y un SPIM de 5,5 kW. Además, se presenta el comportamiento del sistema propuesto ante

Tabla 3.6 Parámetros de simulación y ensayos experimentales

Parámetros	Descripción	Valores
V_{i1}	Voltaje de entrada, fuente 1	380 V
f_{s1}	Frecuencia de entrada, fuente 1	100 Hz
V_{i2}	Voltaje de entrada, fuente 2	220 V
f_{s2}	Frecuencia de entrada, fuente 2	30 Hz
C_f	Capacitor del filtro de entrada	30 μ F
P_n	Potencia nominal de la máquina	5.5 kW
w_n	Velocidad nominal	1430 r/min
T_n	Par nominal	20 Nm
R_s	Resistencia del estator	5.95 Ω
L_{ls}	Inductancia del estator	7.7 mH
R_r	Resistencia del rotor	3.95 Ω
L_{lr}	Inductancia del rotor	5.1 mH
L_m	Inductancia de magnetización	430 mH
P	Par de polos	2
J	Momento de inercia	0.07 kgm ²
$\ \psi_s^*\ $	Flujo de referencia	0.61 Wb
T_{sw}	Tiempo de muestreo del controlador PI	0.0002 s
K_p	Ganancia proporcional	3.0
K_i	Ganancia integral	0.141
λ_T	Factor de peso del par	1 (Nm) ⁻¹
λ_ψ	Factor de peso del flujo	50 (Wb) ⁻¹

fallas de uno de los módulos M-MMC y la tolerancia a discrepancias en los L_m del SPIM. Los resultados de simulación obtenidos consisten en una evaluación en el entorno Matlab/Simulink. Se presenta la evaluación del SPIM PTC alimentado por el M-MMC. Se establece una velocidad de referencia y un flujo electromagnético para verificar el comportamiento del sistema propuesto ante cambios de velocidad y carga mecánica. Los resultados se obtuvieron con frecuencias de muestreo de $f_s = 10$ kHz y $f_s = 100$ kHz. Además, el sistema se prueba con diferentes fuentes de entrada para cada módulo y se verifican las formas de onda de la corriente de suministro y la corriente de salida del M-MMC. Los parámetros utilizados para la simulación se presentan en la **Tabla 3.6**.

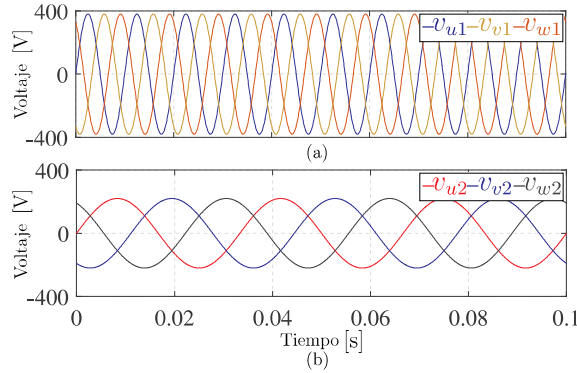


Figura 3.27 Forma de onda de las fuentes de entrada del M-MMC. (a) $V_{i1} = 380$ V, 100 Hz y (b) $V_{i2} = 220$ V, 30 Hz.

Mediante la topología M-MMC es posible utilizar dos fuentes de generación de energía trifásica de diferentes características, en cuanto a amplitud y frecuencia. En este contexto, para las pruebas de simulación, se utilizaron las fuentes de alimentación de entrada como se muestra en la **Figura 3.27**, con valores iguales a 380 V, 100 Hz y 220 V, 30 Hz para las fuentes 1 y 2, respectivamente.

Los resultados en el seguimiento de la velocidad, el par y el flujo electromagnético del SPIM alimentado por el M-MMC se pueden ver en la **Figura 3.28** y **Figura 3.29** con una $f_s = 10$ kHz y $f_s = 100$ kHz, respectivamente. Se establece una referencia de velocidad inicial de 900 r/min con un par mecánico de 0.2 Nm. A continuación se realiza un cambio de velocidad a -900 r/min y finalmente se fija el par de carga de 10 Nm para observar sus efectos principalmente para el cambio de velocidad. La forma de onda de la corriente de la fase i_{oa1} del M-MMC son presentados en la **Figura 3.30(b)** y **Figura 3.30(c)**, y para la corriente de la fuente de entrada i_{u1} en la **Figura 3.31(b)** y **Figura 3.31(c)**, para $f_s = 10$ kHz y $f_s = 100$ kHz, respectivamente. Las seis formas de ondas de la corriente de salida del M-MMC I_o son presentadas para el módulo 1 en la **Figura 3.32(b)** y para el módulo 2, **Figura 3.32(c)**.

Los resultados fueron obtenidos usando una SPIM, la cual fue diseñada a partir de una máquina comercial trifásica 5.5 kW, cuyo procedimiento de rebobinado se detalla en [9]. La técnica de PTC propuesta se probó experimentalmente en un M-MMC de 10 kW. Los parámetros relevantes del banco de pruebas se presentan en la **Tabla 3.6**. El prototipo M-MMC está basado en Bi-Sw formado por semiconductores discretos SiC-MOSFETs (SCH2080KE). En la **Figura 3.33** se presenta la plataforma experimental del TMC, el cual está formado por 9 Bi-Sw y 18 SiC-MOSFETs, diseñados de forma modular con

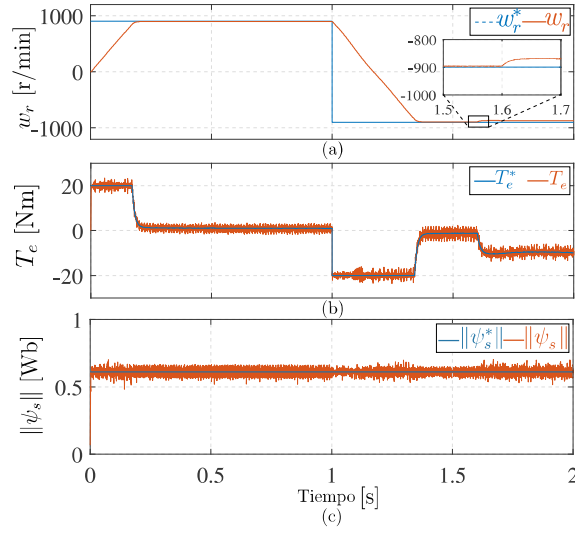


Figura 3.28 Simulación del seguimiento de velocidad, par y flujo del sistema a $f_s = 10$ kHz, (a) velocidad mecánica, (b) par eléctrico y (c) magnitud del flujo del estator con un cambio de referencia de 900 r/min a -900 r/min.

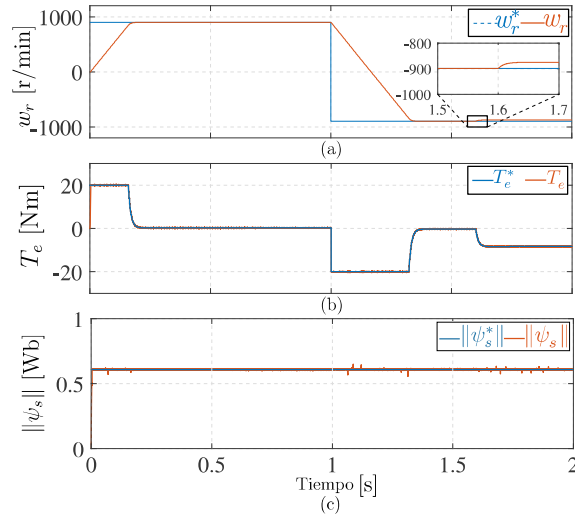


Figura 3.29 Simulación del seguimiento de velocidad, par y flujo del sistema a $f_s = 100$ kHz, (a) velocidad mecánica, (b) par eléctrico y (c) magnitud del flujo del estator con un cambio de referencia de 900 r/min a -900 r/min.

