



FACULTAD DE  
INGENIERÍA

TESIS DOCTORAL

**CONTROL PREDICTIVO APLICADO A UN CONVERTIDOR  
MATRICIAL MULTIMODULAR PARA CONVERSIÓN DE ENERGÍA  
EN SISTEMAS DE GENERACIÓN MULTIFÁSICOS**

Grado: Doctor en Sistemas de Ingeniería

**Alumno:** Sergio Ramón Toledo Gallardo

**Profesores guía:**

Prof. Marco Rivera

Prof. Patrick Wheeler

Prof. Raúl Gregor

Curicó - Chile

Marzo 2022

## CONSTANCIA

La Dirección del Sistema de Bibliotecas a través de su encargado Biblioteca Campus Curicó certifica que el autor del siguiente trabajo de titulación ha firmado su autorización para la reproducción en forma total o parcial e ilimitada del mismo.



UNIVERSIDAD DE TALCA  
DIRECCIÓN  
SISTEMA DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD DE TALCA  
SISTEMA DE BIBLIOTECAS  
CAMPUS CURICO

Curicó, 2022

*A mi amada esposa, a mi adorada hija y a mis queridos padres*

CONTROL PREDICTIVO APLICADO A UN CONVERTIDOR MATRICIAL  
MULTIMODULAR PARA CONVERSIÓN DE ENERGÍA EN SISTEMAS DE  
GENERACIÓN MULTIFÁSICOS

PREDICTIVE CONTROL APPLIED TO A MULTIMODULAR MATRIX CONVERTER  
FOR ENERGY CONVERSION IN MULTIPHASE GENERATION SYSTEMS

Sergio Ramón Toledo Gallardo

Fecha de inicio: 16 de octubre de 2017

Fecha de fin: 31 de marzo de 2022

Profesores Guía:

Prof. Marco Rivera  
Universidad de Talca  
Facultad de ingeniería  
Departamento de Ingeniería  
Eléctrica  
Camino Los Niches Km. 1,  
Curicó 3340000, Chile  
marcoriv@utalca.cl

Prof. Patrick Wheeler  
University of Nottingham  
Engineering Faculty  
Power Electronics, Machines  
and Control Research Group  
University Park, Nottingham  
NG7 2RD, UK  
pat.wheeler@nottingham.ac.uk

Prof. Raúl Gregor  
Universidad Nacional de  
Asunción  
Facultad de Ingeniería  
Laboratorio de Sistemas de  
Potencia y Control  
Campovía y San Antonio,  
Luque, 2060, Paraguay  
rgregor@ing.una.py

---

Dr. Carlos Baier  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Javier Muñoz  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Rubén Peña  
*Miembro del Comité*

## Agradecimientos

Agradezco infinitamente todo el apoyo que he recibido de mi familia, mi amada esposa Stefanny que me ha dado el soporte emocional y acompañamiento para alcanzar este tan importante objetivo. A mi adorada hija Scarlett Aramí que día a día me ha dado fuerzas con su sonrisa que ilumina cada instante que con ella comparto. A mis padres que desde el inicio de mi vida han confiado en mí y me han inculcado la cultura del trabajo y la dedicación para lograr mis metas.

A mis mentores, el Ing. Higinio Moreira que ha sido fundamental en mi carrera sin cuyo apoyo esto no hubiera sido posible. A mis tutores, el Prof. Patrick Wheeler que con humildad y paciencia me ha apoyado en varias etapas del desarrollo del trabajo. Al Profesor Raúl Gregor con quien he tenido el honor de trabajar desde los inicios de mi carrera profesional y ha sido un pilar fundamental para mi crecimiento como científico y docente siendo un ejemplo de liderazgo y profesionalismo. Y principalmente a mi tutor principal, el Profesor Marco Rivera, que desde el primer día me motivó a sacar la mejor versión de mí, me permitió compartir momentos muy significativos que marcaron mi vida, su apoyo, acompañamiento, comprensión y exigencia definitivamente han forjado mi personalidad y me han permitido alcanzar este logro tan importante en mí. A todos ellos les debo lo que soy y lo que seré. Agradezco también el trabajo de la mesa examinadora, cuyas recomendaciones han sido fundamentales para mejorar la tesis doctoral y lograr el producto final que se refleja en esta memoria. Al Director del Programa Daniel Mora Melia por su apoyo y a todo el personal de la Universidad de Talca que siempre han sido amables y mostraron un espíritu solidario para ayudarme cuando lo necesité. Al equipo del **Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC)** de la Universidad Nacional de Asunción que me ha permitido trabajar con ellos en la implementación experimental de la plataforma, que gracias a la alta capacidad humana han contribuido en este trabajo. A mis compañeros del **Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia (LCEEP)** que han sido ejemplo de comportamiento humano, hemos compartido buenos momentos y hemos trabajado incansablemente

para contribuir al crecimiento del grupo que cada vez es más sólido y productivo.

También me gustaría agradecer a las siguientes Instituciones: Centro Tecnológico de Conversión de Energía, la Universidad Nacional de Asunción, Paraguay. La Universidad de Newcastle y la Universidad de New South Wales de Australia. La Universidad de Aalborg, Dinamarca. La Universidad de Nottingham, del Reino Unido. Todas ellas por permitirme realizar importantes estancias de investigación en distintas etapas del desarrollo de la tesis doctoral.

A la **Agencia Nacional de Investigación y Desarrollo** (ANID ex CONICYT) por la beca **CONICYT-PFCHA/Doctorado Nacional/2019-21192003** para la realización del Doctorado. También por el financiamiento mediante los proyectos **Fondecyt Regular 1191028** y **Fondecyt Regular 12220556**, **MEC 80150056** y **FONDAP SERC Chile 15110019** y **Proyecto CLIMAT AMSUD 210001**.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) de Paraguay por el financiamiento parcial mediante los proyectos **INV-14-097** y **PINV15-584**.

A la **Universidad de Talca**, por la oportunidad de formar parte de tan prestigiosa institución y por la beca de la Universidad para doctorado que me fue asignada al principio antes de obtener la beca ANID.

# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
1.1. Hipótesis . . . . .	5
1.2. Objetivo principal . . . . .	5
1.3. Objetivos específicos . . . . .	6
1.4. Alcance . . . . .	6
1.5. Limitaciones . . . . .	6
1.6. Metodología . . . . .	7
<b>2. Revisión de la literatura y marco teórico</b>	<b>8</b>
2.1. Evolución histórica y estado del arte del convertidor matricial . . . . .	8
2.2. Topologías del convertidor matricial . . . . .	11
2.3. El convertidor matricial directo . . . . .	12
2.4. Topologías derivadas del convertidor matricial directo . . . . .	12
2.4.1. Convertidor matricial monofásico . . . . .	13
2.4.2. Convertidores matriciales multifásicos directos . . . . .	15
2.4.3. Convertidor matricial fuente quasi-Z . . . . .	16
2.4.4. Convertidor matricial modular multinivel . . . . .	16
2.4.5. Convertidor matricial multimodular . . . . .	17
2.5. Elementos y consideraciones referentes al convertidor matricial directo . . . . .	17
2.5.1. Estados de conmutación de los interruptores de potencia . . . . .	19
2.5.2. El filtro de entrada . . . . .	20
2.5.3. Restricciones de operación . . . . .	24
2.5.4. Circuito de protección clamp . . . . .	26
2.5.5. Interruptores bidireccionales y conmutación . . . . .	27
2.5.6. La conmutación de cuatro pasos . . . . .	28

2.6.	Estrategias de control aplicadas al convertidor matricial . . . . .	31
2.6.1.	Técnicas de modulación aplicadas a los MC . . . . .	32
2.6.2.	Control predictivo basado en modelo aplicado al MC . . . . .	33
2.7.	Control predictivo de corriente de salida en sistemas trifásicos con un solo módulo	36
2.8.	Control predictivo de corriente con minimización de potencia reactiva a la entrada en un sistema trifásico . . . . .	38
2.9.	Control predictivo de tensión de salida para un sistema trifásico . . . . .	40
2.10.	Generadores multifásicos . . . . .	44
2.11.	Sumario del capítulo . . . . .	46
<b>3.</b>	<b>Metodología</b>	<b>48</b>
3.1.	Materiales y métodos . . . . .	48
3.2.	Convertidor matricial multimodular aplicado a sistemas de generación hexafásicos	49
3.3.	El convertidor matricial multimodular . . . . .	50
3.3.1.	Etapas de potencia del convertidor matricial multimodular . . . . .	51
3.3.2.	Modelo del filtro de entrada . . . . .	54
3.3.3.	Modelo del filtro de salida . . . . .	55
3.3.4.	Modelo discreto del sistema . . . . .	56
3.4.	Control predictivo de corriente usando convertidores matriciales multimodulares para sistemas de generación hexafásicos . . . . .	58
3.5.	Control predictivo de corriente mejorado aplicado al convertidor matricial multimodular en sistemas de generación hexafásico . . . . .	61
3.6.	Sumario del capítulo . . . . .	63
<b>4.</b>	<b>Resultados y discusión</b>	<b>64</b>
4.1.	Resultados en el entorno de simulación . . . . .	64
4.1.1.	Respuesta ante un cambio en la amplitud de referencia . . . . .	64
4.1.2.	Respuesta dinámica a cambios en la frecuencia de la referencia . . . . .	66



4.1.3.	Señales de entrada del convertidor . . . . .	69
4.1.4.	Análisis de desempeño del sistema . . . . .	69
4.2.	Validación experimental de la propuesta . . . . .	75
4.3.	Desempeño del sistema en régimen de fallas . . . . .	81
4.3.1.	Operación bajo desbalance en la fuente . . . . .	82
4.3.2.	Desempeño en régimen de fallas en el generador . . . . .	85
4.4.	Análisis de sensibilidad de la técnica propuesta . . . . .	88
4.4.1.	Sensibilidad a las variaciones de la inductancia del filtro de entrada . . . . .	89
4.4.2.	Sensibilidad a las variaciones de la resistencia de fuga . . . . .	90
4.5.	Sumario de resultados y discusión . . . . .	92
<b>5.</b>	<b>Otras estrategias de control propuestas para convertidores matriciales multimodulares</b>	<b>94</b>
5.1.	Control predictivo de corriente con minimización de potencia reactiva de entrada usando convertidores matriciales multimodulares para sistemas de generación hexafásicos . . . . .	94
5.2.	Control de potencia activa y reactiva basado en control predictivo de corriente en sistemas de generación hexafásicos . . . . .	99
5.2.1.	Implementación del PLL digital . . . . .	100
5.2.2.	Generación de la referencia de corriente . . . . .	101
5.3.	Control de potencia activa y reactiva basado en bucles de control predictivo de tensión aplicado a sistemas de generación hexafásicos utilizando convertidores matriciales . . . . .	102
5.3.1.	Lazo de control predictivo de tensión . . . . .	104
5.3.2.	Bucle de control externo para generación de la tensión de referencia . . . . .	106
5.3.3.	Proceso de arranque del sistema y conexión a la red . . . . .	106
5.4.	Comparación entre las distintas técnicas propuestas en el marco de la tesis doctoral	111

<b>6. Conclusiones y trabajo futuro</b>	<b>114</b>
6.1. Sumario y conclusiones . . . . .	114
6.2. Producción científica realizada en el marco de la tesis doctoral . . . . .	116
6.2.1. Publicaciones en revista científica . . . . .	117
6.2.2. Publicaciones en anales de eventos internacionales . . . . .	117
6.3. Trabajos futuros en base a la propuesta de tesis doctoral . . . . .	121
<b>7. Anexos</b>	<b>143</b>

## Índice de figuras

2.1.	Topologías de convertidor matricial . . . . .	11
2.2.	Circuito simplificado de un convertidor matricial. . . . .	13
2.3.	Etapa de potencia del convertidor matricial 3x3 . . . . .	14
2.4.	Convertidor matricial monofásico . . . . .	15
2.5.	Topología qZSMC . . . . .	17
2.6.	Convertidor matricial modular multinivel. . . . .	18
2.7.	Convertidor matricial multimodular . . . . .	18
2.8.	Etapa de potencia con convertidor matricial y circuito de protección clamp de 12 diodos. . . . .	20
2.9.	Configuraciones típicas del filtro de entrada. . . . .	23
2.10.	Configuraciones no permitidas para los interruptores del MC. . . . .	25
2.11.	Configuraciones básicas de los interruptores bidireccionales. . . . .	28
2.12.	Convertidor basado en llaves bidireccionales. . . . .	29
2.13.	Diagrama de estados del método de conmutación de cuatro pasos. . . . .	31
2.14.	Clasificación de las técnicas de modulación en convertidores matriciales. . . . .	33
2.15.	Técnicas de control predictivo aplicado a convertidores matriciales . . . . .	34
2.16.	Esquema PCC aislado . . . . .	36
2.17.	Esquema de control aplicado al sistema eólico. . . . .	41
2.18.	Costo de dispositivos semiconductores Sic-Mosfet en función a la corriente má- xima soportada . . . . .	45
3.1.	Esquema general de la aplicación del MMC como etapa de potencia en sistemas de generación eólicos hexafásicos . . . . .	51
3.2.	Etapa de potencia de un módulo con filtro inductivo . . . . .	52
3.3.	Etapa de potencia de un módulo con filtro LC . . . . .	53

3.4. Esquema propuesto para el control de corriente suministrada . . . . .	60
4.1. Respuesta del control desacoplado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	65
4.2. Respuesta del control desacoplado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	65
4.3. Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	67
4.4. Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	67
4.6. Respuesta del sistema para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	68
4.5. Respuesta del sistema para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	68
4.7. Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	70
4.8. Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga $R=1 \Omega$ , $L= 10 \text{ mH}$ . . . . .	70
4.9. Señales de entrada al DMC para el control desacoplado . . . . .	71
4.10. Señales de entrada al DMC para el control acoplado . . . . .	71
4.11. Seguimiento para diferentes corrientes deseadas de 2 a 10 A. <b>(a)</b> Control de corriente de salida independiente. <b>(b)</b> Control de corriente de salida acoplado propuesto. . . . .	73
4.12. Seguimiento para diferentes corrientes deseadas de 20 a 80 A <b>(a)</b> Control de corriente de salida independiente. <b>(b)</b> Control de corriente de salida acoplado propuesto. . . . .	73

4.13. Curvas de THD y MSE según cambios en la frecuencia de conmutación con carga fija. (a) Para 2 A. (b) Para 6 A y (c) Para 10 A. . . . .	74
4.14. Curvas de THD y MSE según cambios en la frecuencia de conmutación con carga fija. (a) Para 20 A. (b) Para 40 A y (c) Para 80 A. . . . .	74
4.15. Curvas de THD y MSE para cambios en la carga con frecuencia de muestreo fija. (a) $f_s = 10$ kHz. (b) $f_s = 20$ kHz y (c) $f_s = 40$ kHz. . . . .	75
4.16. Plataforma experimental. . . . .	76
4.17. Corrientes de salida de los módulos y en la carga aplicando la técnica acoplada. . . . .	78
4.18. Análisis dinámico del comportamiento del sistema ante un cambio en la amplitud de la referencia. . . . .	79
4.19. Análisis dinámico del comportamiento del sistema ante un cambio en la frecuencia de la referencia. . . . .	79
4.20. Valores experimentales de THD y MSE en función de los cambios en la frecuencia de conmutación con carga fija. (a) Para 2 A. (b) Para 6 A y (c) para 10 A. . . . .	81
4.21. Valores experimentales de THD y MSE en función de los cambios en la carga con frecuencia de muestreo fija. (a) $f_s = 10$ kHz. (b) $f_s = 20$ kHz and (c) $f_s = 40$ kHz. . . . .	81
4.22. Desempeño del sistema ante fuente desequilibrada. Arriba: tensiones de entrada. Centro: corriente de salida del módulo 1. Abajo: corriente de salida del módulo 2 . . . . .	83
4.23. Corriente de salida ante fuente desequilibrada . . . . .	83
4.24. Desempeño del sistema ante fuente desequilibrada. Arriba: corrientes del generador. Centro: potencia activa de los módulos. Abajo: Potencia Reactiva de los módulos . . . . .	84
4.25. Desempeño del sistema ante fuente desequilibrada. Arriba: tensión de la carga. Centro: potencia activa de salida. Abajo: potencia reactiva de salida . . . . .	84

4.26. Respuesta de la tensión de entrada y de la corriente de salida de los módulos en caso de falla para la técnica desacoplada. . . . .	86
4.27. Respuesta de la tensión de entrada y de la corriente de salida de los módulos en caso de falla para la técnica acoplada. . . . .	86
4.28. Corrientes de salida en caso de falla para la técnica desacoplada. . . . .	87
4.29. Corrientes de salida en caso de falla para la técnica acoplada. . . . .	87
4.30. Resultados experimentales ante fallas para la técnica desacoplada. . . . .	88
4.31. Resultados experimentales ante fallas para la técnica acoplada. . . . .	89
4.32. Sensibilidad del MSE en función a las variaciones de $L_{fo}$ . . . . .	90
4.33. Sensibilidad de la THD en función a las variaciones de $L_{fo}$ . . . . .	91
4.34. Sensibilidad del MSE en función a las variaciones de $R_{fo}$ . . . . .	91
4.35. Sensibilidad de la THD en función a las variaciones de $R_{fo}$ . . . . .	92
5.1. Esquema propuesto para control de corriente y minimización de potencia reactiva	95
5.2. Seguimiento de corriente a cambios en la referencia de 5 A a 3 A. . . . .	96
5.3. Desempeño del módulo 1. De arriba a abajo: seguimiento de corriente, tensión y corriente de una fase del generador y, finalmente, potencia reactiva instantánea en el devanado trifásico. . . . .	97
5.4. Desempeño del módulo 2. De arriba a abajo: seguimiento de corriente, tensión y corriente de una fase del generador y, finalmente, potencia reactiva instantánea en el devanado trifásico. . . . .	98
5.5. Esquema de control de potencia activa y reactiva basado en control predictivo de corriente. . . . .	99
5.6. Bloque PLL utilizado para obtener la fase de la red. . . . .	100
5.7. Respuesta del sistema para el control de potencia activa inyectada. Arriba: potencia activa inyectada. Centro: corriente en el marco $dq$ . Abajo: tensión y corriente inyectada a la red. . . . .	103

5.8. Esquema de control de potencia activa y reactiva basado en control predictivo de tensión . . . . .	104
5.9. Proceso de sincronización de las tensiones de salida de los módulos con la red.	107
5.10. Respuesta a cambios de amplitud de potencia activa inyectada. . . . .	108
5.11. Seguimiento de las corrientes de fase. . . . .	108
5.12. Respuesta a cambios de amplitud de potencia reactiva inyectada. . . . .	109

## Índice de tablas

2.1. ESTADOS VÁLIDOS PARA LOS INTERRUPTORES DEL CONVERTIDOR MATRICIAL. . . . .	21
4.1. PARÁMETROS ELÉCTRICOS UTILIZADOS EN EL ESQUEMA PROPUESTO. . . . .	66
5.1. PARÁMETROS IMPLEMENTADOS EN LA EVALUACIÓN DE LA PROPUESTA. . . . .	110
5.2. ANÁLISIS DE LA THD DE LA CORRIENTE INYECTADA A LA FRECUENCIA FUNDAMENTAL DE 50 HZ. . . . .	110
5.3. COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS PROPUESTAS EN LA TESIS DOCTORAL. . . . .	112



## Índice de anexos

<b>Anexo A:</b> Improved predictive control in multi-modular matrix converter for six-phase generation systems . . . . .	145
<b>Anexo B:</b> An Assessment of Predictive Current Control Applied to the Direct Matrix Converter Based on SiC-MOSFET Bidirectional Switches . . . . .	160
<b>Anexo C:</b> Experimental Assessment of IGBT and SiC-MOSFET based Technologies for Matrix Converter using Predictive Current Control . . . . .	162
<b>Anexo D:</b> Active and Reactive Power Control Strategy for Grid-Connected Six-Phase Generator by using Multi-Modular Matrix Converters . . . . .	164
<b>Anexo E:</b> Multi-Modular Matrix Converter Topology applied to Distributed Generation Systems . . . . .	166
<b>Anexo F:</b> Predictive Current Control with Reactive Power Minimization in Six-phase Wind Energy Generator using Multi-Modular Direct Matrix Converter . . . . .	168
<b>Anexo G:</b> Predictive Voltage Control Techniques for AC UPS Applications . . . . .	169
<b>Anexo H:</b> Predictive Voltage Control using Matrix Converter for a Stand-alone Wind Energy based Microgrid . . . . .	171
<b>Anexo I:</b> Active and Reactive Power Control based on an Inner Predictive Voltage Control Loop for AC generation systems with Direct Matrix Converter . . . . .	173
<b>Anexo J:</b> Predictive Voltage Control of the Direct Matrix Converter applied to Grid Current Injection . . . . .	175
<b>Anexo K:</b> Active and Reactive Power Control based on Predictive Voltage Control in a Six-Phase Generation System using Modular Matrix Converters . . . . .	177

## Resumen

La generación distribuida basada en fuentes de energía renovable surge como una solución plausible para la creciente demanda mundial de energía. En este contexto, los sistemas de generación multifásicos son una opción factible que proporciona mayor robustez y capacidad de generación anual que necesita etapas de conversión de potencia eficientes y totalmente controladas. En esta tesis doctoral se presentan los aportes logrados en términos de nuevas topologías basadas en convertidores matriciales multimodulares como etapa de conversión de energía de sistemas hexafásicos, así como mejoras en la implementación de técnicas de control predictivo para esta aplicación. Las principales propuestas se basan en el aprovechamiento de la topología multimodular para mejorar el desempeño del sistema en términos de distorsión armónica total y error cuadrático medio respecto a una implementación clásica del control predictivo de corriente. La técnica propuesta utiliza un término de acoplamiento entre los módulos que se basa en la predicción del error de seguimiento de un módulo que se suma a la referencia del otro para minimizar el error total. La mejora es de alrededor del 30 % en promedio en términos de la distorsión armónica y del 40 % en el error cuadrático medio. Los resultados son validados además mediante una plataforma experimental construida con este objetivo donde se observa el fenómeno mencionado. Además también se propone una nueva topología de sistema interconectado a la red que utiliza un doble lazo de control con un bucle interno de control predictivo de tensión y uno externo consistente en un control proporcional resonante que logra un alto nivel de calidad de la corriente inyectada al momento de controlar la potencia activa y reactiva que suministra el sistema de generación hexafásico a la red. Finalmente la hipótesis propuesta es validada y se verifica la trascendencia del trabajo realizado mediante un resumen de las publicaciones realizadas en el marco de la tesis doctoral.