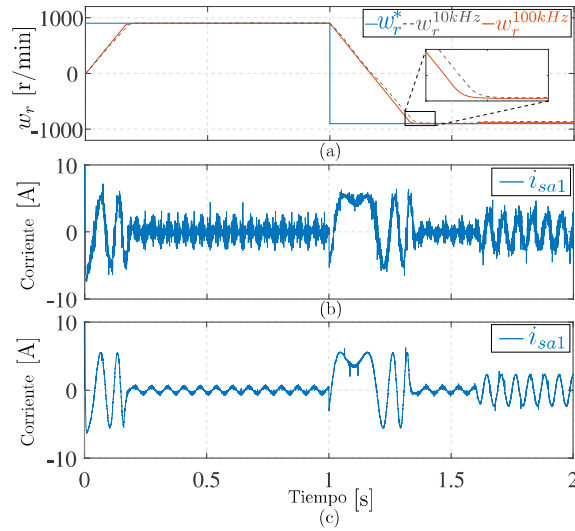


Figura 3.30 Forma de onda de la corriente de salida del M-MMC aplicada al SPIM, (a) seguimiento de la velocidad mecánica, (b) corriente de salida a $f_s = 10\text{ kHz}$. y (c) corriente de salida a $f_s = 100\text{ kHz}$.

sus respectivos circuitos *Clamp* para protección contra sobrevoltajes. El dispositivo de control digital es el MicroLabBox dSPACE. Luego se reciben las magnitudes de las señales sensadas, se ejecuta el algoritmo de control y se obtienen los vectores a implementar para el siguiente tiempo de muestreo. A su vez, el NEXYS 3 FPGA se usa para un algoritmo de conmutación seguro para el Bi-Sw. Las señales se transmiten al Bi-Sw a través de cables de fibra óptica. El SPIM es una máquina simétrica de 5,5 kW conectada a un motor de CC a través de su eje que actúa como una carga mecánica para la SPIM, y el encoder para medir la velocidad de rotación del SPIM.

El algoritmo de control que utiliza los vectores $S_v = 769$ ha proporcionado un tiempo computacional de $157\text{ }\mu\text{s}$, al momento de su implementación, lo que representa un tiempo muy largo, en referencia a los tiempos de muestreo utilizados para el control del convertidor. La mayoría de las implementaciones que se encuentran en la literatura, generalmente utilizan un tiempo mínimo de muestreo de $100\text{ }\mu\text{s}$ [88]. Por esta razón, con esta cantidad de vectores no se ha podido obtener resultados experimentales. Los resultados experimentales del sistema propuesto se han obtenido utilizando la estrategia de control $S_v = 169$ propuesta en este trabajo. En la **Figura 3.34** se presenta una comparación entre las cargas computacionales de ejecutar el PI, el PTC y los ADC, donde el PTC representa la carga computacional más alta, así como el factor en el que se pueden aplicar estrategias para

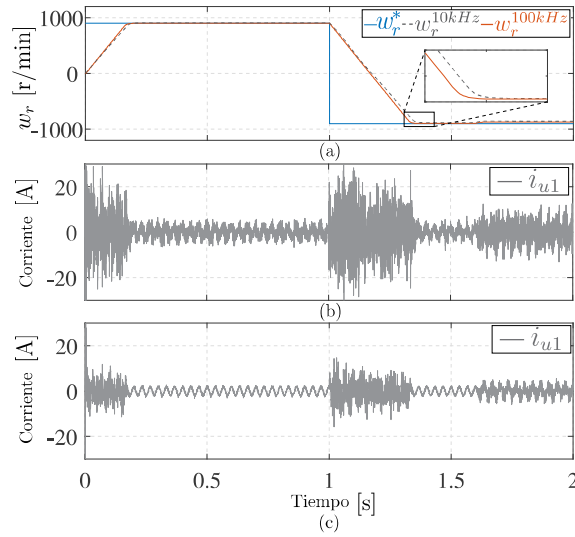


Figura 3.31 Forma de onda de la corriente de entrada del M-MMC aplicada al SPIM, (a) seguimiento de la velocidad mecánica, (b) corriente de salida a $f_s = 10$ kHz. y (c) corriente de salida a $f_s = 100$ kHz.

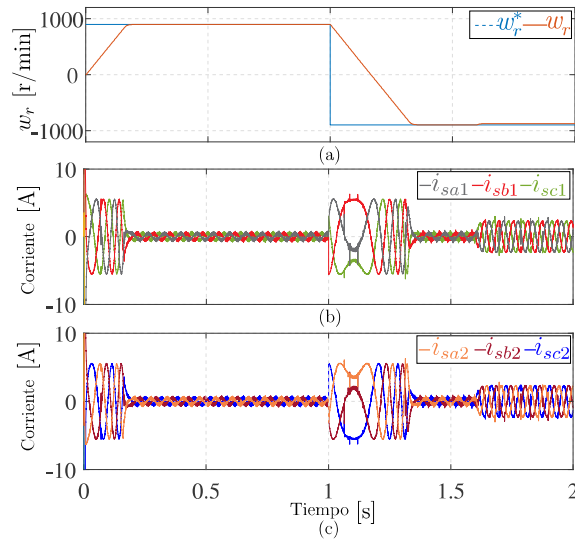


Figura 3.32 Forma de onda de las corrientes de salida de las seis fases del M-MMC a $f_s = 10$ kHz. (a) Módulo 1 y (b) Módulo 2.

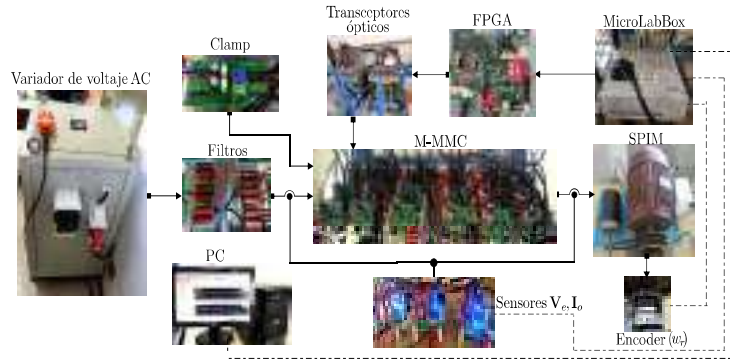


Figura 3.33 Diagrama en bloques de la bancada del M-MMC. En la parte central se observa la fuente de alimentación de entrada conectada al filtro, el M-MMC y finalmente el SPIM. En la parte superior, la plataforma dSPACE, y las placas FPGA, fibra óptica y *Clamp*, respectivamente, y en la parte inferior, el encoder, las placas de los sensores de corriente y voltaje y el ordenador.

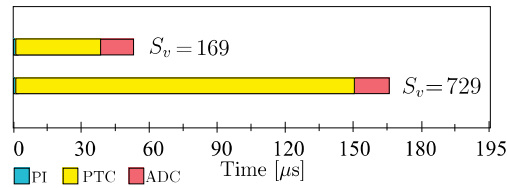


Figura 3.34 Comparación de la carga computacional del PTC con $S_v = 729$ vectores y con $S_v = 169$ vectores usando un dispositivo MicroLabBox.

optimizar la carga computacional. Con $S_v = 169$, el algoritmo de control toma un tiempo computacional de $42 \mu s$ y reduce la carga computacional en aproximadamente un 74 % con respecto a los vectores $S_v = 729$. Se utilizó el tiempo de muestreo (T_s) = $50 \mu s$ para obtener los resultados experimentales del prototipo.

Las referencias de velocidad y flujo establecidas para el experimento fueron 900 r/min y 0,61 Wb, respectivamente. La respuesta del sistema propuesto ante un cambio de la velocidad de referencia se puede observar en la **Figura 3.35**. Por otro lado, la **Figura 3.35(a)** muestra el seguimiento de la estrategia de control de flujo electromagnético y par propuesta y también la forma de onda de la corriente de salida i_{oa1} del M-MMC para un cambio de velocidad de 900 r/min a -900 r/min. La **Figura 3.35(b)** muestra la respuesta del sistema para el proceso inverso descrito anteriormente para un cambio de velocidad de -900 r/min a 900 r/min. El comportamiento de la corriente de entrada i_{u1} y la corriente de salida i_{oa1} del módulo 1 se verificaron mediante **Figura 3.36**. Para el experimento se impuso un

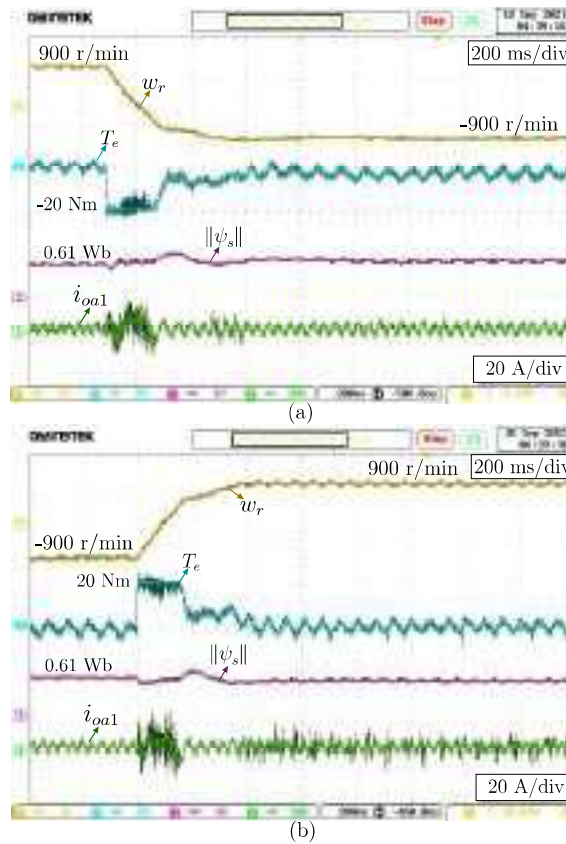


Figura 3.35 Resultados experimentales del control de velocidad de la SPIM alimentado por el M-MMC. Seguimiento de par, magnitud de flujo del estator y forma de onda de corriente de salida i_{oa1} , (a) seguimiento de la velocidad mecánica para un cambio en la referencia de 900 r/min a -900 r/min, (b) seguimiento de la velocidad mecánica para un cambio en la referencia de -900 r/min a 900 r/min.

cambio de velocidad a 900 r/min y se verificó el comportamiento del par generado por la SPIM.

En la **Figura 3.37** se observa el cambio del par mecánico fue de 0.2 Nm a 5 Nm y los flujos de referencia establecidos son 0.91 Wb, 0.61 Wb y 0.41 Wb, la **Figura 3.37(a)**, **Figura 3.37(b)** y **Figura 3.37(c)**, respectivamente. Para este experimento se fijó una velocidad de referencia constante igual a 300 r/min.

A continuación, se ha realizado experimentalmente una prueba ante fallos del M-MMC, basada en un simulacro de la falta de uno de los módulos del M-MMC en un instante

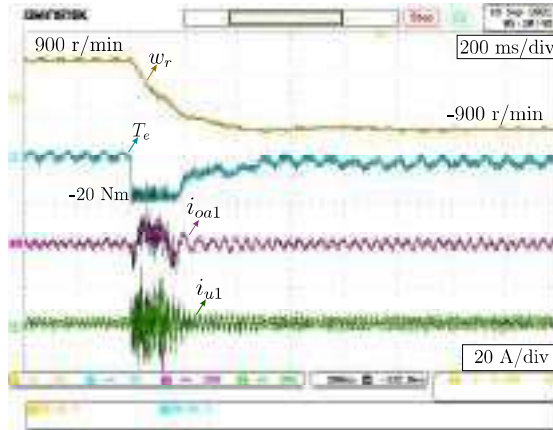


Figura 3.36 Resultados experimentales del control de velocidad y par del SPIM alimentado por el M-MMC. Formas de onda de la corriente de salida i_{oa1} y la corriente de suministro i_{u1} del M-MMC.

dato. En la **Figura 3.38(a)** se observa una falla en las tres fases de salida del módulo 2. Las formas de onda de la corriente i_{oa1} y i_{oa2} , de los módulos 1 y 2, respectivamente se observan para una referencia de velocidad constante de 300 r/min. En la **Figura 3.38(b)** se presenta la falla de las tres fases del módulo 1.

En la **Figura 3.39**, se presenta un análisis comparativo entre MSE de par y flujo electromagnético relativo a una pista de referencia impuesta para diferentes velocidades SPIM, los errores promedio 0.35 Nm y 120 μ Wb en par y flujo, respectivamente para velocidades entre 200 r/min y 500 r/min. Se realizó un análisis de discrepancia de uno de los parámetros más críticos del SPIM. Se consideró un error del 25 % del L_m alrededor de su valor nominal. La **Tabla 3.7** muestra los resultados de MSE de la estrategia de control para los valores de velocidad, par y flujo electromagnético.

3.3.6. Discusión de los resultados

En el análisis comparativo realizado a los módulos trifásicos de los MCs se observó que para los mismos valores de corriente de salida requerida, el MC con dispositivos SiC-MOSFET ha consumido menor cantidad de potencia frente al MC con dispositivos IGBT. En cuanto al THD, no se observaron diferencias significativas entre los diseños.

Al probar en el ambiente de simulación con diferentes fuentes de alimentación al M-MMC, como se muestra en la **Figura 3.27**, fue posible validar efectivamente la utilidad del M-MMC dispuesto en módulos trifásicos para aprovechar las fuentes de diferentes

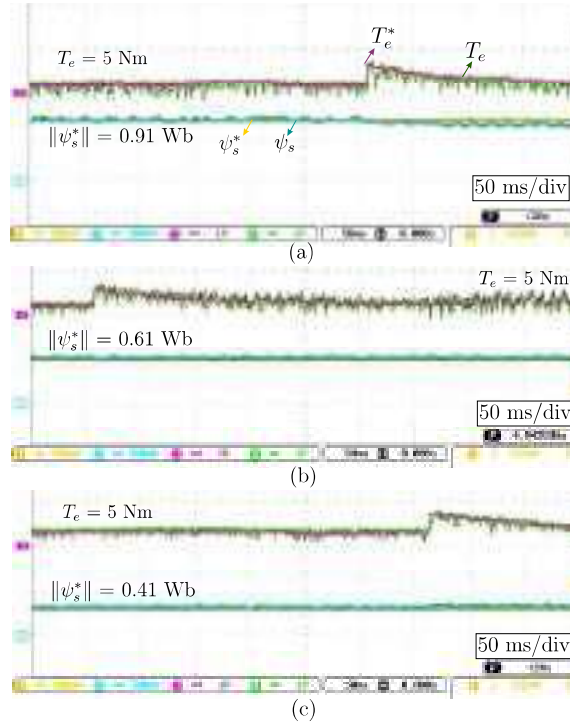


Figura 3.37 Resultados experimentales del control SPIM bajo variaciones de par mecánico de 0.2 Nm y 5 Nm para (a) $\|\psi_s^*\| = 0.91$ Wb, (b) $\|\psi_s^*\| = 0.61$ Wb and (c) $\|\psi_s^*\| = 0.41$ Wb.