**Palabras clave:** control predictivo basado en modelo, convertidor matricial multimodular, generación distribuida, generación multifásica

## Abstract

Distributed generation based on renewable energy sources emerges as a plausible solution to the world's growing energy demand. In this context, multiphase generation systems are a feasible option that provides higher robustness and annual generation capacity requiring efficient and fully controlled power conversion stages. This doctoral thesis presents the contributions achieved in terms of new topologies based on multi-modular matrix converters as power conversion stage of hexaphase systems as well as improvements in the implementation of predictive control techniques for this application. The main proposals are based on taking advantage of the multi-modular topology to improve the system performance in terms of total harmonic distortion and mean square error with respect to a classical implementation of current predictive control. The proposed technique uses a coupling term between the modules that is based on the prediction of the tracking error of one module that is added to the reference of the other to minimize the total error. The improvement is about 30 % on average in terms of harmonic distortion and 40 % in mean square error. The results are further validated by means of an experimental platform built for this purpose where the mentioned phenomenon is observed. A new system topology is also proposed, interconnected to the grid using a double control loop with an internal voltage predictive control loop and an external one consisting of a resonant proportional control that achieves a high level of quality of the injected current when controlling the active and reactive power supplied by the hexaphase generation system to the grid. Finally, the proposed hypothesis is validated and the transcendence of the work carried out is verified by means of a summary of the publications made within the framework of the doctoral thesis.

**Keywords:** Distributed generation, model-based predictive control, multi-modular matrix converter, multi-phase generation

# Capítulo 1

## Introducción

Debido a la creciente demanda actual de energía eléctrica, así como los bien sabidos efectos nocivos de los combustibles fósiles sobre el medio ambiente, es necesario desarrollar nuevos esquemas de generación de energía eléctrica basados en fuentes renovables [1].

En este sentido, un nuevo paradigma energético conocido como Generación Distribuida (GD) surge para reemplazar el antiguo modelo de red eléctrica. La GD se enfoca en la interacción sinérgica entre varias fuentes de energía proveniente principalmente de fuentes renovables y amigables con el medio ambiente, basadas en generación descentralizada a pequeña escala ubicada cerca de los puntos de consumo [2–5]. Estas características permiten disminuir en gran medida las pérdidas de transmisión proveyendo de robustez al sistema eléctrico considerando que se cuenta con varias fuentes, permitiendo que en caso de falla en alguna de ellas, otra suministre la energía necesaria para satisfacer al demanda.

En los últimos años, los accionamientos multifásicos se han convertido en una solución competitiva para la producción de energía a partir de fuentes renovables [6]. En comparación con sus homólogos trifásicos, las máquinas multifásicas permiten reducir las corrientes por fase sin aumentar las respectivas tensiones, lo que permite el uso de dispositivos electrónicos rápidos en aplicaciones de alta potencia. Además, la fiabilidad del sistema aumenta, ya que se pueden implementar estrategias de tolerancia a fallos [7, 8].

Estas ventajas, junto con una importante reducción del coste de los dispositivos electrónicos de potencia han hecho que los accionamientos multifásicos sean soluciones prometedoras para los futuros procesos de electrificación. Esto permite reducir tanto los cables como los semiconductores en cada fase lo que finalmente reduce los costos de implementación. Más aún, esta configuración garantiza que el generador funcione continuamente incluso en presencia de fallas en alguna fase o el inversor. De acuerdo con la tendencia tecnológica actual [6], se ha mostrado un gran interés por las máquinas multifásicas con un número de fases múltiplo de tres (e.g., 6,

9, 12,...). En este caso, el estator de la máquina puede configurarse como múltiples conjuntos de devanados trifásicos con puntos neutros aislados, obteniendo una máquina denominada “multitrfásica” [9]. De este modo, cada conjunto trifásico puede ser alimentado por un inversor de fuente de tensión (VSI) independiente u otro módulo convertidor electrónico, definiendo una topología de accionamiento multitrfásico.

Una importante ventaja de este sistema consiste en que es posible utilizar las tecnologías trifásicas consolidadas, reduciendo el coste y el tiempo de diseño. Otra ventaja de los accionamientos polifásicos consiste en ampliar la modularidad trifásica también en términos de tolerancia a fallos. En efecto, si se produce un fallo de fase abierta en el lado de la máquina o en el lado del inversor, la unidad trifásica averiada (conjunto de devanados más convertidor) se desconecta de su fuente de alimentación de corriente continua, lo que permite una reconfiguración directa del accionamiento tras el fallo [7, 9]. Un elemento de principal trascendencia en estos esquemas es el convertidor electrónico de potencia, cuyo rol es crítico dado que muchas funciones avanzadas deben ser realizadas mediante el control de esta parte del sistema [10] y los módulos trifásicos a utilizar en estas topologías deben ser seleccionados de manera optimizar las características y prestaciones de la etapa de conversión.

En este contexto, el convertidor matricial directo (DMC por sus siglas en inglés) es un convertidor electrónico de potencia AC-AC construido a partir de interruptores bidireccionales de tecnología basada en semiconductores que presenta importantes ventajas sobre su contraparte AC-DC-AC, conocido como convertidor espalda a espalda (B2B por sus siglas en inglés), típicamente utilizado en etapas de conversión comerciales. Dada la ausencia de etapas intermedias de DC lo cual permite prescindir de elementos de almacenamiento de energía, el bloque de conversión se reduce, disminuyendo el peso, el volumen y aumentando la eficiencia incrementando también la vida útil [11]. Estas ventajas hacen del DMC una topología muy interesante para aplicaciones que requieran el manejo de alta densidad de energía ahorrando en espacio y peso del sistema, lo cual lo posiciona como una muy buena opción en un esquema multimodular.

En relación al control de los convertidores de energía basados en electrónica de potencia,

en los últimos años el control predictivo basado en modelo (MPC) ha sido implementado de manera exitosa en varias aplicaciones [12, 13], como el control de par mecánico y flujo electromagnético en manejo de motores [14, 15], control de corriente y potencia [16, 17] como en fuentes de suministro ininterrumpido (UPS) [18, 19]. Así también, el MPC ha surgido como una opción plausible para la conmutación controlada de los interruptores en convertidores de potencia para aplicaciones en sistemas de generación distribuida [20–22] cuando el objetivo es inyectar corrientes controladas al sistema de distribución principal. En el caso de los convertidores de potencia, 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 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 definidos. Esta característica de poseer un conjunto finito de valores de esfuerzo de control (i.e. estados de conmutación finitos) hace del control MPC particularmente adecuado para su implementación en esquemas de control basados en convertidores electrónicos de potencia. Los objetivos de control en el MPC son representados mediante una función de costo, mediante la cual se evalúan los errores entre las referencias deseadas 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 [23], tensiones de modo común [24], 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. Es posible separar este principio de operación en tres pasos (i) cálculo de las variables predichas utilizando el modelo discreto, (ii) evaluación de la función de costo para cada uno de los estados válidos del convertidor, y (iii) selección y aplicación del estado de conmutación óptimo. Estas etapas están presentes en todos los esquemas de MPC, ya que es posible modificar cada una independientemente para ajustar el esquema de control a cualquier configuración. Sin embargo,

algunas desventajas importantes de esta estrategia de control son que es altamente dependiente del modelo, por lo cual un modelo preciso del sistema es necesario de manera a tener una predicción adecuada. El modelo depende directamente de la aplicación que se desea dar al sistema [25] y los errores de modelado influyen directamente en el funcionamiento de la estrategia. Además, el costo computacional también es una desventaja, aunque con las capacidades actuales de los dispositivos de cómputo, esta desventaja se ha ido reduciendo.

Por lo mencionado en los párrafos anteriores es posible notar que la implementación de un esquema de conversión multimodular basado en convertidores matriciales controlados con técnicas de control predictivo configura una propuesta de sistema de conversión con varias ventajas lo que conlleva a desarrollar la siguiente investigación en el marco de la tesis doctoral. Seguidamente se enuncian la hipótesis, los objetivos, el alcance, las limitaciones y la metodología de este trabajo.

### **1.1. Hipótesis**

Considerando los puntos mencionados en la sección anterior, se ha enunciado la siguiente hipótesis:

*Es posible implementar técnicas de control predictivo a un convertidor matricial multimodular para controlar la energía proveniente de un sistema de generación hexafásico cumpliendo los estándares de calidad internacionales para la aplicación mencionada*

### **1.2. Objetivo principal**

Diseñar e implementar un sistema de conversión de energía con una arquitectura matricial multimodular para sistemas de generación multifásicos aplicando control predictivo basado en modelo.

### **1.3. Objetivos específicos**

A fin de alcanzar el objetivo principal, se han definido los siguientes objetivos específicos.

- Identificar las características teóricas y prácticas referentes a los convertidores matriciales y las técnicas de control aplicadas a este mediante un estudio estructurado del estado del arte.
- Proponer y desarrollar técnicas de control predictivo para un convertidor matricial multimodular como etapa de conversión en un sistema de generación de seis fases para mejorar el seguimiento y la calidad de la corriente suministrada.
- Analizar experimentalmente el desempeño de las técnicas propuestas en términos del error de seguimiento y la distorsión armónica total como figuras de mérito.

### **1.4. Alcance**

El alcance de este proyecto abarca el diseño y la implementación de nuevas propuestas de estrategias de control aplicados a un convertidor matricial multimodular, validando la técnica mediante simulaciones e implementando las propuestas más prometedoras a nivel experimental para observar la potencialidad de las estrategias como etapa de conversión en sistemas energéticos. Los resultados teóricos presentados se validan mediante publicaciones científicas tanto en conferencias internacionales de alto prestigio como en revistas científicas indexadas.

### **1.5. Limitaciones**

La propuesta se limita a la validación en un entorno de simulación de todos los esquemas propuestos en términos de error y calidad de la señal. Además se valida experimentalmente la propuesta principal contrastando esta con una técnica más tradicional para constatar la contribución de la tesis. Los resultados experimentales se obtienen mediante una plataforma espe-



cíficamente montada para el efecto en un entorno de laboratorio donde se prueba el prototipo construido y las técnicas propuestas.

## **1.6. Metodología**

La metodología de investigación se basa en la descripción del problema, el modelado de los sistemas, la descripción de la técnica de control, la presentación del análisis de funcionamiento utilizando herramientas de simulación (MATLAB/Simulink) y finalmente probar experimentalmente las propuestas más oportunas según pertinencia de tiempo y contribución científica.

Se consideran dos figuras de mérito, la denominada distorsión armónica total y la raíz del error cuadrático medio. El marco metodológico se describe en detalle en el capítulo 3.

## Capítulo 2

### Revisión de la literatura y marco teórico

En este capítulo se presenta el estado del arte del convertidor utilizado en la implementación de los distintos esquemas de control propuestos a lo largo del desarrollo de la tesis doctoral.

Primeramente se aborda el desarrollo histórico del convertidor haciendo hincapié en los principales hitos que marcaron su desarrollo y la bibliografía especializada más trascendental respecto a la tecnología. Luego se presenta el marco teórico que contiene los principales conceptos tanto topológicos como funcionales y de seguridad implicados en la utilización de un convertidor matricial enfocado a la implementación del control predictivo basado en modelo. Finalmente se presentan las principales conclusiones del capítulo.

#### 2.1. Evolución histórica y estado del arte del convertidor matricial

El convertidor matricial (MC, por sus siglas en inglés) se menciona por primera vez en la literatura en el libro publicado por Gyugi y Pelly [26] en 1976 y en la publicación de Daniels y Slaterry [27] en 1978. En estos trabajos se presenta el concepto de circuito de conversión de potencia AC-AC directo, sin etapa intermedia de banco de capacitores. En estas publicaciones también se lo describe como un “cicloconvertidor de conmutación forzada”. Sin embargo, el desarrollo real de los convertidores matriciales inicia con el trabajo de Venturini y Alesina [28, 29], 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”. Entre sus sus mayores contribuciones se destaca 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), la tensión de salida del convertidor es obtenida a través

de la multiplicación de la matriz de modulación (también llamada matriz de transferencia), por el vector de tensión de entrada [30, 31].

Una técnica de control conceptualmente diferente basada en la idea de un “enlace DC ficticio” fue presentada por Rodríguez en 1983 [32]. En este método, la conmutación es diseñada de tal manera 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 tensión (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) [33]. En 1985-1986 Ziogas expandió la idea de Rodríguez y sentó las bases matemáticas rigurosas respecto a los IMCs [34, 35].

En 1985 Kastner y Rodríguez introdujeron la aplicación de los vectores espaciales en el análisis y el control de convertidores matriciales. En 1989 Huber *et al.* publicaron el primero de una serie de artículos en los cuales los principios de la modulación por vectores espaciales (SPVM, por sus siglas en inglés) fueron aplicados al problema de modulación para convertidores matriciales [36–41].

En 1985 se confirmó experimentalmente por Kastner y Rodríguez [42] y luego por Neft [43] en 1992 que un MC con tan sólo nueve interruptores podía ser utilizado efectivamente en el control vectorial aplicado a un motor de inducción, obteniéndose corrientes y tensiones de buena calidad desde el punto de vista de la distorsión armónica. Sin embargo, la conmutación simultánea de los interruptores bidireccionales del MC no resulta fácil de lograr sin generar sobrecorrientes o sobretensiones, las cuales ocasionalmente 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 [44] y otras estrategias de control como las presentadas por Empringham, Clare y Wheeler en 1998 [45]. Una interesante revisión tecnológica es presentada por Wheeler [46] donde se establecen las bases teóricas más importantes a tener en cuenta al momento de tratar con esta topología de convertidor de poten-

cia. En 2007, Kolar presenta una nueva versión de MC conocido como Sparce MC [47] que propone disminuir el número de interruptores bidireccionales necesarios logrando resultados similares a la topología más compleja. En 2012 Friedli presenta una comparación exhaustiva entre la topología típica *back-to-back* (BTB) y ambas topologías de MC, la directa y la indirecta [48] donde se demuestra el mejor desempeño de MC para sistemas que conmutan a mayor frecuencia (i.e.  $> 32$  kHz). En 2013 y en busca de reducir las limitaciones de razón de conversión de tensión de los MCs, Liu [49] propone una nueva topología denominada Z-source MC. Así también, Baruschka presenta en [50] una topología denominada convertidor modular multinivel trifásico AC-AC basada en el IMC y que utiliza varios módulos en cada rama tanto de la parte rectificadora como la parte inversora para ampliar la capacidad de manejo de energía y rango de tensión de trabajo mostrando mejores resultados que BTB similar para baja frecuencia en términos de varianza de la energía y requiriendo menos módulos. Las topologías multimodulares fueron ampliamente estudiadas desde ese año. En 2015 Rodas y otros [51] proponen utilizar una topología multimodular para interconectar una máquina hexafásica a la red consistente en dos módulos trifásicos interconectados entre sí.

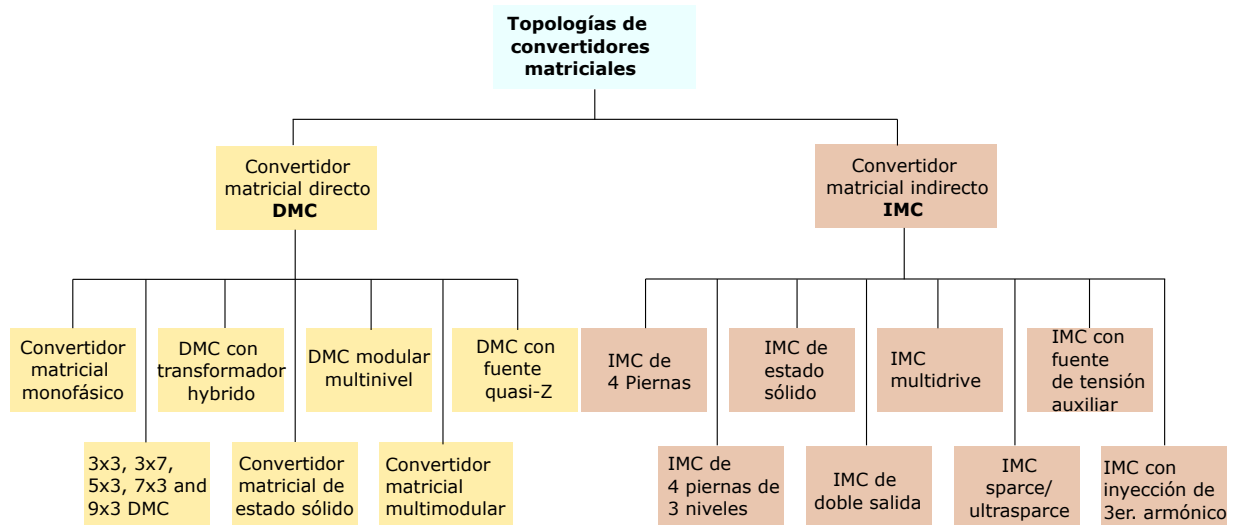
En cuanto a las técnicas de control aplicadas al convertidor matricial, se ha trabajado en los inicios con varias técnicas de modulación resumidas por Rodríguez en el 2012 [52] basadas en la representación en baja frecuencia y la modulación en el espacio de vectores. Sin embargo, la técnica conocida como control predictivo basado en modelo (MPC) ha emergido como una solución plausible para controlar los MC [53].

A partir de este punto, los aportes sobre el MC se han enfocado principalmente a metodologías de control, análisis de eficiencia y en aplicaciones multi-modulares (MMCs, por sus siglas en inglés), ejemplos sobre estas investigaciones fueron presentadas en el 2016 por Rodríguez, con un método directo y de fácil implementación digital del esquema de modulación de Venturini [54]. Por otro lado, nuevas técnicas de control de corriente aplicadas al MC fueron presentadas por Lei [55] y por Wang y otros en el 2017 [56]. Evaluaciones del MC en función a implementaciones con tecnologías más eficientes como los semiconductores de potencia

SiC-MOSFET fueron desarrolladas por Tretin en el 2016 [57] y Aliyu *et al.* en el 2017 [58]. Estudios de MMCs aplicados a las generación multifásica fueron presentados en el 2016 por Toledo y otros [59] y Xiong [60]. La evolución histórica de las investigaciones que abordan el convertidor matricial hasta el inicio de la tesis doctoral se han resumido en los párrafos anteriores. A continuación se describen en detalle las características principales del convertidor matricial y los conceptos técnicos necesarios para implementarlo.

## 2.2. Topologías del convertidor matricial

Básicamente existen dos topologías principales, el convertidor matricial directo (DMC) o simplemente (MC por sus siglas en inglés) y el convertidor matricial indirecto (IMC). Todas las demás son derivaciones de estas dos topologías principales. En la **Figura 2.1** se muestran las distintas topologías derivadas de las dos principales que han sido encontradas en la revisión bibliográfica. En el marco de la tesis doctoral se abordará principalmente una derivación del DMC. A continuación se presentan los detalles de este convertidor.