características. Los resultados obtenidos en la simulación y las partes experimentales se pueden comparar y analizar para el caso de $f_s = 10$ kHz. La **Figura 3.28**, **Figura 3.30** y la **Figura 3.31** se pueden comparar con la **Figura 3.35** y la **Figura 3.36** que se obtienen experimentalmente. Las respuestas de seguimiento de la velocidad de referencia, el par y el flujo electromagnético se observan con características similares. La **Figura 3.28(a)** y **Figura 3.29(a)** muestran que en 1,7 s se realiza un cambio del par mecánico de 0,2 Nm a 10 Nm. Este efecto provoca un error en el seguimiento de la velocidad. Usando la figura de mérito MSE para la velocidad en ese instante son 28.24 r/min y 24.38 r/min para $f_s = 10$ kHz y $f_s = 100$ kHz, respectivamente. Los resultados experimentales en el seguimiento de par y flujo en estado estacionario son algo oscilantes, lo que se relaciona con un comportamiento discontinuo de la carga mecánica del experimento, que presenta pequeñas variaciones en el momento de rotación. Las formas de onda de la corriente de salida y la corriente de suministro del M-MMC se pueden observar con mucho ruido en la **Figura 3.35** y la **Figura 3.36**. Sin embargo, se ha presentado una forma de minimizar

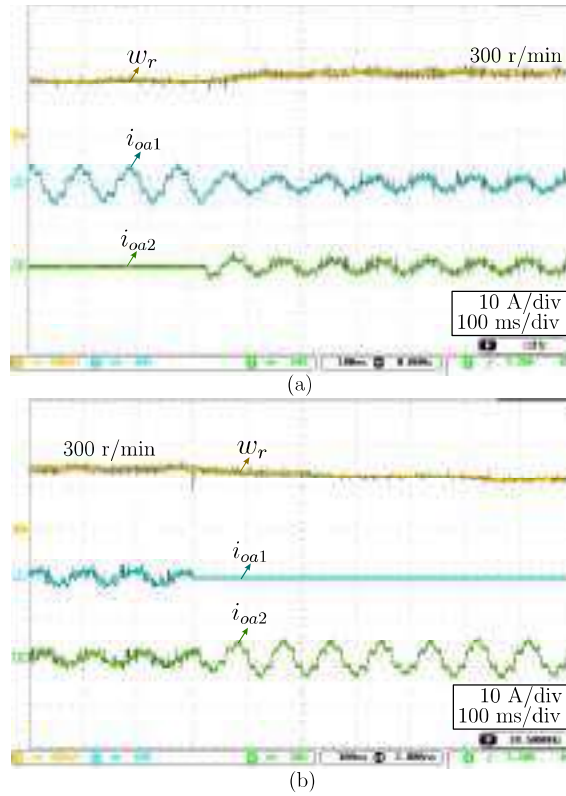


Figura 3.38 Resultados post-falta del M-MMC. Formas de onda de corriente de salida M-MMC y velocidad mecánica, (a) falla trifásica del módulo SPIM 2 y, (b) falla trifásica del módulo 1.

este problema utilizando una frecuencia de muestreo del algoritmo en $f_s = 100$ kHz, que se muestra en la **Figura 3.29**, **Figura 3.30(c)** y **Figura 3.31(c)**. Es posible observar una reducción considerable en la ondulación de las variables de control, como el par, el flujo y, por lo tanto, también en las corrientes de salida y suministro del M-MMC. No se obtuvieron resultados experimentales con $f_s = 100$ kHz debido al alto tiempo computacional requerido.

Las evaluaciones en la **Figura 3.37** muestran el buen seguimiento de la estrategia de control en diferentes valores establecidos para el flujo de referencia SPIM. Además, fue posible verificar las respuestas de seguimiento para un cambio del par mecánico de 0,2 Nm a 5 Nm, como se muestra en la **Figura 3.37(a)**, **Figura 3.37(b)** y **Figura 3.37(c)**, respectivamente. Los experimentos realizados en condiciones de falla de uno de los módulos M-MMC muestran que el SPIM puede continuar operando con sólo uno de los

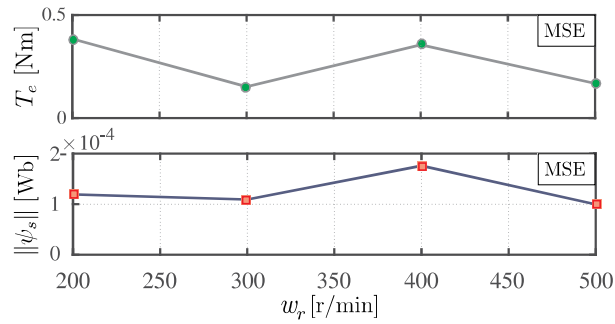


Figura 3.39 MSE de par y flujo en referencia a cambios en la velocidad SPIM.

Tabla 3.7 MSE del par y flujo ante discrepancias de la L_m del SPIM

Parámetros	$L_m - 25 \%$	$L_m = 430 \text{ mH}$	$L_m + 25 \%$
w_n	24.34 (r/min)	21.85 (r/min)	22.63 (r/min)
T_e	0.75 (Nm)	0.31 (Nm)	0.58 (Nm)
$\ \psi_s\ $	27 (mWb)	8.7 (mWb)	16.9 (mWb)

módulos en funcionamiento. El aumento en la corriente de salida del módulo 1 se observa en el momento de la falla del módulo 2 en la **Figura 3.38(a)**, y recíprocamente en la **Figura 3.38(b)**. Las consecuencias del fallo se reflejan en las variaciones de la velocidad de seguimiento, en consecuencia, se pierde la energía entregada al SPIM por el M-MMC. Es importante recalcar, que el SPIM opera con la misma estrategia de control bajo falla en uno de los módulos. Por último, la **Tabla 3.7** muestra los resultados obtenidos al utilizar una disminución del 25 % del valor nominal de los L_m . El MSE de la velocidad, el par y el flujo es mayor en comparación con un aumento del 25 % en el valor nominal de L_m . Sin embargo, los resultados no difieren mucho del valor nominal, mostrando que el sistema tiene un comportamiento robusto ante este parámetro.