**Figura 2.1:** Topologías de convertidor matricial

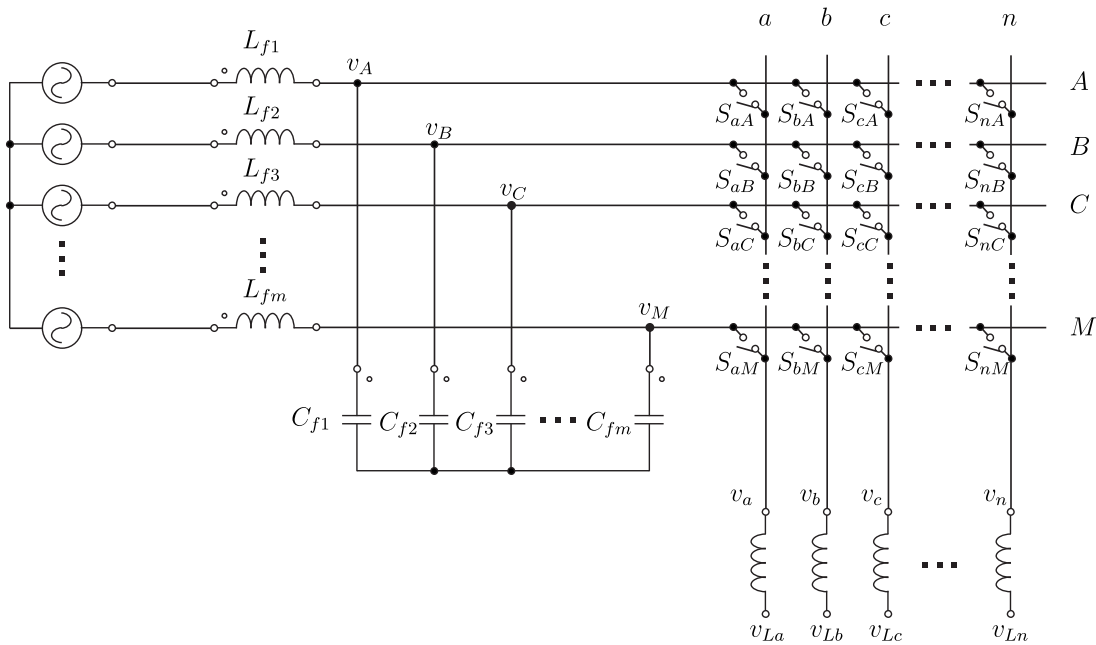
### 2.3. El convertidor matricial directo

El MC es un convertidor del tipo AC-AC de una sola etapa, capaz de alimentar directamente una carga de “ $n$ ” fases a partir de una fuente de “ $m$ ” fases ( $m \times n$  MC) sin la necesidad de etapas intermedias de conversión AC-DC. Las principales ventajas de los MCs comparados con los ampliamente utilizados sistemas de conversión BTB, que consisten en una etapa de rectificadores conectados a un inversor son las siguientes; tamaño reducido, peso ligero y largo tiempo de vida debido a la ausencia de capacitores electrolíticos de gran tamaño en el circuito principal, alta eficiencia debido a que presenta una sola etapa de conversión de energía que resulta en menos pérdidas en los interruptores comparado con los convertidores de dos etapas, y bajas corrientes de estrés en los dispositivos interruptores en la operación de baja frecuencia debido a que no existe concentración de corriente [46].

Dadas las ventajas mencionadas en el párrafo precedente, actualmente los MCs pueden ser utilizados en una alta gama de aplicaciones de conversión AC-AC, tales como aplicaciones industriales donde se requiera accionar motores eléctricos con velocidad variable, automóviles eléctricos o híbridos, y sistemas de conversión de energía eólica [61]. La topología general para el caso de fuentes de tensión como entrada, se muestra en la **Figura 2.2**. En este caso se obtiene un convertidor matricial alimentado por tensión (VSMC, por sus siglas en inglés). Para obtener un buen desempeño, el VSMC debe contar con un filtro en la fuente. El filtro de la fuente se requiere 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. En la siguiente sección se describen los principios básicos referentes a los MC.

### 2.4. Topologías derivadas del convertidor matricial directo

Entre todas las configuraciones, el DMC trifásico es la topología más popular cuya etapa de potencia se muestra en la **Figura 2.3**. La entrada y la salida están conectadas directamente a tra-

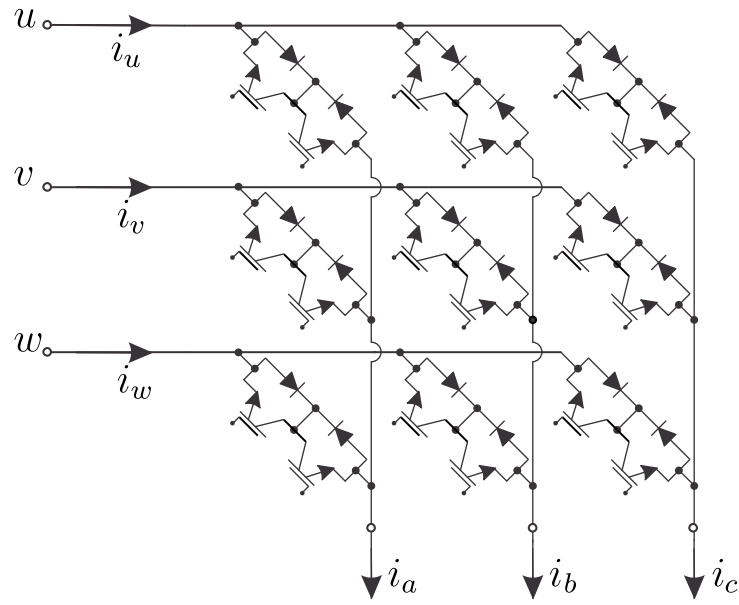


**Figura 2.2:** Circuito simplificado de un convertidor matricial de  $m \times n$  fases.

vés de 9 interruptores bidireccionales de silicio. Este convertidor ha sido utilizado exitosamente en varias aplicaciones como accionamiento de motores [62, 63], alimentando cargas lineales y no lineales [64, 65], sistemas de generación conectados a la red [66–68] y filtro activo [69, 70], entre otros. Una interesante combinación de esta topología con un transformador híbrido se utiliza como filtro activo aplicando el control predictivo de tensión para mejorar la calidad de la potencia suministrada [71, 72]. Todos los artículos citados anteriormente denotan la importancia y el gran interés de los investigadores en el estudio de esta topología en conjunción con las técnicas de control predictivo y los últimos años.

#### 2.4.1. Convertidor matricial monofásico

El convertidor matricial monofásico es la topología más sencilla de MC, tiene tres fases de entrada y alimenta una carga monofásica como se puede apreciar en la **Figura 2.4** que muestra la etapa de potencia de este dispositivo. La tensión de salida  $v = v^p - v^n$  para convertidor matricial monofásico se obtiene a partir de la figura anterior como sigue [73]:



**Figura 2.3:** Etapa de potencia del convertidor matricial 3x3

$$v^p = [S_1 \ S_2 \ S_3] \mathbf{v}_i, \quad (2.1)$$

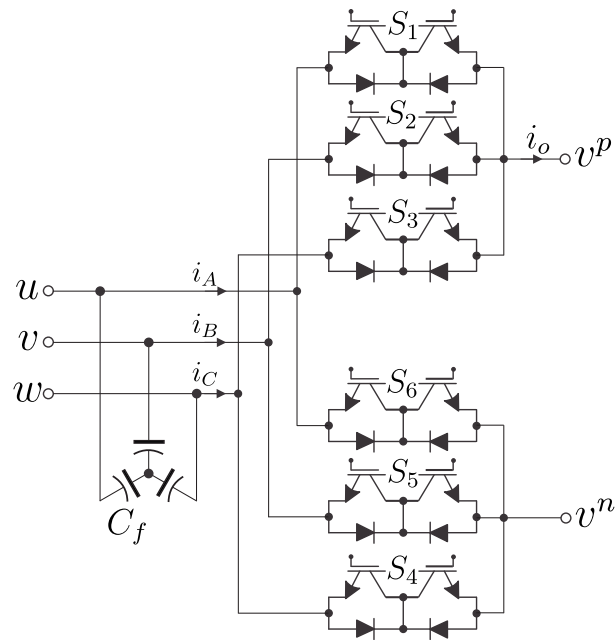
$$v^n = [S_4 \ S_5 \ S_6] \mathbf{v}_i. \quad (2.2)$$

Por su parte, la relación entre la corriente de entrada  $\mathbf{i}_i$  y la corriente de salida  $i_o$  está dada por:

$$\mathbf{i}_i = \begin{bmatrix} S_1 - S_4 \\ S_2 - S_5 \\ S_3 - S_6 \end{bmatrix} i_o \quad (2.3)$$

El convertidor presenta de este modo nueve estados de conmutación válidos dadas las restricciones de no operar en corto circuito de las fases y no generar líneas abiertas en la salida. Finalmente, suponiendo una carga inducto-resistiva ( $RL$ ), el comportamiento dinámico de la corriente de





**Figura 2.4:** Convertidor matricial monofásico

salida para el sistema está dado por:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L}v - \frac{R}{L}i_o \quad (2.4)$$

Los estados válidos y una implementación de control predictivo en este convertidor se presenta en [73].

#### 2.4.2. Convertidores matriciales multifásicos directos

En la actualidad, los sistemas multifásicos se han convertido en un tema de investigación muy abordado. En este contexto, se han propuesto varias configuraciones de MC como etapa de potencia en sistemas multifásicos aplicando el control predictivo. La **Figura 2.2** muestra la topología del convertidor matricial  $m \times n$  generalizado. En [74] se presenta una estrategia de control de corriente simple con un DMC de tres a siete fases para alimentar una carga  $RL$ . También se utiliza un DMC de cinco a tres para el accionamiento del motor en [75, 76]. En [77] se utiliza un DMC de cinco a tres para alimentar una carga  $RL$  desde una máquina síncrona de

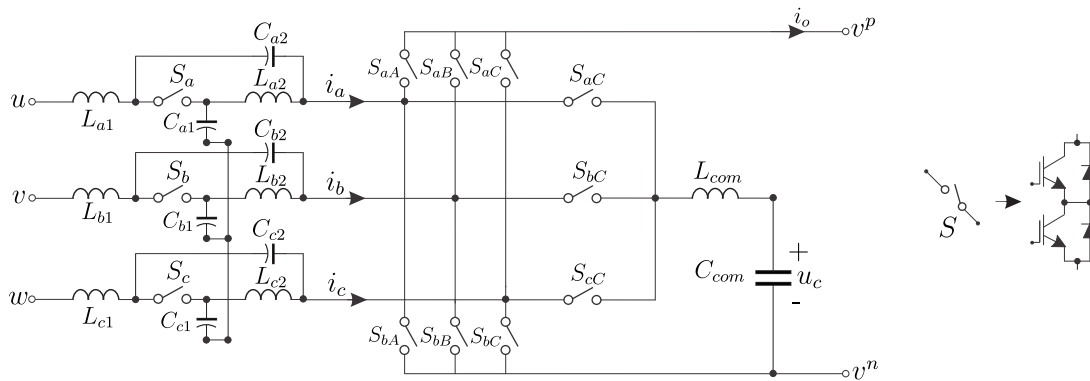
imanes permanentes de cinco fases de un aerogenerador. Del mismo modo, se han estudiado topologías de siete a tres [78] y de nueve a tres [79].

### 2.4.3. Convertidor matricial fuente quasi-Z

El convertidor matricial de fuente quasi-Z (qZS-MC) se propuso para ampliar la ganancia de tensión del MC tradicional, compensando al mismo tiempo el rizado de potencia de baja frecuencia del lado trifásico. La red qZS incorpora la función de filtrado y refuerzo, evitando el filtro de entrada adicional, o el transformador elevador, a fin de reducir el tamaño y el número de componentes [80–82]. El circuito de potencia de esta topología se muestra en la **Figura 2.5** donde se muestra la propuesta de qZS-MC con compensación de rizado. La red qZS consta de tres inductores acoplados ( $L_{a1}$  acoplado a  $L_{a2}$ ,  $L_{b1}$  acoplado a  $L_{b2}$ , y  $L_{c1}$  acoplado a  $L_{c2}$ ), seis condensadores ( $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{b1}$ ,  $C_{b2}$ ,  $C_{c1}$  y  $C_{c2}$ ), y tres interruptores bidireccionales ( $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$ ). Los tres interruptores  $S_a$ ,  $S_b$ , y  $S_c$  tienen el mismo comportamiento de conmutación.  $u_a$ ,  $u_b$ , y  $u_c$  denotan las tensiones de entrada trifásicas; y  $u_o = v_p - v_n$  y  $i_o$  denotan la tensión y la corriente de salida del qZS-MC, respectivamente. La red qZS del qZS-MC, incrustada entre la red y el MC trifásico, proporciona corrientes de entrada continuas a la vez que se encarga del filtrado de la corriente de entrada y del refuerzo de la tensión de entrada. Además, se conecta un condensador  $C_{com}$  y un inductor  $L_{com}$  a través de tres interruptores  $S_{aC}$ ,  $S_{bC}$  y  $S_{cC}$ , respectivamente, como se aprecia en la **Figura 2.5**. La potencia del lado monofásico se amortigua en el condensador  $C_{com}$  en lugar de fluir hacia el lado de entrada a través de los interruptores  $S_{aC}$ ,  $S_{bC}$  y  $S_{cC}$  de la rama de compensación propuesta.

### 2.4.4. Convertidor matricial modular multinivel

La **Figura 2.6** muestra la configuración detallada del circuito de un convertidor modular multinivel (M3C). Este convertidor consta de tres sub-convertidores conectados en estrella, cada uno de ellos con tres ramas. La rama  $B_{xy}$  conecta la fase de  $y \in \{a, b, c\}$  con una fase de entrada  $x \in \{r, s, t\}$ . Cada rama es la conexión en serie de una fase de entrada del sistema  $x \in \{r, s, t\}$



**Figura 2.5:** Topología qZSMC

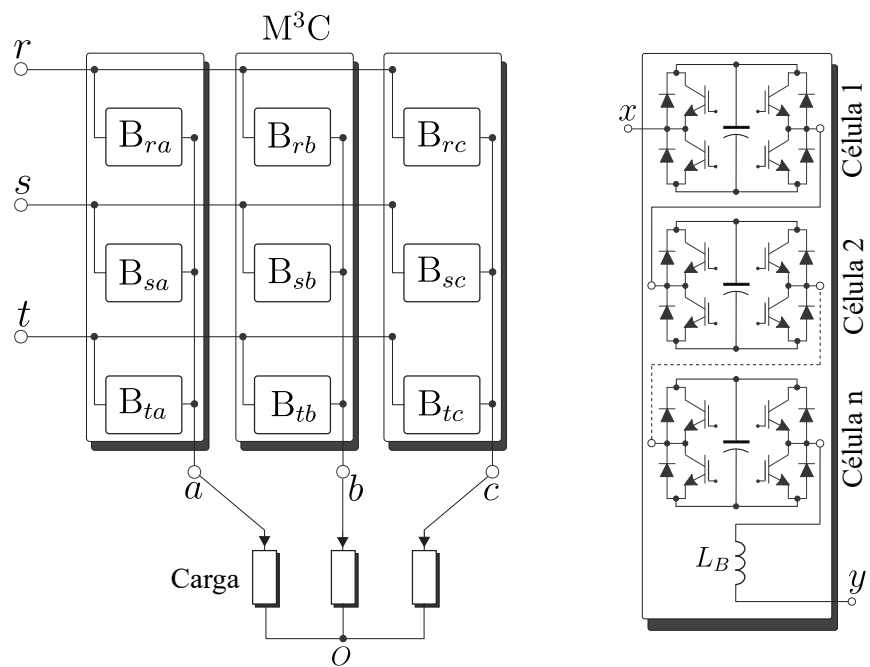
con una salida de  $n$  células basadas en puentes H y un inductor AC. Las tensiones de los condensadores de las células pueden cargarse y descargarse durante el funcionamiento normal del convertidor porque no están conectadas a fuentes de alimentación externas. Por lo tanto, hay que controlar las tensiones de los condensadores. Una estrategia de control predictivo para controlar esta interesante topología es presentada en [83].

#### 2.4.5. Convertidor matricial multimodular

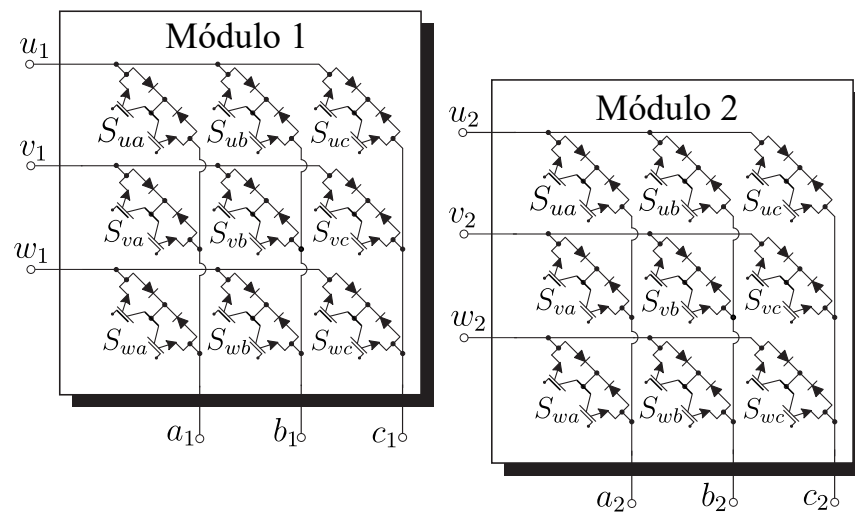
El convertidor matricial multimodular consiste en una combinación modular de DMCs trifásicos aplicado a sistemas de seis fases, como se muestra en la **Figura 2.7**. En [84] se propone un control predictivo de la corriente con minimización de la potencia reactiva para sistemas de generación de seis fases. Además, en [85] se utiliza el control predictivo de corriente para inyectar energía a la red principal y en [86] se utiliza el control predictivo de tensión como control de lazo interno de la potencia activa y reactiva inyectada a la red. Esta topología utilizada como etapa de conversión en sistema hexafásicos será la abordada en el marco de la tesis doctoral y sobre la cual se propondrán distintos esquemas de conversión y novedosas técnicas de control.

### 2.5. Elementos y consideraciones referentes al convertidor matricial directo

En esta sección se presentan los elementos constitutivos y las principales consideraciones del DMC, dado que será este la base de la topología propuesta como etapa de conversión. Se en-



**Figura 2.6:** Convertidor matricial modular multinivel.



**Figura 2.7:** Convertidor matricial multimodular

fatizará la siguiente sección principalmente a las restricciones de conmutación, los interruptores bidireccionales, los circuitos de protección y finalmente las técnicas de modulación y control aplicadas a este convertidor.

### 2.5.1. Estados de conmutación de los interruptores de potencia

Para introducir los principios de los convertidores matriciales, se considera el sistema de conversión AC-AC trifásico de la **Figura 2.8**. La función de conmutación para un interruptor simple del esquema matricial se define como [29]:

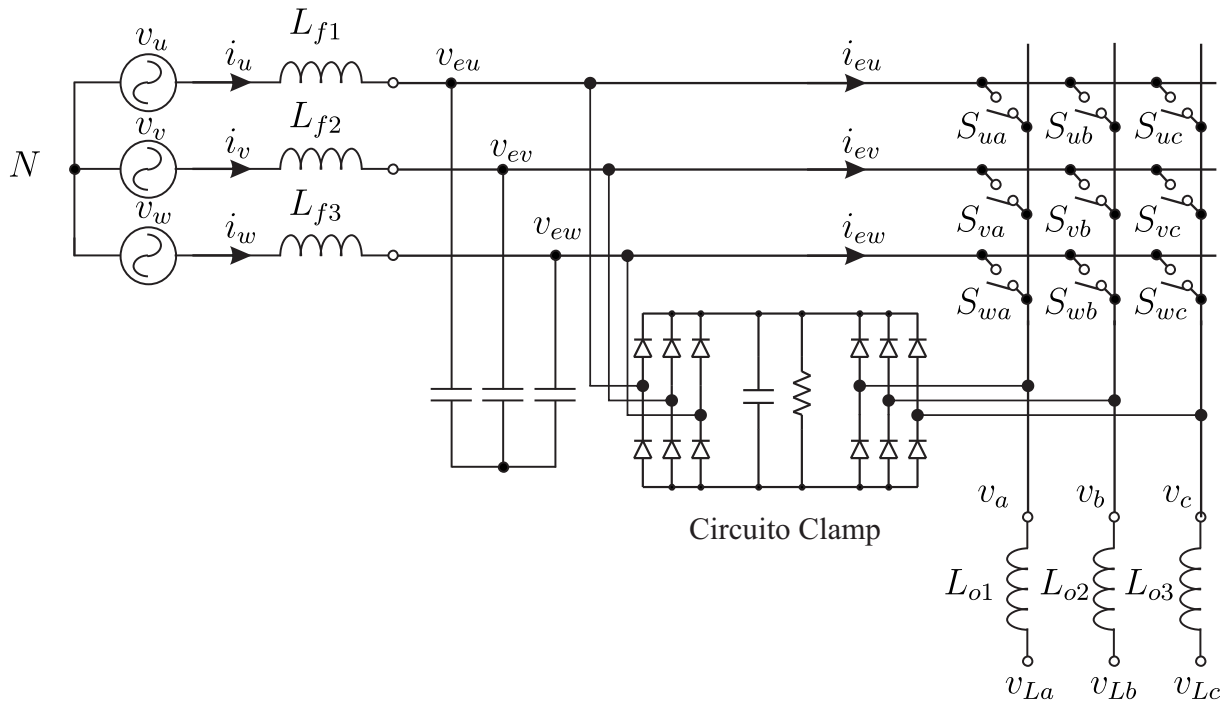
$$S_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{interruptor desactivado} \\ 1, & \text{interruptor activado} \end{cases}, \quad (2.5)$$

donde  $i \in \{u, v, w\}$  indica la entrada correspondiente,  $j \in \{a, b, c\}$  se refiere a la salida correspondiente. Considerando que las entradas nunca deben conectarse en corto circuito y que las corrientes nunca deben interrumpirse abruptamente (la razón se muestra con mayor detalle en la sección 2.5.3), las restricciones de conmutación se expresan de la siguiente forma:

$$S_{uj} + S_{vj} + S_{wj} = 1. \quad \forall j \in \{a, b, c\} \quad (2.6)$$

Bajo estas restricciones de operación, el DMC trifásico posee 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” como se muestra en la **Figura 2.8**, entonces es posible describir la relación entre las entradas y las salidas de tensión y de corriente como sigue:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{eu}(t) \\ v_{ev}(t) \\ v_{ew}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$



**Figura 2.8:** Etapa de potencia con convertidor matricial y circuito de protección clamp de 12 diodos.

$$\begin{bmatrix} i_{eu}(t) \\ i_{ev}(t) \\ i_{ew}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

A partir de estas ecuaciones, es posible determinar las tensiones y corrientes teniendo en cuenta los estados de conmutación permitidos. En este sentido, en la **Tabla 2.1** se presentan los 27 estados válidos en función a la restricción de conmutación definida mediante la ecuación (2.6), presentada en los párrafos precedentes.

### 2.5.2. El filtro de entrada

En una aplicación típica, un filtro  $LC$  es a menudo utilizado en diferentes topologías para reducir los armónicos de conmutación que se inyectan a la fuente del convertidor [87]. El tamaño y el diseño del filtro depende de varios factores, alguno de ellos son; requerimientos de calidad

**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

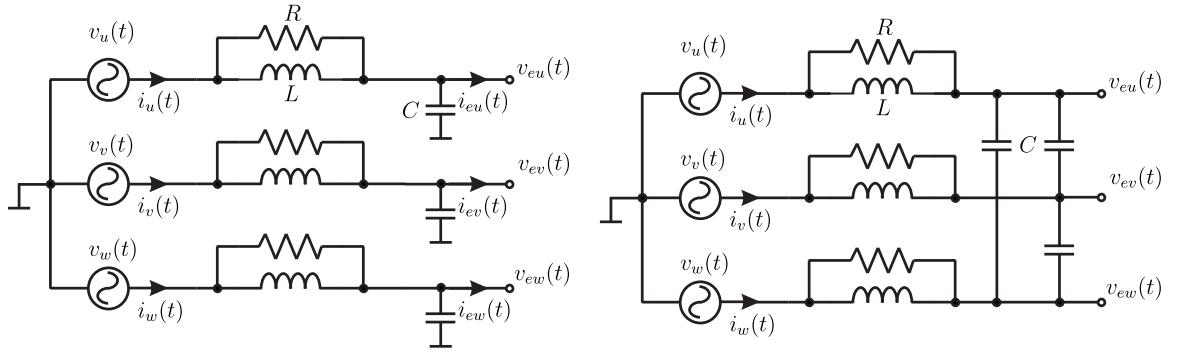
de suministro, contenido armónico permisible en el sistema de potencia, frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia de convertidor y requerimientos de la técnica de control utilizada. Una ventaja significativa de los MC es el tamaño del filtro de entrada, típicamente un inductor para el filtro de entrada de un MC será siempre menor que el de su equivalente para un rectificador con PWM.

Sin embargo, la configuración y el tamaño del filtro de entrada dependen en gran medida de la aplicación, no obstante algunas directrices han sido puestas de manifiesto recientemente en la literatura, como por ejemplo que los condensadores de entrada pueden disponerse en delta o en estrella. La ventaja de la disposición en delta es que permite utilizar capacitancias de  $1/3$  de las de la disposición en estrella, pero requiriendo soportar mayores tensiones. También se propone utilizar filtros multietapas si se desea disminuir el tamaño de los componentes resultando en soluciones más económicas pero con las cuales se introducen problemas asociados a la tolerancia y variaciones de temperatura de los mismos [88].

La estrategia básica es proporcionar un filtro que constituya un enlace de tensión robusto para el circuito del convertidor y al mismo tiempo atenúe las componentes de frecuencia de conmutación de tal manera a satisfacer los requerimientos de calidad de potencia, evitando cualquier resonancia del filtro de entrada.

La resonancia del filtro de entrada podría ser auto-excitada por cualquiera de los armónicos de la fuente o armónicos generados por el mismo convertidor matricial. A fin de disminuir en algún modo los efectos de la resonancia, generalmente se agrega a la configuración de filtro una resistencia en paralelo con el componente inductor. La principal desventaja de esta modificación radica en un aumento en las pérdidas del convertidor que resulta a su vez en un detrimento en la eficiencia. Existen también soluciones activas a la resonancia del filtro que presentan la ventaja de que no aumentan la pérdida de potencia ni generan armónicos de corriente comparado con las soluciones pasivas [89], al costo de un incremento en la complejidad de la estrategia de control, aumento en la carga computacional y en general mayor dependencia del modelado correcto del sistema [90]. Una configuración típica de amortiguamiento pasivo se muestra en la **Figura 2.9**.





(a) Filtro con capacitores en configuración estrella (b) Filtro con capacitores en configuración delta

**Figura 2.9:** Configuraciones típicas del filtro de entrada.

Así también, existen decisiones que tomar en lo que se refiere a la implementación física real del filtro una vez que los valores teóricos de la inductancia, capacitancia y la resistencia han sido determinados. Los capacitores de entrada pueden estar dispuestos en una configuración estrella o delta, como se muestra en la **Figura 2.9(a)** y **Figura 2.9(b)**, respectivamente. La ventaja de la configuración en delta es que se requieren capacitores de valores 3 veces menores que en una configuración en estrella. Sin embargo, deben tolerar tensiones más elevadas. El inductor de entrada puede ser implementado con tres inductancias individuales.

A partir de estas premisas es posible obtener un modelo matemático del filtro de entrada de la **Figura 2.9(a)** en forma vectorial, definiendo:

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_{eu} \\ v_{ev} \\ v_{ew} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_i = \begin{bmatrix} i_{eu} \\ i_{ev} \\ i_{ew} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

de esta manera las ecuaciones que definen la dinámica del sistema en tiempo continuo son:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{v}_i}{dt} &= -\frac{1}{RC}\mathbf{v}_i + \frac{1}{C}\mathbf{i}_L + \frac{1}{RC}\mathbf{v}_s - \frac{1}{C}\mathbf{i}_i \\ \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} &= -\frac{1}{L}\mathbf{v}_i - \frac{R}{L}\mathbf{i}_L + \frac{1}{L}\mathbf{v}_s \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde las variables de estado son la tensión en los capacitores  $\mathbf{v}_i$  y las corrientes en las bobinas  $\mathbf{i}_L$ , estas últimas definidas como:

$$\mathbf{i}_L = \begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

La representación en el espacio de estados que describe la dinámica del sistema en tiempo continuo queda representada de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\mathbf{v}_i}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

donde las matrices  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{B}$  son:

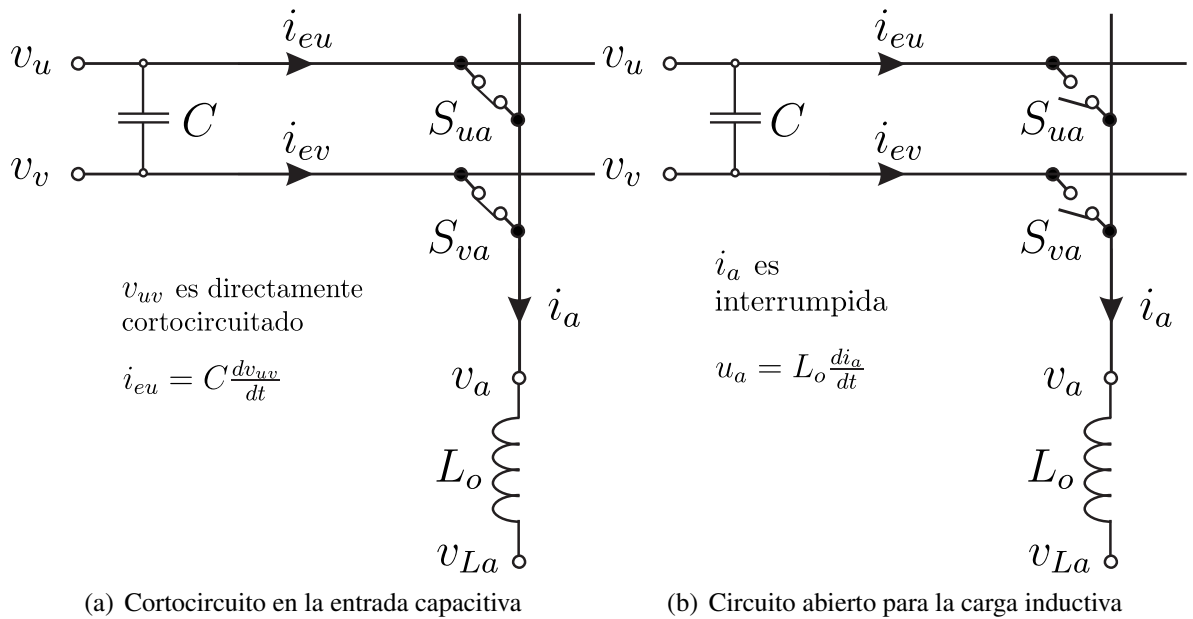
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{R_l}{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{R_l}{L} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

### 2.5.3. Restricciones de operación

Uno de los principales aspectos a tener en cuenta en el control de los MC se refiere a las restricciones de operación. Los interruptores utilizados en los MC no están protegidos por un capacitor de enlace DC como en el caso de los convertidores BTB. Cuando se consideren las estrategias de conmutación para los convertidores matriciales, 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 la sobretensión subsecuente podría probablemente destruir los interruptores.

En el modelo matemático, estas restricciones se cumplen definiendo la ecuación (2.6). En el



**Figura 2.10:** Configuraciones no permitidas para los interruptores del MC.

sistema real, sin embargo, 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, como se muestra en la **Figura 2.10(a)**.

Cuando los interruptores son activados al mismo tiempo, las fuentes de tensión son cortocircuitadas directamente y los interruptores serán dañados por sobrecorriente. En el caso de que todos los interruptores sean abiertos al mismo tiempo, como se muestra en la **Figura 2.10(b)**, al instante de la desactivación se generará una sobretensión que podría dañar los semiconductores de potencia. Los picos de sobre tensión dependen de la corriente de carga  $i_a$  y la duración de la interrupción:

$$v_{pico} = L_o \frac{di_a}{dt} \quad (2.14)$$

Estas dos consideraciones mostradas en la **Figura 2.10** causan un conflicto, ya que los dispo-

sitivos semiconductores no pueden conmutar instantáneamente entre los estados por los retrasos de propagación y los tiempos de conmutación finitos. En este sentido, varios métodos han sido propuestos para garantizar una adecuada conmutación de los interruptores de potencia. En la sección 2.5.5 se presenta uno de los métodos más utilizados en la literatura, el cual será adoptado para el desarrollo de este trabajo.

#### 2.5.4. Circuito de protección clamp

En la sección anterior se han presentado las restricciones de operación para los convertidores matriciales directos. Sin embargo, existen otras fuentes de sobretensión 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 convertidores matriciales 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 muestra en la **Figura 2.8**. Este esquema conocido como circuito clamp, posee 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 [91]. Al momento en que ocurre una sobretensión, el diodo conduce y el circuito  $RC$  mantiene la tensión a un valor seguro. Durante la operación normal, los diodos no conducen y el circuito clamp no influye en la operación del convertidor. Este arreglo provee un camino 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, la tensión inicial del clamp y el tensión final del mismo, a partir de la siguiente ecuación:

$$W_{carga} = \frac{1}{2}L_o (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) = \frac{3}{4}L\hat{I}^2, \quad (2.15)$$

la máxima energía en la carga se calcula con la ecuación (2.15), donde  $W_{carga}$  es la energía almacenada en la inductancia. El intercambio de energía en el capacitor clamp desde su tensión inicial hasta la final puede ser utilizada para calcular el tamaño del capacitor, de la siguiente forma [87]:

$$W_{carga} = \frac{1}{2} C_{clamp} (V_{MAX}^2 + V_{INI}^2), \quad (2.16)$$

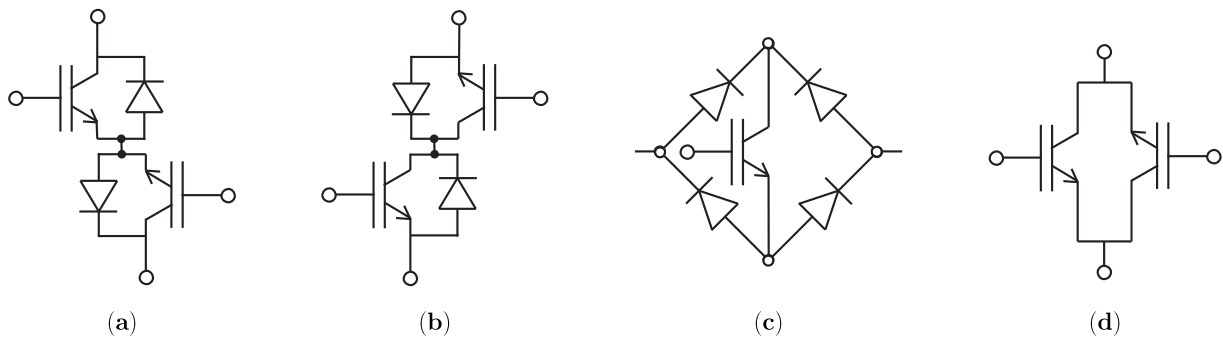
donde  $C_{clamp}$  es la capacitancia,  $V_{MAX}$  es el valor máximo de tensión permitida en el circuito clamp y  $V_{INI}$  es la tensión inicial.

Este circuito presenta la ventaja de ser simple y no requiere de etapa de control adicional ya que los dispositivos que lo componen son diodos no controlados. Sin embargo, presenta la desventaja de necesitar una gran cantidad de componentes (12 diodos). Una alternativa que necesita una menor cantidad de diodos se presenta en [92]. Estas dos alternativas, presentan el inconveniente de necesitar un capacitor, lo que reduce el tiempo de vida del sistema. La alternativa presentada en [93], que propone un esquema sin elementos reactivos basado en varistores. Esta configuración es muy útil para sistemas de baja potencia, pero no es adecuada para sistemas donde se requiere elevada potencia. Cualquiera de estas opciones debe ser tenida en cuenta en la implementación de etapas de conversión con MC, a fin de lograr una operación segura. En este trabajo se ha utilizado el circuito de protección clamp que se representa en la **Figura 2.8**.

### 2.5.5. Interruptores bidireccionales y conmutación

El bloque más importante en los convertidores matriciales, lo constituye el interruptor bidireccional. La siguiente sección describe algunos arreglos normalmente utilizados para construir este tipo de interruptores. En la **Figura 2.11** se muestran las configuraciones más ampliamente difundidas en la literatura.

En la práctica, los interruptores bidireccionales deben ser construidos a partir de los dispositivos unidireccionales disponibles [87]. En la **Figura 2.11(c)**, el arreglo de diodos tipo puente



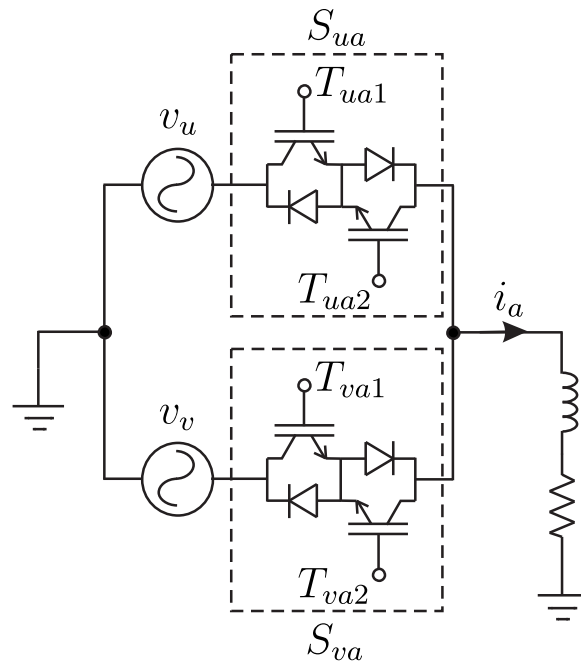
**Figura 2.11:** Interruptores bidireccionales: (a) IGBT antiparalelo en emisor común, (b) IGBT antiparalelo en colector común, (c) puente de diodos e IGBT, (d) IGBT antiparalelo con bloqueo reverso (RB-IGBT).

utiliza solo un dispositivo activo, por lo que el puente de diodos necesita únicamente una señal de disparo por interruptor, mientras que las demás requieren de dos señales de control de disparo. Sin embargo, las pérdidas por conducción en esta configuración son mayores que en los otros arreglos ya que la corriente circula a través de un interruptor y dos diodos. 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. La configuración (RD) es usada en dispositivos que permiten el bloqueo de tensión en ambas direcciones como lo son el IGBT con bloqueo inverso (RB-IGBT). Considerando las restricciones de conmutación, estas señales de disparo deben ser diseñadas de manera a cumplir con los requisitos de conmutación segura. En la siguiente sección se describe un proceso que permite la conmutación segura de los interruptores de potencia de manera a que ninguna de las reglas sea violada.

### 2.5.6. La conmutación de cuatro pasos

Varias soluciones han sido propuestas para lograr una conmutación segura al momento de utilizar interruptores bidireccionales en los MCs, en esta sección se presenta la metodología más comúnmente utilizada al momento de la implementación.

La solución propuesta considera la topología mostrada en la **Figura 2.11(a)** para implemen-



**Figura 2.12:** Convertidor basado en llaves bidireccionales conectado a dos fases y una carga monofásica.

tar dos interruptores bidireccionales en este ejemplo, conectados a dos fases y alimentando una carga monofásica. En esta topología, cada interruptor está constituido por dos transistores del tipo IGBT cada uno de ellos con diodos en antiparalelo. Otro factor a tener en cuenta en una implementación práctica es el tiempo requerido para pasar del estado de conducción al de corte, es decir de activado a desactivado. Esto hace que la conmutación no sea una tarea sencilla.

De manera a ejemplificar de forma práctica un proceso de conmutación real, se considera la **Figura 2.12**. Se debe notar que a fin de cumplir con la ecuación (2.6), las siguientes condiciones deben ser evitadas:

$$\begin{cases} T_{ua1} \text{ y } T_{va2} \text{ activadas,} & \text{con } v_u > v_v \\ T_{va1} \text{ y } T_{ua2} \text{ activadas,} & \text{con } v_u < v_v \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} T_{ua1} \text{ y } T_{va1} \text{ desactivadas,} & \text{con } i_a > 0 \\ T_{ua2} \text{ y } T_{va2} \text{ desactivadas,} & \text{con } i_a < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Si la condición (2.17) es violada, las fuentes serán cortocircuitadas. Por otro lado, en el caso

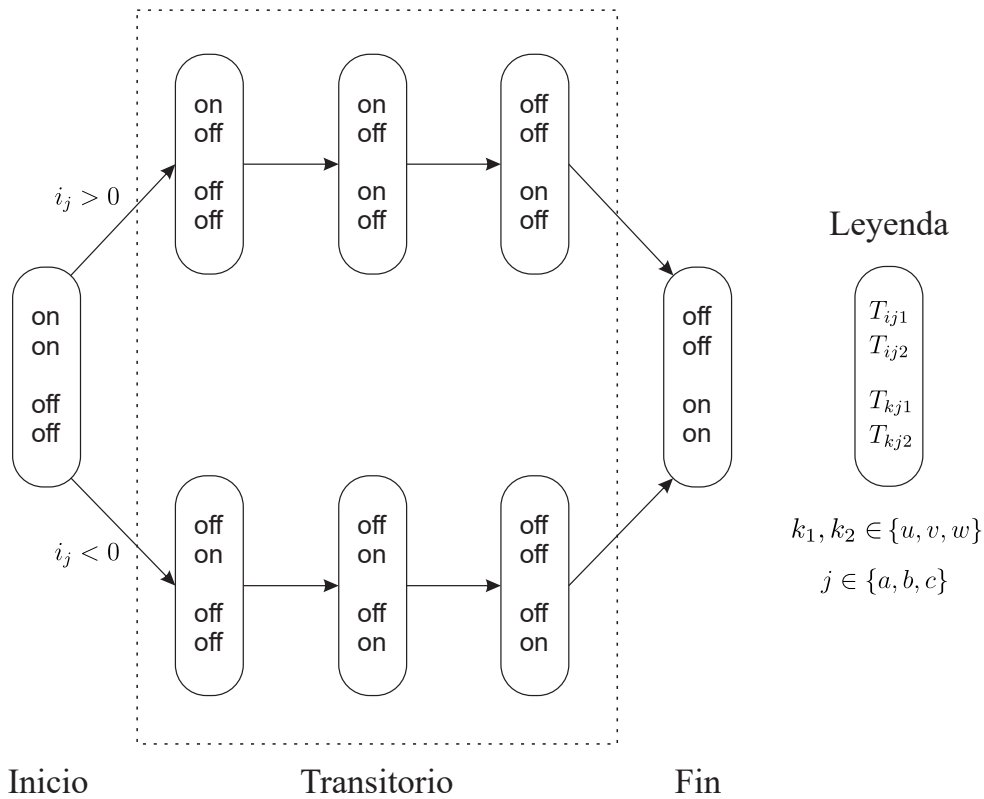
de la condición (2.18), una interrupción abrupta de la corriente ocurrirá. En este sentido, la técnica de conmutación segura, se basa en la medición de las corrientes y se denomina comúnmente en la literatura como “conmutación suave.”

Esta técnica sigue la siguiente secuencia:

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 (2.17) ni (2.18) son violadas.
2. Se debe desactivar  $T_{ua2}$ . Esto no generará problemas de sobre tensión, 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 estaba en conducción, se producirá una sobretensión 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 evita la sobretensión. Nótese que aquí se completa la conmutación,  $S_{ua}$  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.

En la **Figura 2.13** se presenta un diagrama de estados general que resumen el método de conmutación suave o de 4 pasos basado en corriente, en función al sentido esta, para conmutar de la fase  $k_1$  a la fase  $k_2$  y alimentar la fase  $j$  de la carga. Se utiliza con la palabra **on** para representar el estado activado y **off** para indicar el estado desactivado. Esta estrategia de conmutación, junto con el circuito de protección clamp mencionado anteriormente, protegen al circuito de problemas de cortocircuito y sobretensiones.