3.3.7. Conclusiones del capítulo

En el presente capítulo se ha presentado el diseño e implementación de un convertidor multimodular basado en MCs utilizando dispositivos SiC-MOSFETs. Además, se ha realizado la validación experimental de cada módulo trifásico del MC en forma independiente, y finalmente es evaluado el M-MMC aplicado como interfaz de conversión para el accionamiento de un motor de seis fases. Se obtuvieron resultados tanto en un entorno de simulación del esquema multimodular aplicado al control de velocidad de una SPIM tipo simétrica. Además se ha logrado la implementación del esquema de control predictivo de par y flujo de la máquina. Finalmente, los resultados teóricos obtenidos se han validados experimentalmente mediante un prototipo del convertidor M-MMC y una SPIM simétrica de 5.5 kW. Las conclusiones principales extraídas de este capítulo se citan a continuación:

- Se logró el diseño e implementación de un Bi-Sw basado en dispositivos SiC-MOSFETs, mediante el cual es posible la implementación de los MCs.
- Se ha realizado una validación experimental del módulo del MC trifásico con dispositivos SiC-MOSFETs, basados en un análisis comparativo con un MC formado con dispositivos IGBTs.
- Se ha realizado una implementación experimental del M-MMC para el accionamiento de un motor de seis fases alimentado por un generador trifásico, utilizando un algoritmo de control de velocidad basado en control predictivo de par y flujo electromagnético.
- Se han demostrado los beneficios de la topología multimodular consistente en utilizar dos fuentes de alimentación de diferentes características y su respuesta ante el fallo de uno de sus módulos.
- Se logró una reducción de 729 a 169 vectores, lo que redujo significativamente el tiempo computacional de ejecución del algoritmo, por lo que se pudo lograr la implementación de la estrategia de control propuesta con un tiempo de muestreo igual a 10 kHz. Los resultados del método demuestran una respuesta de par rápida y un buen seguimiento de la velocidad impuesta y el flujo electromagnético como referencias de entrada al sistema.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se presentan las principales conclusiones, trabajos futuros y las publicaciones científicas realizadas durante el desarrollo de ésta tesis doctoral, centrada en la conversión multimodular basadas en los convertidores matriciales utilizando dispositivos SiC-MOSFETs, y su aplicación en el control de velocidad de un motor de seis fases.

4.1. Conclusiones

Esta tesis doctoral ha abordado el diseño e implementación de un convertidor multimodular basado en MCs utilizando dispositivos SiC-MOSFETs, y se ha validado su uso como una interfaz de potencia para accionar una máquina de seis fases. Las principales contribuciones y conclusiones obtenidas a lo largo de la realización de esta tesis doctoral se resumen a continuación:

1. Se logró el diseño y la implementación de un MC utilizando dispositivos SiC-MOSFETs, mediante el cual también fue posible la implementación de un convertidor multimo-

dular. La implementación del MC ha seguido un diseño modular de tal forma a lograr la escalabilidad del sistema a una interfaz con un número de fases mayor a tres.

2. Se validó de manera experimental el diseño del MC, mediante un análisis comparativo con un MC basado en dispositivos IGBT (comúnmente utilizado en la implementación de convertidores de potencia). En este sentido puede afirmarse que el diseño en esta tesis doctoral ha demostrado mejoras en términos de eficiencia en la conversión de la energía, cuantificado principalmente en términos de menor potencia de entrada consumida y una leve reducción en la distorsión armónica total (THD). Estos resultados validan el esquema de conversión propuesto basado en dispositivos semiconductores del tipo SiC-MOSFETs.
3. Se analizó de manera teórica y se corroboró la equivalencia entre los resultados teóricos y experimentales obtenidos mediante la implementación de la estrategia de control PTC aplicada a la topología del convertidor matricial multimodular para controlar la velocidad de una máquina de inducción de seis fases. En este sentido, se consideran aceptable los resultados obtenidos durante el funcionamiento de la estrategia del control de velocidad basada en el esquema PTC, principalmente si se toma como parámetro de rendimiento el seguimiento de la velocidad de referencia del accionamiento de ses fases. Pudo corroborarse que el error de seguimiento se mantuvo quasi constante en todos los puntos de operación analizados.
4. Los resultados teóricos así como la implementación de la topología del MC multimodular en combinación con los resultados obtenidos se constituyen como principal aporte de esta tesis doctoral.

4.2. Trabajos futuros

El MC es un convertidor con un gran potencial de aplicaciones debido a las grandes ventajas que presenta, más aún teniendo en cuenta los avances tecnológicos de los procesadores y semiconductores de potencia los cuales facilitan en gran medida su implementación. Por estos motivos existen innumerables ideas a ser experimentadas y que pueden ser evaluadas haciendo uso de la topología propuesta en esta tesis doctoral, entre los que se citan los más relevantes a continuación:

- Uno de los parámetros que limita elevar la frecuencia de conmutación de los dispositivos SiC- MOSFETs es el costo computacional del algoritmo de control. En este sentido como trabajo futuro se propone implementar el algoritmo de control sobre la plataforma DSpace utilizando el módulo FPGA embebido de la plataforma.

- Realizar un análisis sistemático de los factores que influyen en el diseño del filtro de entrada del convertidor matricial, tomando en consideración factores como inductancias parásitas, frecuencia de resonancia, frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia, ruidos, entre otros.
- Realizar la integración de los dispositivos de potencia sobre una única unidad PCB, con el fin de mitigar las inductancias parásitas que se generan al momento de realizar la interconexión de las placas que contienen los dispositivos de potencia vía conductores eléctricos, asumiendo que esta metodología de interconexión generan inductancias parásitas que deben ser mitigadas para lograr la aplicación.
- Realizar el análisis teórico-experimental del convertidor matricial multimodular como interfaz de potencia para la interconexión de fuentes de generación de energías bajo el concepto de generación distribuida, asumiendo la característica bidireccional del convertidor matricial.
- Analizar técnicas de control no lineal en aplicaciones de accionamientos eléctricos multifásicos, utilizando como interfaz de potencia el convertidor matricial multimodular, con la finalidad de obtener parámetros de rendimiento que posibiliten un análisis cuantitativo de las ventajas del convertidor matricial con respecto al convertidor convencional, en aplicaciones de control de máquinas eléctricas.

REFERENCIAS

- [1] E. Dos Santos and E. R. Da Silva, *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages*. John Wiley & Sons, ISBN 9781118880944, 2014.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, ISBN 978-0471226932, 2003.
- [3] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, P. Wheeler, and C. Romero, “Improved predictive control in multi-modular matrix converter for six-phase generation systems,” *Energies*, vol. 13, DOI 10.3390/en13102660, no. 10, p. 2660, 2020.
- [4] S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, M. Ayala, J. Pacher, C. Romero, R. Gregor, T. Dragicevic, and P. Wheeler, “Multi-modular scalable dc-ac power converter for current injection to the grid based on predictive voltage control,” in *Proc. COBEP/SPEC*, DOI 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065887. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [5] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, O. Gonzalez, R. Gregor, and M. Rivera, “A novel modulated model predictive control applied to six-phase induction motor drives,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, DOI 10.1109/TIE.2020.2984425, 2020.
- [6] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, R. Gregor, and M. Rivera, “Predictive-fixed switching current control strategy applied to six-phase induction machine,” *Energies*, vol. 12, DOI 10.3390/en12122294, no. 12, p. 2294, 2019.