**Figura 2.13:** Diagrama de estados del método de conmutación de cuatro pasos.

## 2.6. Estrategias de control aplicadas al convertidor matricial

La complejidad de la topología del convertidor matricial 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 esto se le suma la posibilidad de combinar el algoritmo de control con estrategias de modulación, se requerirá indefectiblemente del uso combinado de dispositivos del tipo DSP con dispositivos FPGA. En [94], se realiza una taxonomía de las técnicas de control más comúnmente implementadas en la práctica sobre los MCs. Otro punto a tener en cuenta es el método de modulación aplicado al MC que es en la práctica vinculado al método de control. Una breve revisión de las técnicas de modulación más conocidas se presenta en esta sección. Las técnicas de modulación se clasifican desde una visión general general en tres categorías, dependiendo de la manera en la que se determinan los estados de

los interruptores. En la **Figura 2.14** se presenta una clasificación de las técnicas de modulación aplicadas a los convertidores matriciales.

### 2.6.1. Técnicas de modulación aplicadas a los MC

Los interruptores bidireccionales trabajan con una frecuencia de conmutación elevada. Sin embargo, es posible generar una tensión 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 [52]:

$$d_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_s}, \quad (2.19)$$

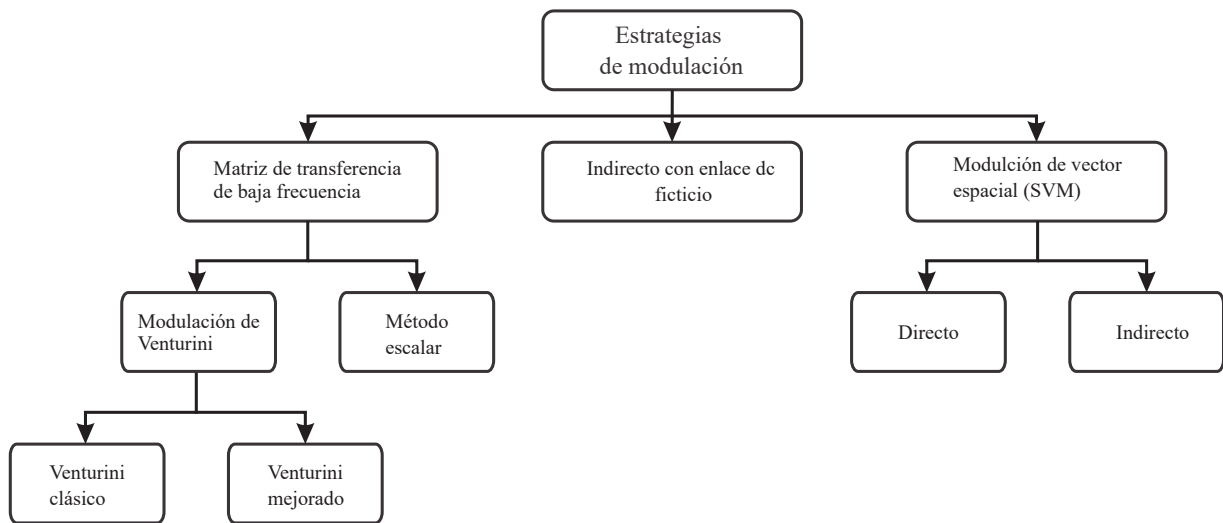
donde  $t_{ij}$  representa el tiempo en que el interruptor  $S_{ij}$  está activo y  $T_s$  representa el tiempo de la secuencia completa del patrón PWM.  $d_{ij}$  debe satisfacer la siguiente condición;  $0 < d_{ij} < 1$ . Basado en los ciclos de trabajo de los interruptores, es posible relacionar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

$$\bar{\mathbf{v}}_o = \mathbf{M}(t)\mathbf{v}_i, \quad \bar{\mathbf{i}}_i = \mathbf{M}(t)^T \mathbf{i}_o, \quad (2.20)$$

donde:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} d_{ua} & d_{ub} & d_{uc} \\ d_{va} & d_{vb} & d_{vc} \\ d_{wa} & d_{wb} & d_{wc} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

La matriz  $\mathbf{M}(t)$  es conocida como matriz de modulación o matriz de transferencia de baja frecuencia. Con base en las ecuaciones (2.20) y (2.21), varios métodos de modulación son desarrollados.

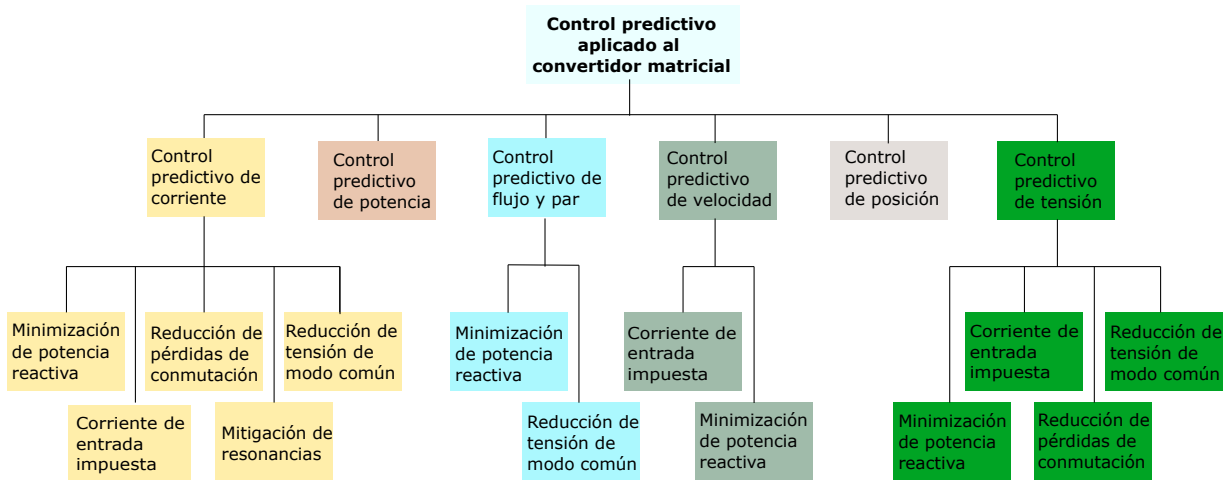


**Figura 2.14:** Clasificación de las técnicas de modulación en convertidores matriciales.

## 2.6.2. Control predictivo basado en modelo aplicado al MC

El control predictivo basado en modelo (MPC), ha sido aplicado en procesos químicos e industriales por varios años, principalmente debido a que estos son procesos complejos pero de dinámica muy lenta [95, 96]. Los dispositivos electrónicos de potencia también poseen modelos complejos pero con dinámica más rápida, sin embargo, las capacidades y velocidades de los microcontroladores han mejorado en gran medida, haciendo posible el modelado de sistemas discretos y el procesamiento de señales en el campo de los convertidores de potencia y sus aplicaciones. Todo lo anterior contribuye al desarrollo de la técnica de MPC en electrónica de potencia. Por otra parte, una de las características más atractivas de control predictivo es su procedimiento intuitivo y lógico de exponer el problema de control, lo que hace que sea fácil de comprender y fácil de implementar a nivel conceptual.

Uno de los principales elementos para implementar una estrategia de control MPC es un modelo preciso del sistema de manera a tener una predicción adecuada de la variable a controlar. El modelo depende directamente de la aplicación que se desea darle al sistema [25]. En este contexto para el caso de los convertidores de potencia, los mismos están compuestos por semiconductores que operan en solo dos estados: corte y saturación. Por lo tanto, siempre existe un



**Figura 2.15:** Técnicas de control predictivo aplicado a convertidores matriciales

número finito de posibles combinaciones de los estados de conmutación en cualquier convertidor de potencia. Esta característica simplifica en gran medida la aplicación de control predictivo, ya que, en lugar de tener un algoritmo de optimización continuo, es posible realizar la evaluación discretas de todos los estados de conmutación posibles y seleccionar la mejor combinación a utilizar de acuerdo a los objetivos de control definidos por el diseñador.

Los objetivos de control en electrónica de potencia son usualmente los de seguir referencias de corrientes, tensiones, potencia, par mecánico, flujo, etc. Estos objetivos son representados en el MPC mediante una función de costo, la cual evalúa los errores entre las referencias y los valores medidos de las variables de interés. Además, es posible agregar algunos objetivos de control adicionales como pérdida de conmutación, tensiones de modo común, frecuencia de muestreo, entre otros. Así también, operaciones no lineales, como restricciones y limitaciones pueden ser fácilmente agregadas, aumentando en gran medida la flexibilidad de la estrategia de control. En la actualidad es posible encontrar en el mercado una variedad de microprocesadores muy potentes, que realizan una gran cantidad de cálculos. Estos cálculos son tan veloces que permiten predecir el comportamiento de variables como la corriente eléctrica y la tensión en tiempo real sin un efecto notable sobre el sistema bajo control, permitiendo la aplicación del control predictivo en electrónica de potencia.

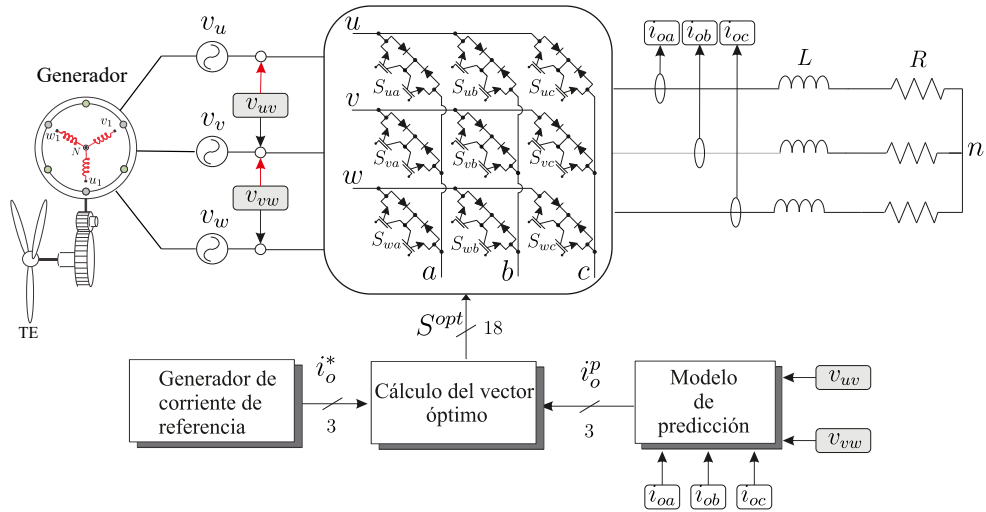
En cuanto al convertidor matricial como etapa de conversión, se han propuesto numerosas técnicas, destacando el control predictivo de corriente [64, 97] y sus diversas variaciones para mejorar características particulares como potencia reactiva de la fuente [98, 99], imposición de señal de entrada [78, 100], mitigación de resonancias en el filtro de entrada [101, 102] minimización de tensión en modo común [103–105] o minimización de pérdidas por conmutación [106, 107]. También se han implementado otras técnicas de control predictivo, tales como control de flujo y par mecánico [75, 108, 109], control de potencia [68, 110], posición [111], velocidad [112] y el control predictivo de tensión [65, 71, 72, 113, 114].

En la **Figura 2.15** se representan las diferentes técnicas que han sido encontradas durante la revisión bibliográfica hasta junio de 2020. Como se puede observar, hay seis técnicas principales basadas en la variable a controlar con la técnica, y luego algunos objetivos secundarios de la estrategia de control. Por ejemplo, en un sistema de conversión el objetivo principal es controlar la corriente de salida, pero es posible añadir otras variables a controlar como la potencia reactiva o las pérdidas de conmutación, entonces se obtiene un control predictivo de la corriente con minimización de la potencia reactiva y reducción de las pérdidas de conmutación. Seguidamente se presentan los conceptos básicos en referencia al control predictivo.

### **Principios operacionales del MPC**

El principio de operación del control predictivo se basa en la predicción del comportamiento 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 esta técnica de control a convertidores de potencia es posible separar este principio de operación en los siguientes tres pasos:

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



**Figura 2.16:** Esquema de control para un sistema de control de corriente sobre una carga aislada.

Estas etapas están presentes en todos los esquemas de control predictivo, ya que es posible modificar cada una independientemente para ajustar el esquema de control a cualquier configuración. Además, el control predictivo ha sido exitosamente implementado para el control de convertidores matriciales por lo que la técnica emerge como opción plausible a ser implementada [21, 22]. En este sentido, a fin de implementar un esquema de control predictivo en un convertidor matricial directo, el primer paso es modelar el convertidor en forma discreta. El modelo dependerá de qué variable se desea controlar.

## 2.7. Control predictivo de corriente de salida en sistemas trifásicos con un solo módulo

El sistema de conversión se muestra en la **Figura 2.16**. 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:

$$\frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt} = -\frac{R}{L}\mathbf{i}_o(t) + \frac{1}{L}(\mathbf{v}_o(t) - \mathbf{v}_{nN}(t)), \quad (2.22)$$

donde:

$$\mathbf{i}_o(t) = \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_o(t) = \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{nN}(t) = \begin{bmatrix} v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

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

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (2.24)$$

El modelo discreto se obtiene aplicando el método de Euler en la ecuación (2.22), como sigue:

$$\mathbf{i}_o(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L} (\mathbf{v}_o(k) - \mathbf{v}_{nN}(k)), \quad (2.25)$$

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 (2.7) 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, que convierte el sistema trifásico (tres componentes que calcular) a uno más sencillo de dos componentes en el plano complejo  $\alpha$ — $\beta$  de la siguiente manera [115]:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \frac{2}{3}(x_a - 0,5x_b - 0,5x_c), \\ x_\beta &= \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_b - \frac{\sqrt{3}}{2}x_c\right), \end{aligned} \quad (2.26)$$

siendo  $x_a$ ,  $x_b$  y  $x_c$  las componentes trifásicas y  $x_\alpha$  y  $x_\beta$  las componentes en las nuevas coordenadas  $\alpha$ — $\beta$ . Para definir la función de costo que logra el seguimiento de corriente, se deben determinar las componentes  $\alpha$ — $\beta$  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, pues, 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. De esta manera, la función de costo propuesta para lograr el control de corriente es entonces:

$$g = (i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p)^2 + (i_{\beta}^* - i_{\beta}^p)^2, \quad (2.27)$$

donde  $i_{\alpha}^*$  y  $i_{\beta}^*$  corresponden a las componentes  $\alpha$ — $\beta$  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:

$$v_u = \frac{2}{3} \left( v_{uv} + \frac{1}{2} v_{vw} \right), \quad v_v = \frac{2}{3} \left( v_{vw} + \frac{1}{2} v_{wu} \right), \quad (2.28)$$

$$v_w = -v_u - v_v. \quad (2.29)$$

El Algoritmo 1 resume la implementación del MPC de corriente. Esta implementación fue publicada en [116] y [117] y se incluyen en los Anexos B y C.

## 2.8. Control predictivo de corriente con minimización de potencia reactiva a la entrada en un sistema trifásico

Para formular una estrategia de minimización de potencia reactiva en la fuente, es necesario obtener un modelo de la etapa de entrada del convertidor, lo cual incluye el filtro de entrada. El modelo en tiempo continuo del filtro se ha obtenido en la sección 2.5.2. Es posible representar el modelo por la siguiente ecuación matricial:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_i(k+1) \\ \mathbf{i}_L(k+1) \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i(k) \\ \mathbf{i}_L(k) \end{bmatrix} + \Phi \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s(k) \\ \mathbf{i}_i(k) \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$



donde las matrices  $\Gamma$  y  $\Phi$  están definidas por:

$$\Gamma = e^{AT_s}, \quad \Phi = \int_0^{T_s} e^{A(T_s-\tau)} \mathbf{B} d\tau \quad (2.31)$$

Una forma sencilla de obtener el modelo discreto es utilizar el comando `c2d` del MATLAB. Una vez obtenido el modelo discreto del filtro, es posible determinar la ecuación de predicción de corrientes del inductor como sigue:

$$\mathbf{i}_L(k+1) = \Gamma_{21}\mathbf{v}_i(k) + \Gamma_{22}\mathbf{i}_L(k) + \phi_{21}\mathbf{v}_s(k) + \phi_{22}\mathbf{i}_i(k) \quad (2.32)$$

Luego, partiendo de las ecuaciones de corriente  $\mathbf{i}_L$ , es posible determinar la corriente de la fuente empleando la siguiente ecuación:

$$\mathbf{i}_s(k+1) = \mathbf{i}_L(k+1) + (\mathbf{v}_s(k+1) - \mathbf{v}_i(k+1)) \frac{1}{R_f} \quad (2.33)$$

En un intervalo de tiempo suficientemente corto (i.e.  $T_s$  suficientemente pequeño) se supone sin mucho error que  $\mathbf{v}_i(k+1) \approx \mathbf{v}_i(k)$  y  $\mathbf{v}_s(k+1) \approx \mathbf{v}_s(k)$ . Lo anterior permite obtener los valores de predicción de corriente. Una vez determinados los valores predichos para la corriente, es posible determinar la potencia reactiva, utilizando las componente en el plano  $\alpha$ - $\beta$  de las corrientes y las tensiones como se muestra en la siguiente ecuación:

$$Q(k+1) = v_{s\alpha(k+1)}i_{s\beta(k+1)} - v_{s\beta(k+1)}i_{s\alpha(k+1)}, \quad (2.34)$$

La función de costo propuesta para minimizar la potencia reactiva en al fuente es la siguiente:

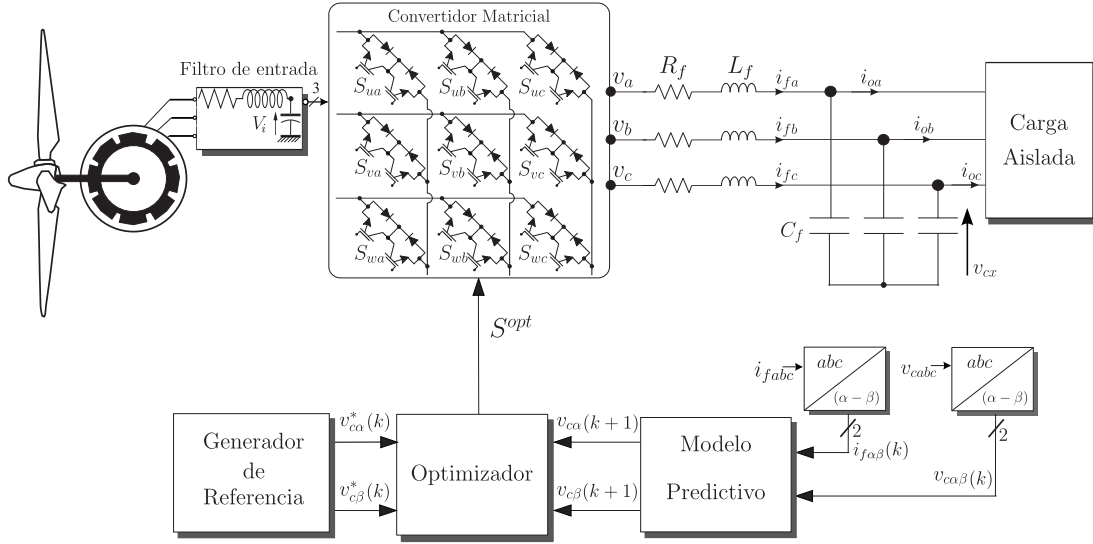
$$g_2 = Q_s^2(k+1). \quad (2.35)$$

Finalmente, para proporcionar un control de corriente con minimización de potencia reactiva, la función de costo propuesta consiste en un combinación ponderada de las funciones de costo de las ecuaciones (2.27) y (2.35). La función propuesta es la siguiente:

$$g = \lambda_1 g_1 + \lambda_2 g_2. \quad (2.36)$$

## 2.9. Control predictivo de tensión de salida para un sistema trifásico

El control de tensión 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) [118, 119]. Sin embargo, también existen aplicaciones de este tipo de control en sistemas de generación trabajando en modo interconectado, como se mostrará más adelante. En esta sección se presentan los principios operativos y desempeño de una estrategia de control predictivo de tensión para convertidores matriciales. Las microredes basadas en energía renovable, los sistemas autónomos y los sistemas de alimentación ininterrumpidos, son sistemas muy sensibles que deben tener niveles de tensión de salida con características de alta calidad, como una baja distorsión armónica total (THD) y respuesta dinámica rápida, principalmente si operan en modo aislado [120, 121]. Como se mencionó en los apartados anteriores, el control MPC se ha convertido recientemente en una técnica de control bien establecida, principalmente debido a su rápida respuesta dinámica, simplicidad conceptual y la capacidad de incluir restricciones en el diseño del controlador [11, 122]. En este apartado se realiza un estudio del MPC aplicado a un MC con un filtro de salida LC conectado a una carga aislada de la red eléctrica, para obtener tensiones de salida puramente sinusoidales que cumplan con los requisitos de la norma IEC-62040-3 [123, 124]. El esquema de control predictivo de tensión propuesto se presenta por medio de la **Figura 2.17** y consiste en un esquema de conversión AC-AC de tres fases utilizando en la etapa de potencia un DMC para alimentar una carga aislada.



**Figura 2.17:** Esquema de control MPC de tensión propuesto, aplicado al sistema eólico.

La **Figura 2.17** muestra al filtro de salida  $LC$  del MC conectado a una carga para una micro-red funcionando en modo aislado. Aplicando las *leyes de tensiones y de corrientes de Kirchhoff* al esquema de la figura, la dinámica del sistema en el dominio del tiempo, puede ser expresada de la siguiente manera:

$$v_x - v_{cx} - R_f i_{fx} = L_f \frac{di_{fx}}{dt}, \quad (2.37)$$

$$i_{fx} - C_f \frac{dv_{cx}}{dt} = i_{ox}. \quad (2.38)$$

donde  $v_x$  es la tensión de salida del MC,  $v_{cx}$  es la tensión 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 [125] a la ecuación (2.37) se tiene:

$$v_{cx}(k+1) = v_{cx}(k) + \frac{T_s}{C_f} \cdot i_{fx}(k) - \frac{T_s}{C_f} \cdot i_{ox}(k), \quad (2.39)$$

Por otro lado, las ecuaciones (2.37) y (2.38) pueden ser reescritas utilizando la representación

en el espacio de estados de la siguiente manera:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad (2.40)$$

donde:

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

$$u = \begin{bmatrix} v_x \\ i_o \end{bmatrix} \text{ y } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

el modelo en tiempo discreto para la ecuación (2.40) es el siguiente:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k), \quad (2.42)$$

donde  $A_d$  y  $B_d$  tienen la siguiente forma:

$$A_d = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

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

$$v_{cx}(k) = [0 \ 1]x(k). \quad (2.44)$$

Combinando las ecuaciones (2.41) - (2.43) se tiene:

$$v_{cx}(k+1) = A_{21}i_{fx}(k) + A_{22}v_{cx}(k) + B_{21}v_x(k) + B_{22}i_{ox}(k), \quad (2.45)$$

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 tensión en modo aislado, que será detallada en las siguientes secciones. En el proceso de control,  $v_{cx}$  e  $i_{fx}$  son medidos e  $i_{ox}$  deberá ser estimada. La ecuación (2.45) 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 [125] a la ecuación (2.34), la misma se puede reescribir de la siguiente manera:

$$i_{ox}(k) = i_{fx}(k) - \frac{C}{T_s} [v_{cx}(k) - v_{cx}(k-1)]. \quad (2.46)$$

Para simplificar el análisis, se utiliza la transformación en el marco de referencia estacionario ( $\alpha-\beta$ ) [126]. Entonces, las ecuaciones (2.45) y (2.46) pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$v_{c\alpha}(k+1) = A_{21}i_{f\alpha}(k) + A_{22}v_{c\alpha}(k) + B_{21}v_{\alpha}(k) + B_{22}i_{o\alpha}(k), \quad (2.47)$$

$$v_{c\beta}(k+1) = A_{21}i_{f\beta}(k) + A_{22}v_{c\beta}(k) + B_{21}v_{\beta}(k) + B_{22}i_{o\beta}(k), \quad (2.48)$$

$$i_{o\alpha}(k) = i_{f\alpha}(k) - \frac{C}{T_s} [v_{c\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k-1)], \quad (2.49)$$

$$i_{o\beta}(k) = i_{f\beta}(k) - \frac{C}{T_s} [v_{c\beta}(k) - v_{c\beta}(k-1)], \quad (2.50)$$

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

$$g(k+1) = \|ev_{c\alpha}(k+1)\|^2 + \|ev_{c\beta}(k+1)\|^2 \quad (2.51)$$

donde

$$\|ev_{c\alpha}(k+1)\| = \|v_{c\alpha}^*(k+1) - v_{c\alpha}(k+1)\|,$$

$$\|ev_{c\beta}(k+1)\| = \|v_{c\beta}^*(k+1) - v_{c\beta}(k+1)\|,$$

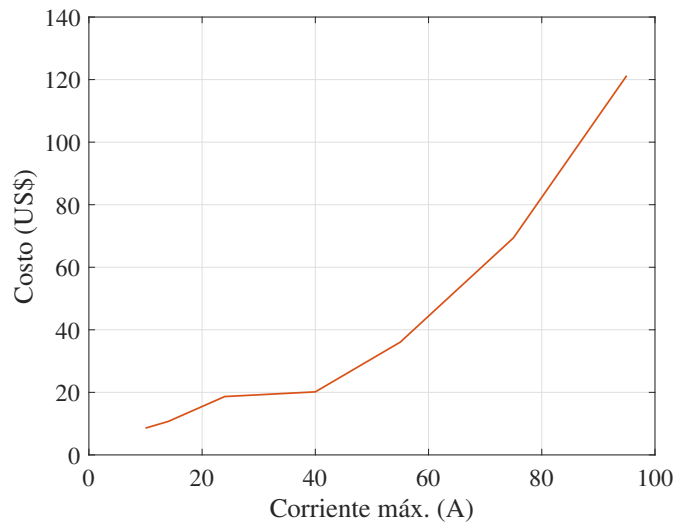
$\| \cdot \|$  representa la magnitud del vector,  $v_{c\alpha}^*(k+1)$  y  $v_{c\beta}^*(k+1)$  son vectores que contienen la referencia y la predicción de tensiones en el plano ( $\alpha - \beta$ ), respectivamente. El proceso de optimización comienza con la medición de los valores de las tensiones sobre los capacitores de

salida  $v_{cx}(k)$  y los valores de las corrientes del filtro  $i_{fx}(k)$ , mencionados en la ecuación (2.45), en cada una de las fases  $x = a, b, c$ . Posteriormente, se calcula o se estima  $i_{ox}(k)$  utilizando la ecuación (2.46). Después,  $v_c(k+1)$  se calcula utilizando los 27 valores posibles de tensiones para el instante de muestra  $(k+1)$ , donde cada uno de estos genera un estado de conmutación específico. Los valores de tensión son utilizados en la función de costo o en el bloque de optimización, donde se genera el estado de conmutación que genera el valor de la tensión óptima y finalmente se aplica al MC durante la muestra  $(k+1)$ .

## 2.10. Generadores multifásicos

Finalmente, es importante incluir algunos comentarios sobre el elemento principal de la etapa de generación, consistente en el generador hexafásico. Las máquinas multifásicas son aquellas con más de 3 fases, que comparadas con su contraparte trifásica, proporcionan una mayor tolerancia a fallas debido a la mayor redundancia ofrecida al aumentar el número de fases [127]. Así también, la distribución de potencia entre un mayor número de fases constituye una ventaja para aplicaciones de potencia media a alta, ya que la potencia a través de cada fase se reduce para una potencia nominal constante y en consecuencia, el dimensionamiento de la electrónica de potencia se reduce y con ello los costos subyacentes.

En este contexto, se realizó un estudio de los costos de semiconductores (Sic-Mosfet de 1200 V) del fabricante rohm y vendidos por la empresa Digi-Key de manera a conocer la ventaja de conversión de un sistema trifásico a hexafásico respecto a los dispositivos semiconductores requeridos en la etapa de potencia. En este estudio se observó que el costo de un dispositivo de 55 A (i.e SCT3040KLHR) es de 36.05 US\$, mientras que un dispositivo de 95 A (i.e SCT3022KLHR) tiene un costo de 121.25 US\$. De esta manera si se cuenta con un sistema trifásico que requiere 95 A por fase (i.e. un total de 285 A totales), el costo de los semiconductores sería de 363,75 US\$. Si se convierte el sistema a uno hexafásico equivalente, se requeriría de 6 dispositivos de 55 A para manejar la misma carga (i.e se permitirían 330 A en total que es mayor



**Figura 2.18:** Costo de dispositivos semiconductores Sic-Mosfet en función a la corriente máxima soportada

a los 285 A requeridos). Entonces el costo total sería de 216,3 US\$. Resultando la diferencia en los costos de semiconductores de 147,45 US\$.

La **Figura 2.18** muestra la curva de precios de semiconductores Sic-Mosfet en función a la corriente máxima que pueden manejar con la misma tensión máxima soportada (i.e. 1200 V). En esta grafica es posible apreciar que para corrientes altas la curva se vuelve exponencial lo cual significa que a estos valores una reducción en la corriente es importante en términos de reducción de costos. Esta gráfica fue obtenida a partir de los datos del fabricante Rohm y los precios del vendedor Digikey en enero del 2021.

Además de esto, la reducción de corriente a través de cada fase evita la necesidad de técnicas de paralelización para los interruptores y permite aplicar una frecuencia de conmutación más elevada. Esto reduce aún más el tamaño de los componentes magnéticos y reduce los requisitos de filtrado que conducen a un aumento de la densidad de potencia del sistema de conversión [128]. Como la relación de costos con la capacidad de manejo de flujo de potencia no es lineal, en algunas aplicaciones la reducción de corriente a la mitad resulta en un importante decremento de los costos de implementación.

Por todo lo mencionado anteriormente las máquinas multifásicas han captado el interés de

los investigadores. Por su parte, algunas de las compañías más emblemáticas del sector industrial están utilizando sistemas multifásicos en sus desarrollos. El elevador de Hyundai denominado “*THE EL*” por ejemplo, posee un motor síncrono de imanes permanentes de nueve fases. La etapa de potencia de este equipo consiste en tres convertidores trifásicos B2B en paralelo. Gamesa por su parte ha incluido máquinas de doce fases en sus turbinas eólicas para aplicaciones costa adentro como costa fuera. El sistema consta de un generador síncrono de imanes permanentes de doce fases y utiliza cuatro convertidores de dos niveles B2B en paralelo [129, 130]. En el presente trabajo de tesis doctoral se consideran los sistemas de generación hexafásicos como etapa de entrada del sistema de generación y se proponen distintos esquemas de conversión para aplicaciones en este tipo particular de máquina multifásica.

## **2.11. Sumario del capítulo**

En el presente capítulo se han expuesto los conceptos teóricos y las consideraciones prácticas a ser tenidas en cuenta en la implementación de un sistema de conversión que integra convertidores matriciales directos. Esta topología ofrece interesantes características utilizando nueve interruptores bidireccionales construidos normalmente con dispositivos de potencia convencionales disponibles en el mercado. Por otro lado, una implementación requiere del diseño de esquemas de protección robustos y estrategias de conmutación adecuadas, para lo cual se ha presentado el circuito de protección clamp, para finalmente proponer un esquema de conmutación suave aplicado al MC. Entre las principales ventajas de estos convertidores en aplicaciones de GD es posible mencionar principalmente la ausencia del enlace DC, en procesos de conversión AC-DC como paso intermedio para finalmente aplicar una conversión DC-AC. De esta manera resulta posible conectar directamente la carga con la fuente de generación, característica particularmente útil en aplicaciones de GD donde se requiere de elevada potencia.

El capítulo presentó una revisión sistemática sobre el estado del arte del convertidor matricial directo, poniendo especial atención a su estructura topológica, elementos constitutivos y



restricciones de operación, de manera a ser utilizados como criterios para el abordaje del diseño del convertidor matricial construido a fin de validar experimentalmente los principales aportes. En el siguiente capítulo se presenta la metodología y la descripción de cada una de las propuestas que se han diseñado en el marco de la tesis doctoral desde sus inicios en el año 2016, fecha desde la cual se han logrado 30 publicaciones científicas en el área de electrónica de potencia y control predictivo de las cuales 12 son resultados directos del desarrollo de la tesis doctoral.

## Capítulo 3

### Metodología

En este capítulo se describe el marco metodológico seguido para diseñar, analizar y validar las distintas técnicas de control predictivo propuestas en el desarrollo de la tesis doctoral. Se presentan las herramientas utilizadas para las pruebas de desempeño así como los parámetros de eficiencia utilizados como figuras de mérito para validar.

#### 3.1. Materiales y métodos

La metodología adoptada en el desarrollo de la presente tesis está basada en el procedimiento generalmente aplicado en el desarrollo de investigaciones en el área de electrónica. Este consiste en presentar la base teórica que soporta cada propuesta, la descripción del esquema de interconexión de los distintos bloques involucrados con una breve reseña de sus funciones y la interacción entre los mismos, como primer paso. Seguidamente se utiliza el esquema propuesto para diseñar un entorno de simulación en la plataforma MATLAB/simulink para validar el funcionamiento del sistema, analizar su comportamiento y desempeño en términos de seguimiento de la variable controlada y calidad de las variables para verificar que las mismas se ajusten a los estándares internacionales para las aplicaciones definidas. Finalmente las principales propuestas son implementadas experimentalmente en una plataforma específicamente diseñada para dicho propósito. Como figura de mérito del seguimiento se utiliza el error cuadrático medio (MSE, por sus siglas en inglés) entre el valor de la variable de referencia y el valor de la variable controlada definido por la ecuación (3.1) como sigue:

$$\text{MSE}(X) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (X - X^*)^2. \quad (3.1)$$

En cuanto a la calidad de la señal, se recurre a la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés) dada por la ecuación (3.2) de la siguiente manera:

$$\text{THD}(X) = \sqrt{\frac{1}{X_1^2} \sum_{i=2}^N X_i^2} \quad (3.2)$$

donde  $N$  es el número de muestras,  $X_1$  corresponde al valor eficaz de la fundamental de la señal y  $X_i$  el valor eficaz para cada armónico que compone la señal  $X$ .

Además de los parámetros mencionados, otros que son particulares para cada caso serán definidos en el contexto de su utilización en cada sección.

Se presentarán todas las propuestas desarrolladas en el marco de la tesis doctoral desde los más básicos hasta llegar a la propuesta final de sistema interconectado a la red.

### **3.2. Convertidor matricial multimodular aplicado a sistemas de generación hexafásicos**

Teniendo en cuenta los conceptos presentados en las secciones anteriores, la presente tesis de doctorado se basa en el estudio de nuevas técnicas de control predictivo basado en modelo aplicados a una topología multimodular de convertidores matriciales directos como etapa de conversión de energía de un sistemas de generación hexafásico. Como se ha mencionado, los sistemas de generación multifásica han sido abordados de manera muy activa por los investigadores en los últimos años [7, 8]. Entre todas las opciones, los bobinados que implican múltiples sistemas trifásicos interconectados entre sí son muy convenientes para la mencionada aplicación [131]. La posibilidad de dividir la corriente entre un mayor número de fases permitiendo reducir los valores nominales de potencia máxima de los convertidores es una de las mayores razones de elegir topologías multifásicas para sistemas de generación [7, 132, 133]. Esto permite reducir tanto la dimensión de los cables como los semiconductores en cada fase lo que finalmente reduce los costos de implementación. Más aún, esta configuración garantiza que el generador funcione continuamente incluso en presencia de fallas en alguna fase o el inversor. Por ello, el uso de drivers multifásicos modulares posibilita un incremento de la disponibilidad de energía, el tiempo de trabajo y consecuentemente la generación anual del sistema reduciendo los costos de mantenimiento. En el ámbito de los generadores multifásicos, los generadores de seis fases

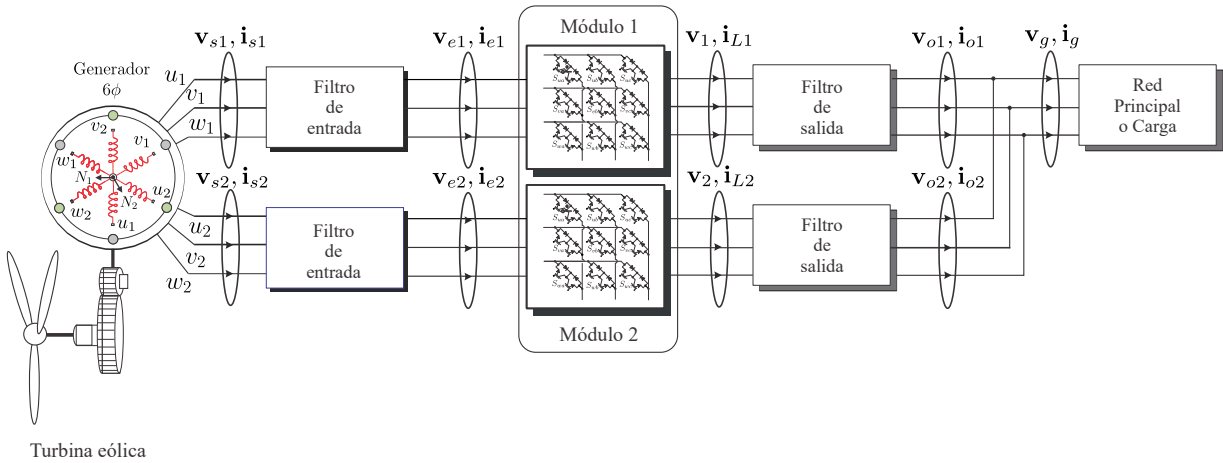
(i.e. generadores hexafásicos) con dos conjuntos de bobinados trifásicos en el estator desplazados eléctricamente  $30^\circ$  o  $60^\circ$  y puntos neutros aislados constituye probablemente la topología más ampliamente discutida con convertidores B2B de rango completo para interconexión del sistema a la red [8, 134, 135].

La principal contribución de la presente tesis doctoral está enfocada en la propuesta de nuevos algoritmos de control predictivo basado en modelo para el control de la corriente, tensión y potencia en un esquema de conversión de energía basado en convertidores matriciales multimodulares para sistemas de generación de energía de seis fases.

### **3.3. El convertidor matricial multimodular**

Al momento de utilizar máquinas multifásicas en aplicaciones energéticas, en general se ha propuesto la utilización de esquemas B2B trifásicos en paralelo [129, 130] o convertidores matriciales  $m \times n$  de cinco a tres fases [75–77], siete a tres [78] y nueve a tres fases [79] y por supuesto también convertidores matriciales directos de seis a tres fases [136]. En este contexto, el convertidor matricial multimodular (MMC) constituye una propuesta alternativa a los convertidores  $m \times n$  pero utilizando módulos trifásicos conectados en paralelo para conectar la entrada hexafásica con la salida trifásica como se muestra en la **Figura 3.1**. En esta propuesta se consideran filtros tanto de entrada como de salida para interconectar las etapas, protegiendo cada una de ellas de los transitorios que se generen en las otras y permitiendo implementar técnicas de control basadas en MPC. Como podrá apreciarse en los apartados siguientes, esta configuración proporciona la ventaja de la interacción de los módulos mejorando la respuesta en términos del error en estado estacionario y actuar ante fallas haciendo que un módulo ayude a lograr los objetivos de control cuando el otro presente alguna falla.

Seguidamente se describe la etapa de potencia del convertidor matricial multimodular.



**Figura 3.1:** Esquema general de la aplicación del MMC como etapa de potencia en sistemas de generación eólicos hexafásicos

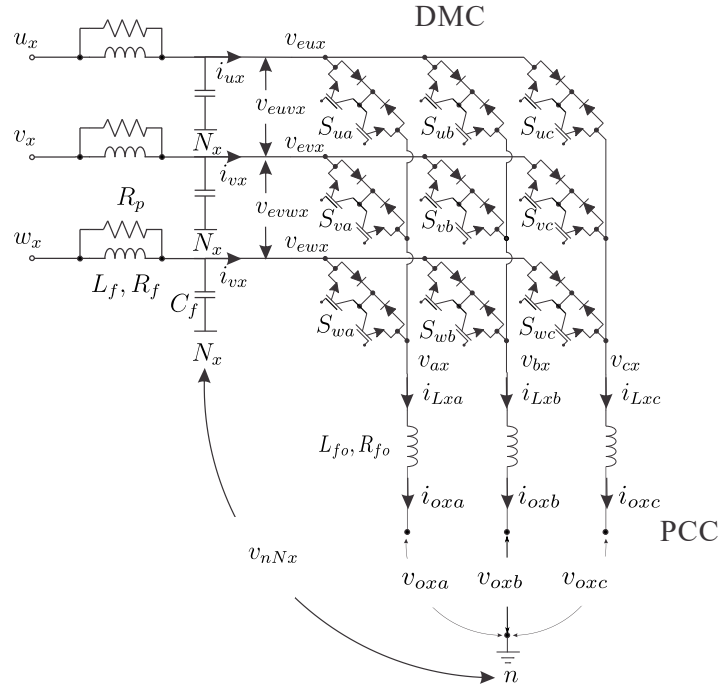
### 3.3.1. Etapa de potencia del convertidor matricial multimodular

Como es posible apreciar en la **Figura 3.1**, este convertidor consiste en dos módulos DMC cuyas salidas están conectadas en paralelo a través de unos filtros de salida, que dependiendo de los requerimientos de la aplicación pueden ser del tipo inductivo (L) o inductivo capacitivo (LC). El filtro de entrada generalmente es del tipo LC, pero para adicionar cierto amortiguamiento en la frecuencia de resonancia se propone además incluir una resistencia en paralelo al inductor del filtro.