- [7] O. Gonzalez, M. Ayala, C. Romero, L. Delorme, J. Rodas, R. Gregor, I. Gonzalez-Prieto, and M. Duran, "Model predictive current control of six-phase induction motor drives using virtual vectors and space vector modulation," *IEEE Trans. on Power Electron.*, DOI 10.1109/TPEL.2022.3141405, 2022.
- [8] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, and M. Rivera, "Experimental stability study of modulated model predictive current controllers applied to six-phase induction motor drives," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 36, DOI 10.1109/TPEL.2021.3081347, no. 11, pp. 13 275–13 284, 2021.
- [9] E. Gary, A. Magno, and R. Jorge, "Design, analysis and validation of a six-phase induction machine from a commercial three-phase for academic research," *IEEE Latin America Trans.*, vol. 18, DOI 10.1109/TLA.2020.9398636, no. 11, pp. 1943–1952, 2020.
- [10] I. Subotic, N. Bodo, and E. Levi, "Single-phase on-board integrated battery chargers for evs based on multiphase machines," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 31, DOI 10.1109/TPEL.2015.2504400, no. 9, pp. 6511–6523, 2015.
- [11] E. Maqueda, J. Rodas, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilan, and M. Rivera, "Design and implementation of a modular bidirectional switch using sic-mosfet for power converter applications," *Active and Passive Electron. Components*, vol. 2018, DOI 10.1155/2018/4198594, 2018.
- [12] S. Toledo, M. Rivera, P. Wheeler, T. Dragicevic, D. Caballero, R. Gregor, E. Maqueda, and F. Gavilán, "Active and reactive power control based on an inner predictive voltage control loop for ac generation systems with direct matrix converter," in *Proc. ROPEC*, DOI 10.1109/ROPEC48299.2019.9057037. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [13] P. Szczepankowski, P. Wheeler, and T. Bajdecki, "Application of analytic signal and smooth interpolation in pulsewidth modulation for conventional matrix converters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 67, DOI 10.1109/TIE.2019.2956391, no. 12, pp. 10 011–10 023, 2019.
- [14] G. Mirzaeva, D. Carter, M. M. Seron, and G. C. Goodwin, "Matrix converters with input resonance suppression for electric haulage vehicles," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 57, DOI 10.1109/TIA.2021.3097708, no. 5, pp. 5527–5536, 2021.
- [15] P. Szcześniak, *Three-phase AC-AC power converters based on matrix converter topology: matrix-reactance frequency converters concept*. Springer Science & Business Media, DOI 10.1007/978-1-4471-4896-8, 2013.
- [16] M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, "Multiphase electric drives: Introduction," *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, DOI 10.1002/047134608X.W8364, pp. 1–26, 1999.
- [17] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, "Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator," in *Proc. (UPEC)*, DOI 10.1109/UPEC.2015.7339806. IEEE, 2015, pp. 1–6.

- [18] Y. Sun, W. Xiong, M. Su, H. Dan, X. Li, and J. Yang, "Modulation strategies based on mathematical construction method for multimodular matrix converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, DOI 10.1109/TPEL.2015.2495139, no. 8, pp. 5423–5434, 2016.
- [19] L. Gyugyi and B. R. Pelly, *Static power frequency changers: theory, performance, and application*. John Wiley & Sons, ISBN 978-0471678007, 1976.
- [20] A. Daniels and D. Slattery, "New power convertor technique employing power transistors," in *Proc. IET*, vol. 125, DOI 10.1049/piee.1978.0038, no. 2, 1978, pp. 146–150.
- [21] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: a new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *Proc. PESC.*, DOI 10.1109/PESC.1980.7089455. IEEE, 1980, pp. 242–252.
- [22] M. Rivera, C. Rojas, J. Rodriguez, and J. Espinoza, "Methods of source current reference generation for predictive control in a direct matrix converter," *IET Power Electron.*, vol. 6, DOI 10.1049/iet-pel.2012.0357, no. 5, pp. 894–901, 2013.
- [23] J. Rodriguez, "A new control technique for ac-ac converters," in *Proc. IFAC*, DOI 10.1016/S1474-6670(17)61869-X, 1983, pp. 203–208.
- [24] J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, and T. Lipo, "New control strategy for matrix converter," in *Proc. PESC*, DOI 10.1109/PESC.1989.48510. IEEE, 1989, pp. 360–367.
- [25] P. Ziogas, S. Khan, and M. H. Rashid, "Some improved forced commutated cycloconverter structures," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, DOI 10.1109/TIA.1985.349549, no. 5, pp. 1242–1253, 1985.
- [26] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics," *IEEE trans. Ind. Electron.*, DOI 10.1109/PESC.1985.7071000, no. 3, pp. 271–280, 1986.
- [27] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in *Proc. IAS*, DOI 10.1109/IAS.1989.96746. IEEE, 1989, pp. 871–876.
- [28] L. Huber, D. Borojevic, and N. Burany, "Voltage space vector based pwm control of forced commutated cycloconverters," in *Proc. IECON'89*, DOI 10.1109/IECON.1989.69619. IEEE, 1989, pp. 106–111.
- [29] L. Huber, Borojevic, and N. Burany, "Digital implementation of the space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in *Proc. Power Electronics and Variable-Speed Drives*, DOI 3731102. IET, 1990, pp. 63–68.
- [30] L. Huber, N. Burány, and D. Borojević, "Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters," in *Proc. Electric Power Applications*, vol. 139, DOI 10.1049/ip-b.1992.0014, no. 2. IET, 1992, pp. 103–113.
- [31] L. Huber, Borojevic, X. Zhuang, and F. Lee, "Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," in *Proc. APEC*, DOI 10.1109/APEC.1993.290683. IEEE, 1993, pp. 860–865.

- [32] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, DOI 10.1109/28.475693, no. 6, pp. 1234–1246, 1995.
- [33] G. Kastner and J. Rodriguez, "A forced commutated cycloconverter with control of the source and load currents," in *Proc. EPE*, vol. 85, 1985, pp. 1141–1146.
- [34] C. L. Neft and C. D. Schauder, "Theory and design of a 30-hp matrix converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, DOI 10.1109/28.137434, no. 3, pp. 546–551, 1992.
- [35] N. Burany, "Safe control of four-quadrant switches," in *Proc. IAS*, DOI 10.1109/IAS.1989.96794. IEEE, 1989, pp. 1190–1194.
- [36] L. Empringham, P. Wheeler, and J. Clare, "Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques," in *Proc. PESC 98*, vol. 1, DOI 10.1109/PESC.1998.701976. IEEE, 1998, pp. 707–713.
- [37] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: A technology review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, DOI 10.1109/41.993260, no. 2, pp. 276–288, 2002.
- [38] Yaskawa, "Z1000U Matrix Drive 7.5 to 350 HP," 2017. [Online]. Available: <https://www.yaskawa.com/products/drives/hvac-drives/drives/z1000u-matrix-drive>
- [39] Fuji Electric, "Fuji Electric FA Components and Systems Releases Next Generation Matrix Converter FRENIC-Mx Series," 2006. [Online]. Available: <http://www.fujielectric.com/company/news/2006/06030601.html>
- [40] J. J. Rodriguez, R. M. Caporal, E. Peralta, O. Carranza, and R. Ortega, "Optimal venturini modulation for a three-phase four-wire matrix converter," *IEEE Latin America Trans.*, vol. 14, DOI 10.1109/TLA.2016.7437201, no. 2, pp. 617–623, 2016.
- [41] J. Lei, B. Zhou, J. Wei, J. Bian, Y. Zhu, J. Yu, and Y. Yang, "Predictive power control of matrix converter with active damping function," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, DOI 10.1109/TIE.2016.2541599, no. 7, pp. 4550–4559, 2016.
- [42] W. Bin, G. Da-Qing, D. Chen, C. Ning, and G. Ling, "On a novel current control method for matrix converter," in *Proc. CCDC, Chinese*, DOI 10.1109/CCDC.2017.7979398. IEEE, 2017, pp. 5087–5092.
- [43] A. Trentin, L. Empringham, L. De Lillo, P. Zanchetta, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental efficiency comparison between a direct matrix converter and an indirect matrix converter using both Si IGBTs and SiC MOSFETs," *IEEE J. Electron Devices Soc.*, vol. 52, DOI 10.1109/TIA.2016.2573752, no. 5, pp. 4135–4145, Sep. 2016.
- [44] A. M. Aliyu, A. Castellazzi, P. Lasserre, and N. Delmonte, "Modular integrated sic mosfet matrix converter," in *Proc. IFEEC 2017-ECCE, Asia*, DOI 10.1109/IFEEC.2017.7992209. IEEE, 2017, pp. 1184–1188.

- [45] Y. Sun, W. Xiong, M. Su, H. Dan, X. Li, and J. Yang, "Modulation strategies based on mathematical construction method for multimodular matrix converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 31, no. 8, pp. 5423–5434, 2015.
- [46] Y. Sun, W. Xiong, M. Su, X. Li, H. Dan, and J. Yang, "Carrier-based modulation strategies for multimodular matrix converters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1350–1361, 2015.
- [47] S. Toledo, R. Gregor, M. Rivera, J. Rodas, D. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, and E. Maqueda, "Multi-modular matrix converter topology applied to distributed generation systems," DOI 10.1049/cp.2016.0208, 2016.
- [48] D. Caballero, F. Gavilan, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, D. GREGOR, S. TOLEDO, and M. RIVERA, "Active and reactive power control strategy for grid-connected six-phase generator by using multi-modular matrix converters," *Journal of System., Cybernetics and Inform.*, vol. 14, no. 6, pp. 57–61, ISSN 1690-4524, 2016.
- [49] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "Technological issues and industrial application of matrix converters: A review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, DOI 10.1109/TIE.2012.2216231, no. 10, pp. 4260–4271, 2013.
- [50] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements," *Proc. POWERCON 7*, DOI 200902043155461082, 1980.
- [51] S. Ali and P. Wolfs, "An improved four step commutation process for silicon carbide based matrix converters," in *Proc. AUPEC*, DOI 10.1109/AUPEC.2016.7749294. IEEE, 2016, pp. 1–5.
- [52] J. Andreu, J. M. De Diego, I. M. de Alegría, I. Kortabarria, J. L. Martin, and S. Ceballos, "New protection circuit for high-speed switching and start-up of a practical matrix converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, DOI 10.1109/TIE.2008.922575, no. 8, pp. 3100–3114, 2008.
- [53] J. Jamaludin, N. A. Rahim, and H. W. Ping, "Multilevel voltage source inverter with optimised usage of bidirectional switches," *IET Power Electron.*, vol. 8, DOI 10.1049/iet-pel.2014.0097, no. 3, pp. 378–390, Mar. 2015.
- [54] S. Xiong and S. C. Tan, "Cascaded high-voltage-gain bidirectional switched-capacitor dc–dc converters for distributed energy resources applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, DOI 10.1109/TPEL.2016.2552380, no. 2, pp. 1220–1231, Feb. 2017.
- [55] R. Sittig and F. Heinke, "Monolithic bidirectional switch.: I. device concept," *Solid-State Electron.*, vol. 44, DOI 10.1016/S0038-1101(00)00078-2, no. 8, pp. 1387–1392, 2000.
- [56] S. Hazra, A. De, L. Cheng, J. Palmour, M. Schupbach, B. A. Hull, S. Allen, and S. Bhattacharya, "High switching performance of 1700-v, 50-a sic power mosfet over si igbt/bimosfet for advanced power conversion applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, DOI 10.1109/TPEL.2015.2432012, no. 7, pp. 4742–4754, Jul. 2016.
- [57] H. Hui and W. Zhihua, "New steps towards a low-cost power electronic building block for matrix converters," *Marine Electric & Electric Tec.*, vol. 6, DOI 10.1109/IAS.2000.882147, p. 011, 2005.

- [58] P. Wheeler, J. Clare, M. Apap, L. Empringham, C. Whitley, and G. Towers, "Power supply loss ride-through and device voltage drop compensation in a matrix converter permanent magnet motor drive for an aircraft actuator," in *Proc. PESC 04*, vol. 1, DOI 10.1109/PESC.2004.1355732. IEEE, 2004, pp. 149–154.
- [59] O. Simon, J. Mahlein, M. N. Muenzer, and M. Bruckmarm, "Modern solutions for industrial matrix-converter applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, DOI 10.1109/41.993273, no. 2, pp. 401–406, 2002.
- [60] L. Empringham, P. Wheeler, and J. Clare, "Power density improvement and robust commutation for a 100 kw si-sic matrix converter," in *Proc. EPE'09*, DOI 10939386. IEEE, 2009, pp. 1–8.
- [61] S. Safari, A. Castellazzi, and P. Wheeler, "Experimental and analytical performance evaluation of sic power devices in the matrix converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, DOI 10.1109/TPEL.2013.2289746, no. 5, pp. 2584–2596, May. 2014.
- [62] A. Trentin, L. De Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental comparison of a direct matrix converter using si igt and sic mosfets," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electron.*, vol. 3, DOI 10.1109/TIA.2016.2573752, no. 2, pp. 542–554, 2015.
- [63] J. Zhang, L. Li, and D. G. Dorrell, "Control and applications of direct matrix converters: A review," *Chinese Journal of Electric. Engineer.*, vol. 4, DOI 10.23919/CJEE.2018.8409346, no. 2, pp. 18–27, 2018.
- [64] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, "A review of control and modulation methods for matrix converters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, DOI 10.1109/TIE.2011.2165310, no. 1, pp. 58–70, 2011.
- [65] R. Gregor, S. Toledo, D. Caballero, F. Gavilán, E. Maqueda, and M. Rivera, *PROYECTO 14-INV-097 Desarrollo e implementación de nuevas topologías de convertidores para la interconexión a red de sistemas de generación basados en energías renovables*. Conacyt & Facultad de Ingeniería - UNA, 2016.
- [66] M. Rivera, P. Wheeler, A. Olloqui, and D. Khaburi, "A review of predictive control techniques for matrix converters—part i," in *Proc. PEDSTC*, DOI 10.1109/PEDSTC.2016.7556926. IEEE, 2016, pp. 582–588.
- [67] H. Han and J. Qiao, "Nonlinear model-predictive control for industrial processes: An application to wastewater treatment process," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, DOI 10.1109/TIE.2013.2266086, no. 4, pp. 1970–1982, Apr. 2014.
- [68] R. Gregor, *Aportaciones al control de corriente de máquinas de inducción de seis fases en doble devanado trifásico independiente y asimétrico*. Tesis Doctoral, ISBN: 9788469330951, 2009, vol. 1.
- [69] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, ISBN: 978-1-119-94264-1, 2012, vol. 40.
- [70] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, DOI 10.1109/MIE.2015.2478920, no. 4, pp. 8–21, Dec. 2015.