Los respectivos esquemas para cada módulo individual se muestran en la **Figura 3.2** y en la **Figura 3.3**, en las cuales la diferencia es el filtro en la salida del módulo. El subíndice  $x \in 1, 2$  indica el correspondiente módulo de la topología. Además en estas topologías se ha incorporando el filtro de entrada para proteger a la fuente del ruido de conmutación que se genera en la etapa de conversión. La función de conmutación para un interruptor es:

$$S_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ abierto} \\ 1, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ cerrado} \end{cases}, \quad (3.3)$$

donde  $i \in \{u, v, w\}$  indica la entrada correspondiente y  $j \in \{a, b, c\}$  la salida. Dadas las restric-



**Figura 3.2:** Etapa de potencia de un módulo con filtro inductivo

ciones de operación del DMC dadas por la ecuación siguiente:

$$S_{ui} + S_{vi} + S_{wi} = 1, \quad \forall i \in \{a, b, c\}. \quad (3.4)$$

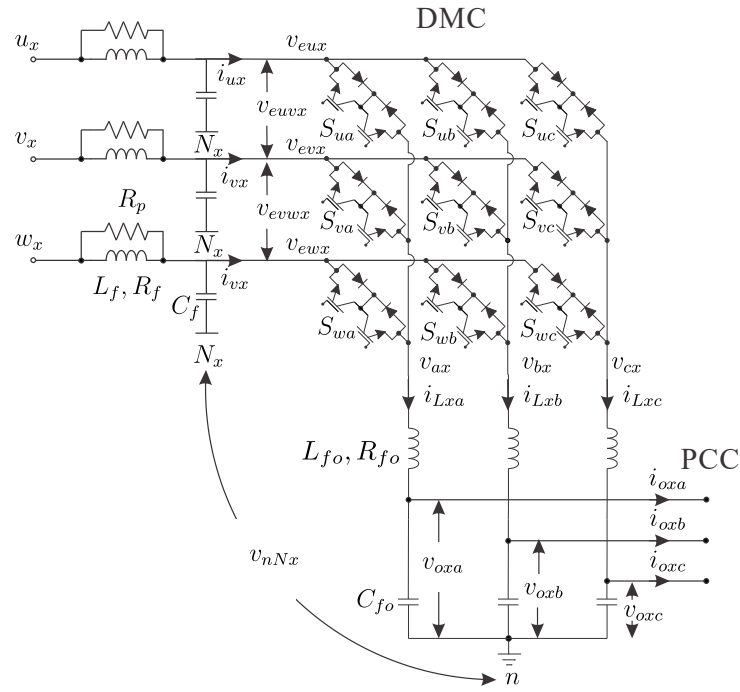
cada módulo presenta 27 estados válidos lo cual genera 729 combinaciones posibles considerando ambos módulos.

Para cada módulo DMC la relación entre las tensiones de entrada y salida está dada por:

$$\mathbf{v}_x = \mathbf{S} \mathbf{v}_{ex} \quad (3.5)$$

siendo

$$\mathbf{v}_x = \begin{bmatrix} v_{ax}(t) \\ v_{bx}(t) \\ v_{cx}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{ex} = \begin{bmatrix} v_{eux}(t) \\ v_{evx}(t) \\ v_{ewx}(t) \end{bmatrix} \quad y \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix}$$



**Figura 3.3:** Etapa de potencia de un módulo con filtro LC

Y la relación entre las corrientes de entrada y salida está dada a su vez por:

$$\mathbf{i}_{ex} = \mathbf{S}^T \mathbf{i}_{Lx}. \quad (3.6)$$

donde

$$\mathbf{i}_{ex} = \begin{bmatrix} i_{ux}(t) \\ i_{vx}(t) \\ i_{wx}(t) \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{i}_{Lx} = \begin{bmatrix} i_{Lxa}(t) \\ i_{Lxb}(t) \\ i_{Lxc}(t) \end{bmatrix}$$

Además se debe tener en cuenta que para calcular las tensiones efectivas aplicadas en cada fase sobre la carga a la que se conecte el filtro de salida (i.e. desde  $a$ ,  $b$  y  $c$  respecto a  $n$ ), la tensión de modo común  $v_{nNx}$  debe ser sustraída de la ecuación (3.5). La “*Ley de corrientes de Kirchoff*” permite determinar  $v_{nN}$  como sigue:

$$v_{nNx} = \frac{v_{aNx} + v_{bNx} + v_{cNx}}{3} \quad (3.7)$$

Entonces, la tensión efectiva a la salida de cada módulo en referencia al punto neutro de la carga es:

$$\begin{aligned}
 v_{anx} &= v_{aNx} - v_{nNx} \\
 v_{bnx} &= v_{bNx} - v_{nNx} \\
 v_{cnx} &= v_{cNx} - v_{nNx}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

### 3.3.2. Modelo del filtro de entrada

Como se mencionó anteriormente, el filtro de entrada consiste en una combinación RLC siendo  $L_f$  la inductancia del filtro y  $R_f$  la resistencia de fuga de la inductancia,  $C_f$  es la capacitancia de entrada y  $R_p$  es la resistencia en paralelo al inductor para el respectivo amortiguamiento en la frecuencia de resonancia y se supone es mucho mayor a  $R_f$  de tal manera a que la mayor parte de la corriente pase por el inductor y se disminuyan las pérdidas resistivas. Esto también permite a su vez aproximar los valores de  $\mathbf{i}_s$  a la corriente que circula por el inductor simplificando el modelo del sistema.

A partir de estas premisas es posible obtener un modelo matemático del filtro de entrada en forma vectorial, definiendo:

$$\mathbf{v}_{sx} = \begin{bmatrix} u_x(t) \\ v_x(t) \\ w_x(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{sx} = \begin{bmatrix} i_{ux}(t) \\ i_{vx}(t) \\ i_{wx}(t) \end{bmatrix}, \tag{3.9}$$

de esta manera las ecuaciones que definen la dinámica del sistema en tiempo continuo son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\mathbf{v}_{ex}}{dt} &= -\frac{1}{R_p C_f} \mathbf{v}_{ex} + \frac{1}{C_f} \mathbf{i}_{sx} + \frac{1}{R_p C_f} \mathbf{v}_{sx} - \frac{1}{C_f} \mathbf{i}_{ex} \\
 \frac{d\mathbf{i}_{sx}}{dt} &= -\frac{1}{L_f} \mathbf{v}_{ex} - \frac{R_f}{L_f} \mathbf{i}_{sx} + \frac{1}{L_f} \mathbf{v}_{sx}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$



definiendo las variables de estado como la tensión  $\mathbf{v}_{ix}$  y las corrientes  $\mathbf{i}_{sx}$  es posible obtener la representación en el espacio de estados que describe la dinámica del sistema en tiempo continuo de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\mathbf{v}_{ex}}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_{sx}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_p C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ex} \\ \mathbf{i}_{sx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_p C_f} & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sx} \\ \mathbf{i}_{ex} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

### 3.3.3. Modelo del filtro de salida

Como se ha mencionado anteriormente, se considerarán dos topologías para el filtro de salida, el primer modelo es el que se presenta en la **Figura 3.2**, que consiste en una inductancia  $L_{fo}$  y su correspondiente resistencia de fuga  $R_{fo}$ .

En este caso la dinámica del filtro es descrita por la ecuación diferencial de primer orden siguiente:

$$L_{fo} \frac{d\mathbf{i}_{Lx}}{dt} = \mathbf{v}_x - \mathbf{v}_{ox} - R_{fo} \mathbf{i}_{Lx}. \quad (3.12)$$

En este caso la tensión de salida del sistema es  $\mathbf{v}_{ox}$  y la corriente de salida  $\mathbf{i}_{ox}$  es la misma que la corriente  $\mathbf{i}_{Lx}$  por lo que para la corriente de salida se verifica la siguiente ecuación:

$$\frac{d\mathbf{i}_{ox}}{dt} = \frac{1}{L_{fo}} \mathbf{v}_x - \frac{1}{L_{fo}} \mathbf{v}_{ox} - \frac{R_{fo}}{L_{fo}} \mathbf{i}_{ox}. \quad (3.13)$$

El esquema de la **Figura 3.3** se diferencia del anterior por incluir un capacitor en la salida, lo cual eleva el orden del sistema en un grado. La segunda ecuación de estado se obtiene como sigue:

$$C_{fo} \frac{d\mathbf{v}_{ox}}{dt} = \mathbf{i}_{Lx} - \mathbf{i}_{ox}. \quad (3.14)$$

De esta manera y basado en las ecuaciones (3.12) y (3.14) es posible obtener la representación en el espacio de estados del filtro de salida LC como sigue:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\mathbf{i}_{Lx}}{dt} \\ \frac{d\mathbf{v}_{ox}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{fo}}{L_{fo}} & -\frac{1}{L_{fo}} \\ \frac{1}{C_{fo}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{Lx} \\ \mathbf{v}_{ox} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fo}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{fo}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_x \\ \mathbf{i}_{ox} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

La ecuación (3.15) define el modelo continuo del filtro de salida considerando como variables de estado la tensión de salida  $v_{ox}$  y la corriente suministrada a la carga o a la red, dependiendo de la aplicación  $i_{ox}$ . A partir de las ecuaciones anteriores es posible determinar al modelo discreto del sistema de conversión, el cual será utilizado para predecir el comportamiento del sistema e implementar la técnica de control propuesta.

### 3.3.4. Modelo discreto del sistema

El modelo discreto del un sistema definido en el espacio de estados como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (3.16)$$

está dado por:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k), \quad (3.17)$$

siendo

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s}, \quad \mathbf{B}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(T_s-\tau)} \mathbf{B} d\tau,$$

y  $T_s$  corresponde al tiempo de muestreo.

Aplicando las ecuaciones anteriores es posible obtener el modelo discreto para los sistemas descritos en los párrafos anteriores y por ende las ecuaciones de predicción de las variables de estado. De este modo, el modelo de predicción para el filtro de entrada correspondiente a la discretización de la ecuación (3.11) queda definido como:

$$\mathbf{v}_{ex}(k+1) = a_{e11}\mathbf{v}_{ex}(k) + a_{e12}\mathbf{i}_{sx}(k) + b_{e11}\mathbf{v}_{sx}(k) + b_{e12}\mathbf{i}_{ex}(k), \quad (3.18)$$

$$\mathbf{i}_{sx}(k+1) = a_{e21}\mathbf{v}_{ex}(k) + a_{e22}\mathbf{i}_{sx}(k) + b_{21}v_{sx}(k) + b_{22}\mathbf{i}_{ex}(k), \quad (3.19)$$

Para obtener los valores de los coeficientes del modelo discreto se utiliza la herramienta MatLAB mediante el comando `c2d` determinándose así los valores de los coeficientes para cualquier valor requerido de los parámetros del esquema.

Para obtener el modelo de predicción de la salida de la etapa de conversión, es necesario modelar el filtro de salida del sistema. En el caso de la topología de la **Figura 3.2** debe considerarse la ecuación (3.13), la cual es una ecuación de primer orden donde es posible aplicar la transformación de Euler hacia atrás para la respectiva discretización. De este modo el modelo de predicción para la mencionada topología es el siguiente:

$$\mathbf{i}_{ox}(k+1) = \left(1 - \frac{R_{fo}T_s}{L_{fo}}\right)\mathbf{i}_{ox}(k) + \frac{T_s}{L_{fo}}(\mathbf{v}_x(k) - \mathbf{v}_{ox}(k)), \quad (3.20)$$

donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo utilizado,  $R_{fo}$  es la resistencia del filtro y  $L_{fo}$  la inductancia.

Por su parte, el modelo del filtro LC puede ser obtenido de manera análoga a como se procedió para el filtro de entrada pero basados en el modelo de la ecuación (3.14) resultando la ecuación de predicción siguiente:

$$i_{Lx}(k+1) = a_{o11}i_{Lx}(k) + a_{o12}v_{ox}(k) + b_{o11}v_x(k) + b_{o12}i_{ox}(k), \quad (3.21)$$

$$v_{ox}(k+1) = a_{o21}i_{Lx}(k) + a_{o22}v_{ox}(k) + b_{o21}v_x(k) + b_{o22}i_g(k), \quad (3.22)$$

En todos los casos anteriores,  $k$  denota el instante actual y  $k+1$  el siguiente un tiempo de muestreo después. A partir de las ecuaciones precedentes es posible predecir los valores de las corrientes y tensiones, tanto en la entrada como en la salida de cada módulo y por ende, el del esquema de conversión combinado de los mismos. Una vez que se cuenta con el modelo de predicción del convertidor, en la siguiente sección de muestran las distintas aportaciones logradas en el marco de la tesis doctoral basados en esta topología de conversión.

### 3.4. Control predictivo de corriente usando convertidores matriciales multimodulares para sistemas de generación hexafásicos

El control de corriente inyectada es el principal objetivo de control cuando se hace referencia a sistemas interconectados a la red. También en ocasiones es deseado el controlar la corriente suministrada a una carga (e.g. un motor). En este contexto, la primera propuesta que se presenta, consiste en la implementación de un esquema basado en control predictivo para controlar la corriente suministrada a la red o a una carga aislada  $\mathbf{i}_g$  con base en el esquema general mostrado en la **Figura 3.1**. Es importante recordar los principios básicos del control predictivo basado en modelo, proceso el cual se resume en los siguientes puntos [137]:

- Emplear un modelo discretizado válido del sistema para la predicción del comportamiento de las variables hasta un horizonte predefinido.
- Definición de una función de costo basada en el control deseado.
- Determinación de la actuación óptima entre las opciones disponibles basada en la minimización de la función de costo.

Dados los principios operativos arriba mencionados, se propone el esquema de control de la **Figura 3.4**. Esta propuesta consiste en la implementación de una técnica de control predictivo de corriente (PCC por sus siglas en inglés) suministrada por un generador hexafásico a la red o a una carga. La técnica PCC se basa en el modelo del sistema descrito en la ecuación (3.20) para predecir el comportamiento futuro de las corrientes suministradas por cada módulo independiente. A fin de reducir el número de cálculos necesarios para predecir el comportamiento de las variables trifásicas, se utiliza la representación de las mismas en el plano  $\alpha - \beta$  según la relación mostrada en la ecuación (2.26). De este modo, en la ecuación (3.20),  $\mathbf{v}_j(k)$  es calculado para cada combinación válida de estado de los interruptores (i.e. 27 opciones) para predecir el comportamiento futuro de la corriente  $\mathbf{i}_{ox}$  y evaluar una función de costo para seleccionar la solución óptima, la cual consiste en aquella que minimice la función de costo.

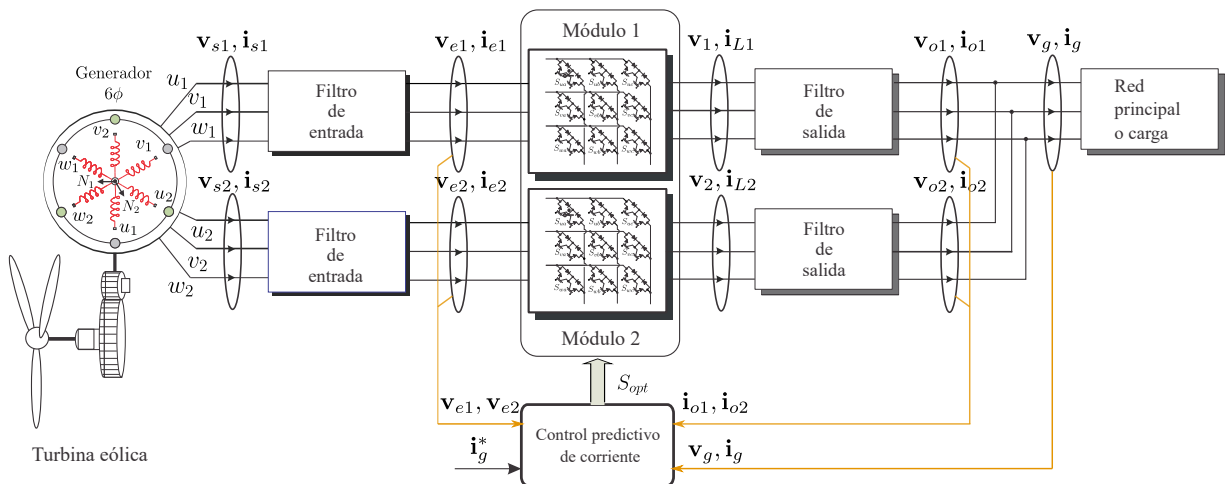
En este caso, el criterio de control es el de suministrar una corriente deseada a partir del generador hexafásico (SpWEG por sus siglas en inglés). Considerando lo anterior, la propuesta consiste en controlar la corriente de cada módulo de manera independiente de tal manera que las mismas estén en fase en el punto de conexión común (PCC) y la corriente suministrada resultante sea la suma de la contribución de cada módulo. Para ello la corriente de referencia para un módulo debe ser la mitad de la corriente deseada de la siguiente forma:

$$i_{ox}^* = \frac{i_g^*}{2}, \quad (3.23)$$

siendo  $\mathbf{i}_g$  la corriente total suministrada y  $i_{ox}^*$  la corriente de referencia para cada módulo. La principal diferencia entre un sistema interconectado a la red y uno que alimenta una carga aislada consiste justamente en la generación de la corriente de referencia. En el caso de sistemas interconectados se calcula una corriente que genera una tensión en fase con la red para poder conectarse al PCC a partir de un esquema de amarre de fase (PLL por sus siglas en inglés). En el caso de una carga aislada dependerá de que tipo de carga y el valor que se requiera para lograr determinados objetivos de comportamiento de la misma.

Utilizando (2.26) es posible calcular las corrientes en el sub-espacio  $(\alpha - \beta)$ . Luego, el error predicho es determinado para cada estado válido de los convertidores. Para cada uno de ellos, la función de costo es evaluada. Esta función de costo ( $g$ ) proporciona al control predictivo la capacidad de incorporar diferentes objetivos y típicamente la misma es definida como una medición cuadrática del error predicho. En este caso, la función de costo para lograr el objetivo trazado es la siguiente:

$$\begin{aligned} g &= g_1 + g_2, \\ g_1 &= (\mathbf{i}_{o1\alpha}^* - \mathbf{i}_{o1\alpha})^2 + (\mathbf{i}_{o\beta1}^* - \mathbf{i}_{o\beta1})^2, \\ g_2 &= (\mathbf{i}_{o\alpha2}^* - \mathbf{i}_{o\alpha2})^2 + (\mathbf{i}_{o\beta2}^* - \mathbf{i}_{o\beta2})^2. \end{aligned} \quad (3.24)$$



**Figura 3.4:** Esquema propuesto para el control de corriente suministrada

A partir de la evaluación de todos los vectores posibles, el algoritmo selecciona la combinación óptima a ser aplicada en el siguiente tiempo de muestreo.

Tanto los resultados como el análisis dinámico de la técnicas se presentan en el capítulo siguiente. Finalmente en referencia a esta técnica, el **Algoritmo 1** describe la implementación del control predictivo de corriente desacoplado para un convertidor matricial multimodular.

---

**Algoritmo 1** Control predictivo desacoplado

---

1. Inicializar  $g_1^{opt} := \infty, g_2^{opt} := \infty$
  2. Medir  $v_{i1}, v_{i2}, i_{o1}, i_{o2}, v_g$
  3. **Desde**  $j=1$  **hasta** 27
  4.   Calcular  $v_1$  y  $v_2$  usando  $S_j$  (ec. 3.5)
  5.   Calcular las predicciones de  $i_{o1}^{k+1}$  y  $i_{o2}^{k+1}$  utilizando la ec. (3.20)
  6.   Calcular las funciones de costo  $g_1$  y  $g_2$  (ec. 3.24)
  7.   **Si**  $g_1 < g_1^{opt}$  **entonces**
  8.      $g_1^{opt} \leftarrow g_1, S_1^{opt} \leftarrow S_j,$
  9.   **Fin Si**
  10.   **Si**  $g_2 < g_2^{opt}$  **entonces**
  11.      $g_2^{opt} \leftarrow g_2, S_2^{opt} \leftarrow S_j,$
  12.   **Fin Si**
  13. **Fin Desde**
  14. **Fin Desde**
  15. Aplicar el vector óptimo  $S^{opt} \in \{S_1^{opt}, S_2^{opt}\}$
-

### 3.5. Control predictivo de corriente mejorado aplicado al convertidor matricial multimodular en sistemas de generación hexafásico

La propuesta anterior consiste básicamente en controlar la corriente suministrada por cada módulo del convertidor sin considerar la existencia o el efecto del otro módulo trifásico. Una nueva propuesta de estrategia de control surge de la idea de aprovechar la interacción de los módulos para mejorar la respuesta de la etapa de conversión dada la topología multimodular considerada en esta tesis doctoral.

El control de corriente anterior aplica la mitad de la corriente total deseada a la salida de la etapa de conversión en cada módulo logrando así el objetivo de control, sin embargo, este considera los módulos independientes sin que exista una conexión o interrelación entre los mismos. Seguidamente se describe una solución que propone la integración de una señal de acoplamiento entre ambos módulos de manera a aprovechar la posibilidad de conocer el error a priori que se cometería en una etapa al aplicar el vector óptimo calculado e incluir este error en la función de costo del segundo módulo de manera a disminuirlo.

En este caso, el modelo del sistema de conversión es el mismo. La propuesta se basa en una modificación de la función de costo de manera a que uno de los módulos aplique esfuerzos de control basado en el comportamiento del otro. Para generar un acoplamiento entre los módulos se propone utilizar un término basado en predicción del error que resulta de aplicar el vector óptimo seleccionado en un módulo y agregar este error en el objetivo de control del otro de manera a que el error total disminuya.

De esta manera, el error que proporcionará el primer módulo luego de determinar el vector óptimo para minimizar su función de costo está dado por:

$$\begin{aligned} e_{p\alpha} &= i_{o1\alpha}^* - i_{o1\alpha}^{opt}, \\ e_{p\beta} &= i_{o1\beta}^* - i_{o1\beta}^{opt}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

siendo  $i_{o1\alpha opt}$  e  $i_{o1\beta opt}$  las corrientes de salida predichas en el plano  $\alpha - \beta$  cuando se aplica el vector óptimo elegido para el módulo 1. De esta manera, la nueva función de costo se define como:

$$\begin{aligned} g_1 &= (i_{o1\alpha}^* - i_{o1\alpha})^2 + (i_{o1\beta}^* - i_{o1\beta})^2, \\ g_2 &= (i_{o2\alpha}^* - i_{o2\alpha} + e_{p\alpha})^2 + (i_{o2\beta}^* - i_{o2\beta} + e_{p\beta})^2, \end{aligned} \quad (3.26)$$

El **Algoritmo 2** resume el algoritmo de implementación del control predictivo acoplado propuesto para convertidores matriciales multimodulares.