- [71] J. Falck, M. Andresen, and M. Liserre, "Thermal-based finite control set model predictive control for igbt power electronic converters," in *Proc. ECCE*, DOI 10.1109/ECCE.2016.7855513. IEEE, 2016, pp. 1–7.
- [72] H. Gao, B. Wu, D. D. Xu, M. Pande, and R. P. Aguilera, "Common-mode-voltage-reduced model-predictive control scheme for current-source-converter-fed induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, DOI 10.1109/TPEL.2016.2601143, no. 6, pp. 4891–4904, 2017.
- [73] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, "A review of control and modulation methods for matrix converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, DOI 10.1109/TIE.2011.2165310, no. 1, pp. 58–70, 2012.
- [74] L. Zhan, Y. Liu, and Y. Liu, "A clarke transformation-based dft synchrophasor algorithm for wide frequency range," *IEEE Trans. on Smart Grid*, DOI 10.1109/TSG.2016.2544947, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [75] D. Caballero, S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, F. Gavilan, C. Romero, and R. Gregor, "Predictive voltage control using matrix converter for a stand-alone wind energy based microgrid," in *Proc. ICA-ACCA*, DOI 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609772. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [76] T. Dragičević, "Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 33, DOI 10.1109/TPEL.2017.2744986, no. 7, pp. 6304–6317, 2017.
- [77] R. E. Carballo, F. Botterón, G. G. Oggier, and G. O. García, "A simple design approach for discrete time resonant controllers for ups applications," in *Proc. RPIC*, DOI 10.1109/RPIC.2015.7497089. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [78] F. De Bosio, M. Pastorelli, L. d. S. Ribeiro, F. Freijedo, and J. Guerrero, "Enhanced current and voltage regulators for stand-alone applications," in *Proc. INTELEC*, DOI 10.1109/INTLEC.2016.7749110. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [79] M. Rivera, M. Amirbande, A. Vahedi, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Fixed frequency model predictive control with active damping for an indirect matrix converter," in *Proc. CHILECON*, DOI 10.1109/CHILECON.2017.8229711. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [80] T. D. Nguyen and H.-H. Lee, "Development of a three-to-five-phase indirect matrix converter with carrier-based pwm based on space-vector modulation analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, DOI 10.1109/TIE.2015.2472359, no. 1, pp. 13–24, Jan. 2016.
- [81] S. Hazra, S. Madhusoodhanan, G. K. Moghaddam, K. Hatua, and S. Bhattacharya, "Design considerations and performance evaluation of 1200-v 100-a sic mosfet-based two-level voltage source converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, DOI 10.1109/TIA.2016.2587098, no. 5, pp. 4257–4268, Sep. 2016.
- [82] G. Gontijo, M. Soares, T. Tricarico, R. Dias, M. Aredes, and J. Guerrero, "Direct matrix converter topologies with model predictive current control applied as power interfaces in ac,

- dc, and hybrid microgrids in islanded and grid-connected modes,” *Energies*, vol. 12, DOI 10.3390/en12173302, no. 17, p. 3302, 2019.
- [83] J. Zhang, M. Norambuena, L. Li, D. Dorrell, and J. Rodriguez, “Sequential model predictive control of three-phase direct matrix converter,” *Energies*, vol. 12, DOI 10.1109/IECON.2018.8592697, no. 2, p. 214, 2019.
- [84] J. Rodas, I. Gonzalez-Prieto, Y. Kali, M. Saad, and J. Doval-Gandoy, “Recent advances in model predictive and sliding mode current control techniques of multiphase induction machines,” *Frontiers in Energy Research*, vol. 9, DOI 10.3389/fenrg.2021.729034, p. 445, 2021.
- [85] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, E. Levi, L. Zarri, and M. Mengoni, “A simple braking method for six-phase induction motor drives with unidirectional power flow in the base-speed region,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 64, DOI 10.1109/TIE.2017.2682006, no. 8, pp. 6032–6041, 2017.
- [86] M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, “Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” in *Proc. IEMDC*, DOI 10.1109/IEMDC.2017.8002121. IEEE, 2017, pp. 1–8.
- [87] M. Khosravi, M. Amirbande, D. A. Khaburi, M. Rivera, J. Riveros, J. Rodriguez, A. Vahedi, and P. Wheeler, “Review of model predictive control strategies for matrix converters,” *IET Power Electron.*, vol. 12, DOI 10.1049/iet-pel.2019.0212, no. 12, pp. 3021–3032, 2019.
- [88] A. Olloqui, J. L. Elizondo, M. Rivera, M. E. Macias, O. M. Micheloud, R. Pena, and P. Wheeler, “Model-based predictive rotor current control strategy for indirect power control of a DFIM driven by an indirect matrix converter,” *IEEE Trans. on Energy Conver.*, vol. 36, DOI 10.1109/TEC.2020.3038471, no. 2, pp. 1510–1516, 2020.

Parte III

PUBLICACIONES

4.3. Artículos publicados en revistas científicas

En este apartado se presentan las publicaciones de los artículos científicos presentados en conferencias y revistas internacionales referente a las aportaciones a la estrategias de control multimodular usando MCs durante el desarrollo de ésta tesis doctoral. A continuación se presentan los artículos publicados:

Los resultados obtenidos en el marco de la tesis doctoral han dado lugar a publicaciones tanto en revistas de reconocido prestigio como en congresos internacionales. En la **Tabla 4.1** se presentan un resumen cuantitativo de las publicaciones realizadas, participación en proyectos de I+D, tutorías de Trabajo Final de Máster (TFM) y difusión de

Tabla 4.1 Resumen de los logros obtenidos durante la tesis doctoral

Producción/Actividad	Cantidad
Artículos en revista científica	3
Artículos de conferencia	10
Participación en proyectos de I+D	2
Tutorías de TFM	3
Difusión de resultados	3
Presentación en eventos científicos	2

resultados en eventos. Se listan a continuación las publicaciones realizadas: **Publicaciones en revistas científicas**

1. Speed Control of a Six-Phase IM Fed by a Multi-Modular Matrix Converter Using an Inner PTC With Reduced Computational Burden. *IEEE Access Transactions and Journals*, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3130786, 2021.
2. Improved Predictive Control in Multi-modular Matrix Converter for Six-phase Generation Systems. *Energies Journal from MDPI*, DOI: 10.3390/en13102660, 2020.
3. Design and Implementation of a Modular Bidirectional Switch Using SiC-MOSFET for Power Converter Applications. *Hindawi*, DOI: 10.1155/2018/4198594, 2018.

4.4. Artículos publicados en conferencias arbitradas

1. Implementation of a Multi-Modular Converter for Application in Distributed Generation. *IEEE Chilean Conference on Electrical, Electronics Engineering, and Informatics and Communication Technologies (CHILECON)*, DOI: 10.1109/CHILECON54041.2021.9702953, Chile, noviembre 2021.
2. Fault tolerant predictive control for Six-Phase generation systems using Multi-modular Matrix Converter. *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, DOI: 10.1109/IECON48115.2021.9589702, Toronto Canadá, octubre 2021.
3. Experimental Assessment of Sliding Mode Current Control with Exponential Reaching Law for an Induction Machine Drive Fed by a Matrix Converter. *IEEE Workshop*

- on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, DOI: 10.1109/COMPEL52922.2021.9645945, Cartagena Colombia, noviembre 2021.
4. Active and Reactive Power Control based on Predictive Voltage Control in a Six-Phase Generation System using Modular Matrix Converters. *IEEE Industrial Electronics Society (IES)*, DOI: 10.1109/ICIT45562.2020.9067285, Buenos Aires Argentina, febrero 2020.
 5. Modulated Predictive Voltage Control of a Direct Matrix Converter. *Congreso IEEE ARGENCON*, DOI:10.1109/ARGENCON49523.2020.9505426, Resistencia Argentina, diciembre 2020.
 6. Active and Reactive Power Control based on an Inner Predictive Voltage Control Loop for AC generation systems with Direct Matrix Converter. *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2019)*, DOI: 10.1109/ROPEC48299.2019.9057037, Ixtapa, México, noviembre 2019.
 7. An Assessment of Parallel Connected Silicon Carbide based Electronic Switched. *IEEE Chilean Conference on Electrical, Electronics Engineering, and Informatics and Communication Technologies (CHILECON)*, DOI: 10.1109/47746.2019.8988114, Valparaiso, Chile, octubre 2019.
 8. Multi-modular scalable DC-AC power converter for current injection to the grid based on predictive voltage control. *IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, DOI: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065887, Santos Brazil, septiembre 2019.
 9. Predictive Current Control Strategy for a Direct Matrix Converter with Modulated Switching Pattern. *IEEE International Conference on Automation ICA-ACCA*, DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609859, Concepción Chile, octubre 2018.
 10. Predictive Voltage Control using Matrix Converter for a Stand-alone Wind Energy based Microgrid. *IEEE International Conference on Automation ICA-ACCA*, DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609772, Concepción Chile, octubre 2018.