---

**Algoritmo 2** Control predictivo acoplado

---

1. Inicializar  $g_1^{opt} := \infty, g_2^{opt} := \infty$ ,
  2. Medir  $\mathbf{v}_{i1}, \mathbf{v}_{i2}, \mathbf{i}_{o1}, \mathbf{i}_{o2}, \mathbf{v}_g$
  3. **Desde**  $j=1$  **hasta** 27
  4.     Calcular  $\mathbf{v}_1$  usando  $\mathbf{S}_j$  (ec. 3.5)
  5.     Calcular la predicción de  $\mathbf{i}_{o1}^{k+1}$  utilizando la ec. (3.20)
  6.     Calcular la función de costo  $g_1$  (eq. 3.26)
  7.     **Si**  $g_1 < g_1^{opt}$  **entonces**
  8.          $g_1^{opt} \leftarrow g_1, \mathbf{S}_1^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{e}_p \leftarrow (\mathbf{i}_{o1}^* - \mathbf{i}_{o1}^{k+1})$
  9.     **Fin Si**
  10. **Fin Desde**
  11. **Desde**  $j=1$  **hasta** 27
  12.     Calcular  $\mathbf{v}_2$  utilizando  $\mathbf{S}_j$  (eq. 3.5)
  13.     Calcular la predicción de  $\mathbf{i}_{o2}^{k+1}$  usando la ec. (3.20)
  14.     calcular la función de costo  $g_2$  (eq. 3.26)
  15.     **Si**  $g_2 < g_2^{opt}$  **entonces**
  16.          $g_2^{opt} \leftarrow g_2, \mathbf{S}_2^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j$ ,
  17.     **Fin Si**
  18. **Fin Desde**
  19. Aplicar el vector óptimo  $\mathbf{S}^{opt} \in \{\mathbf{S}_1^{opt}, \mathbf{S}_2^{opt}\}$
- 

Luego de finalizado el marco metodológico utilizado en la tesis doctoral, en el siguiente capítulo se presentan los resultados y la discusión de los mismos para las dos propuestas presentadas.



### **3.6. Sumario del capítulo**

En este capítulo se ha presentado la metodología seguida en el proceso de responder la pregunta de investigación. Se han definido dos figuras de mérito que son el MSE y el THD para medir la eficiencia de los algoritmos de control propuestos. El marco metodológico presentado aquí incluyó el modelado del sistema y la descripción de las técnicas de control aplicadas. En el siguiente capítulo se presenta el análisis del desempeño dinámico de las propuestas en base a las figuras de mérito definidas en este capítulo.

## Capítulo 4

### Resultados y discusión

Los resultados obtenidos así como la discusión de los mismos se presentan en el presente capítulo. Los resultados fueron obtenidos utilizando primeramente el entorno de simulación MatLAB/Simulink y luego validados experimentalmente utilizando una plataforma especialmente construida con este objetivo.

#### 4.1. Resultados en el entorno de simulación

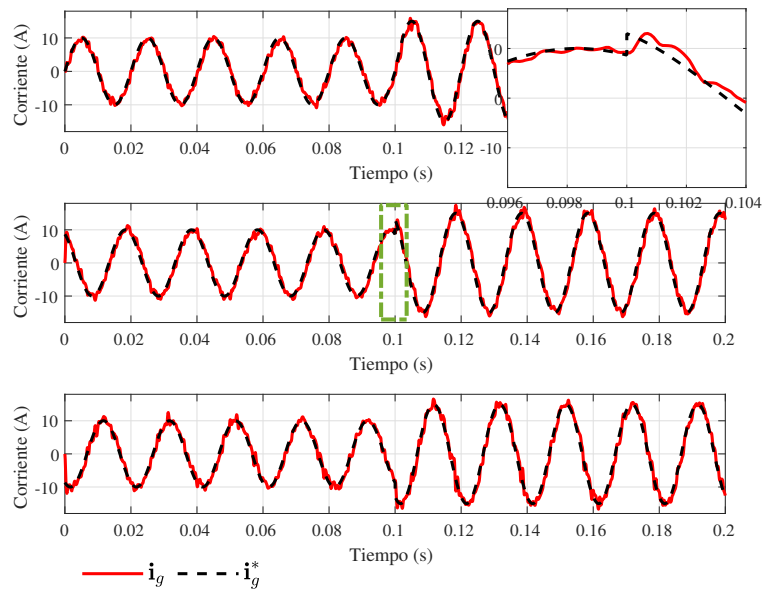
Tanto la técnica de control desacoplada como la acoplada propuesta se simulan en el entorno Matlab/Simulink utilizando los parámetros mostrados en la **Tabla 4.1** suministrando corriente a una carga aislada y utilizando un generador ideal como fuente de entrada.

##### 4.1.1. Respuesta ante un cambio en la amplitud de referencia

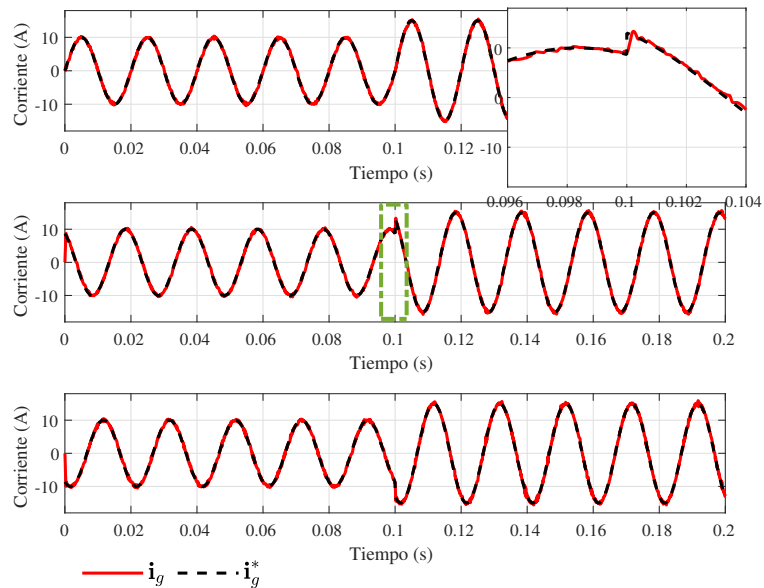
Las respuestas a un cambio de amplitud cuando se alimenta una carga aislada para la técnica desacoplada se muestran en la **Figura 4.1** para una frecuencia de muestreo de 10 kHz y en la **Figura 4.2** para una frecuencia de muestreo de 40 kHz.

En estas figuras se incluye una ampliación de la zona demarcada por el cuadro verde de líneas discontinuas donde es posible apreciar que el tiempo de respuesta transitoria se encuentra en torno a los 1 ms. Es también posible notar la mejor calidad de la señal con frecuencia de muestreo superior dado el rizado de menor magnitud a la frecuencia más elevada lo cual es de esperarse en las técnicas de control predictivo.

Por su parte, la **Figura 4.3** y la **Figura 4.4** muestran la respuesta a un cambio de amplitud de la corriente de salida de la propuesta de mejora en la técnica de control predictivo con una frecuencia de muestreo de 10 kHz y 40 kHz, respectivamente. Comparando la respuesta mostrada en la **Figura 4.3** con la mostrada en la **Figura 4.1** es posible notar a simple vista en la



**Figura 4.1:** Respuesta del control desacoplado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10 \text{ mH}$ .



**Figura 4.2:** Respuesta del control desacoplado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10 \text{ mH}$ .

**Tabla 4.1:** PARÁMETROS ELÉCTRICOS UTILIZADOS EN EL ESQUEMA PROPUESTO.

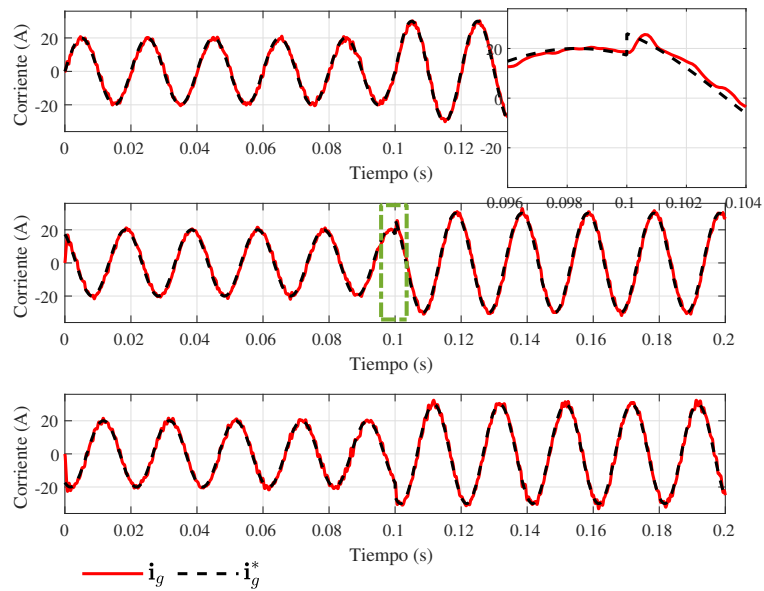
Descripción	Parámetro		
	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión eficaz de fase del generador	$V_s$	110-220	V
Frecuencia del generador	$f_s$	50	Hz
Capacitancia del filtro de entrada	$C_f$	11	$\mu F$
Resistencia de fuga del filtro de salida	$R_{fo}$	0.3	$\Omega$
Inductancia del filtro de salida	$L_{fo}$	10	mH
Resistencia de carga	$R$	5.3-0.1	$\Omega$

zona de ampliación como la corriente está más cerca de la referencia y con un rizado de menor magnitud.

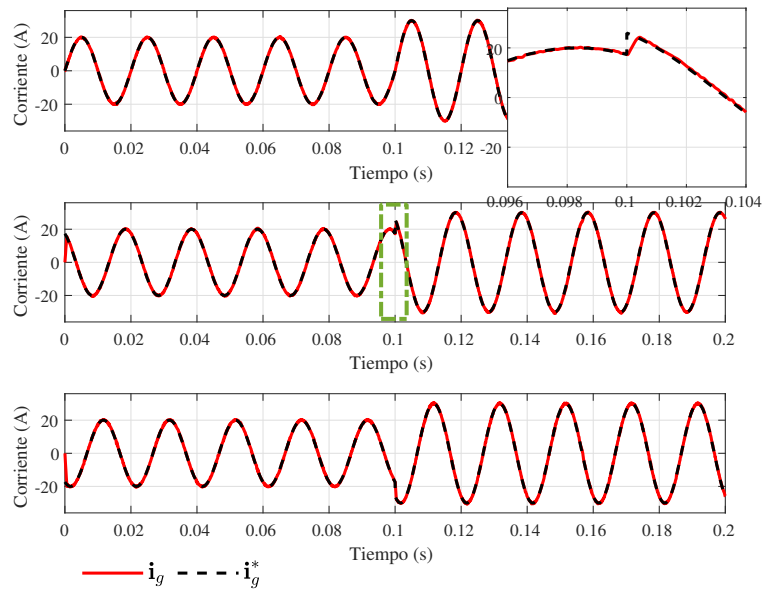
El análisis fino en términos de los parámetros de mérito escogidos se presenta en la siguiente sección.

#### 4.1.2. Respuesta dinámica a cambios en la frecuencia de la referencia

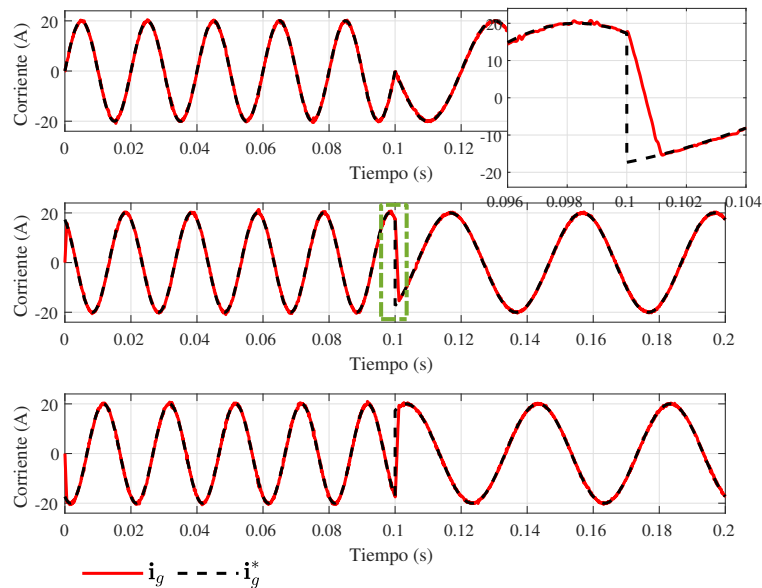
Por otra parte, en la **Figura 4.5** y **Figura 4.6** se presentan las respuestas del sistema que aplica el control predictivo de corriente desacoplado para cambios en la frecuencia de la corriente de referencia.



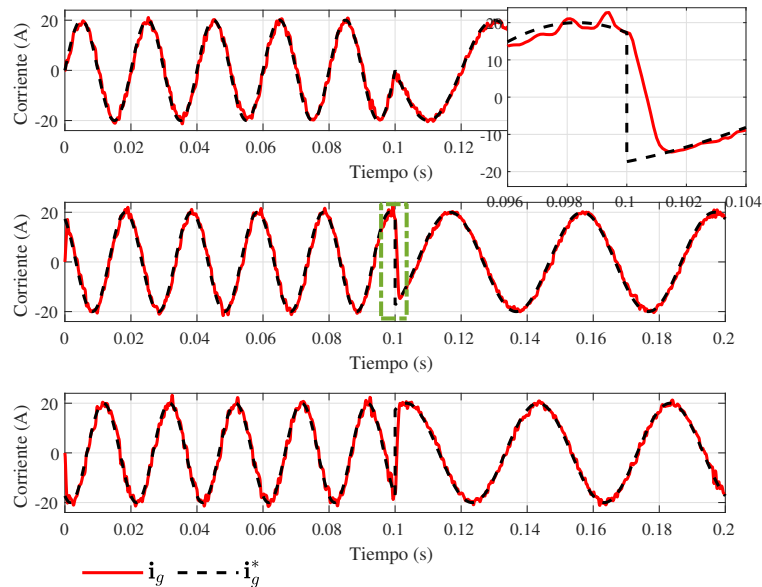
**Figura 4.3:** Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10 \text{ mH}$ .



**Figura 4.4:** Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de amplitud con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10 \text{ mH}$ .



**Figura 4.6:** Respuesta del sistema para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10 \text{ mH}$ .



**Figura 4.5:** Respuesta del sistema para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10 \text{ mH}$ .

Así también, las respuestas a un cambio en frecuencia deseada para la corriente de salida con la técnica acoplada se presentan en la **Figura 4.7**, para una frecuencia de muestreo de 10 kHz, y

en la **Figura 4.8** para un muestreo de 40 kHz.

En ambos casos se aprecia el correcto seguimiento de las técnicas implementadas.

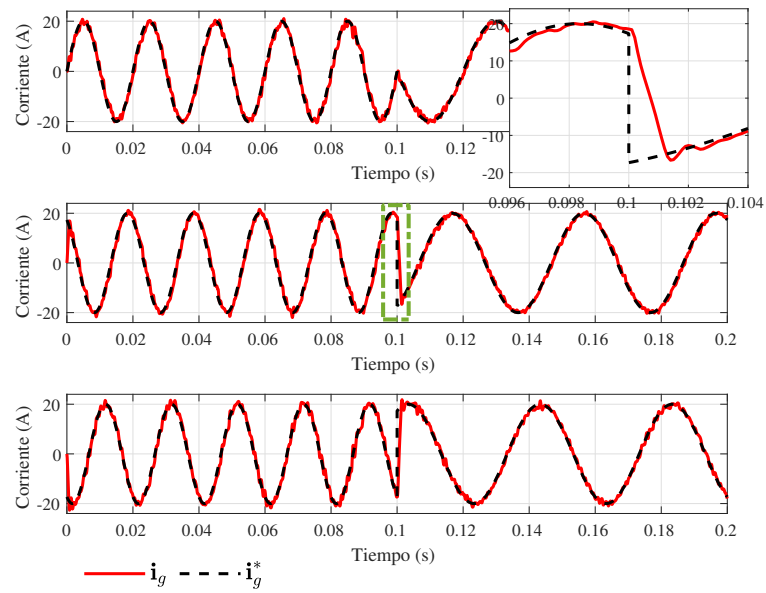
#### **4.1.3. Señales de entrada del convertidor**

En la **Figura 4.9** se presenta por un lado la tensión y la corriente de la fuente cuando se implementa la técnica de control desacoplado, donde se aprecia el desfase entre las mismas así como un rizado importante en la corriente. Esto es de esperarse dado que no se contempla en esta propuesta ningún tipo de control en la entrada. Esto es considerado entre las propuestas mostradas en el Capítulo 5. También se muestra en esta figura la tensión y la corriente de entrada al DMC para una fase. En este gráfico se aprecia que la tensión es bastante sinusoidal y las conmutaciones se observan en la corriente la cual posee un alto contenido armónico debido al uso del convertidor de potencia. Finalmente se presenta en esta figura la tensión en la carga.

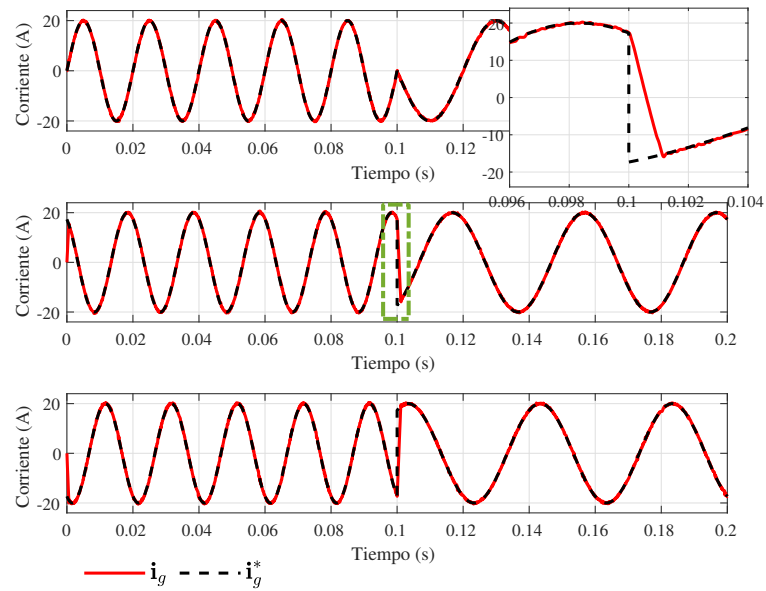
Así como en el caso del caso desacoplado, la **Figura 4.10** muestra las señales de la etapa de entrada del sistema de conversión. Por un lado la tensión y corriente de una fase del generador para observar la forma de las mismas donde se nota de manera similar al caso anterior el desfase entre estas variables lo que implica un contenido reactivo en la potencia extraída del generador. Así también se muestra la tensión y corriente de entrada al DMC, con una tensión bastante sinusoidal y una corriente conmutada dada la naturaleza del esquema. A diferencia del caso anterior para esta propuesta se observa un mayor número de conmutaciones concentradas en la zona de mayor variación de la señal sinusoidal.

#### **4.1.4. Análisis de desempeño del sistema**

En esta sección se realiza un estudio del desempeño de las técnicas implementados, es decir, de la técnica desacoplada y la propuesta acoplada, en términos de las figuras de mérito definidas. Se seleccionan distintos puntos de operación para obtener un número significativo de muestras para realizar la evaluación del desempeño de las propuestas.

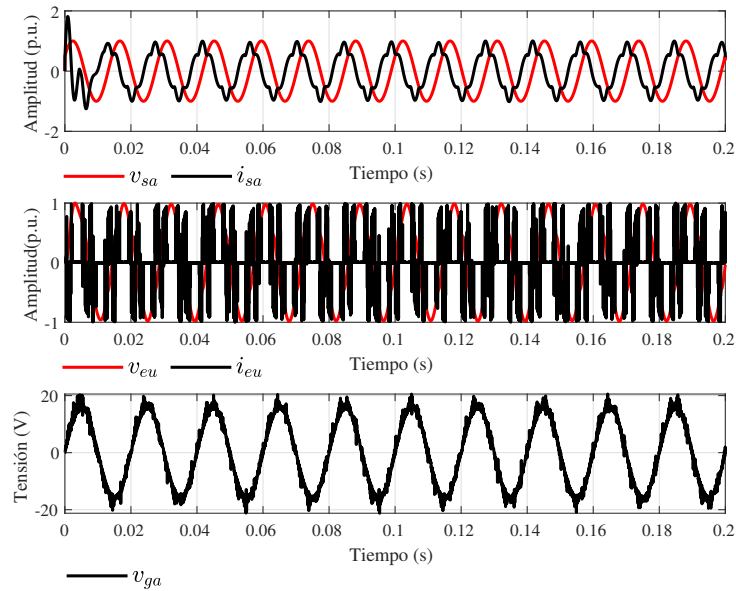


**Figura 4.7:** Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 10 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10$  mH.

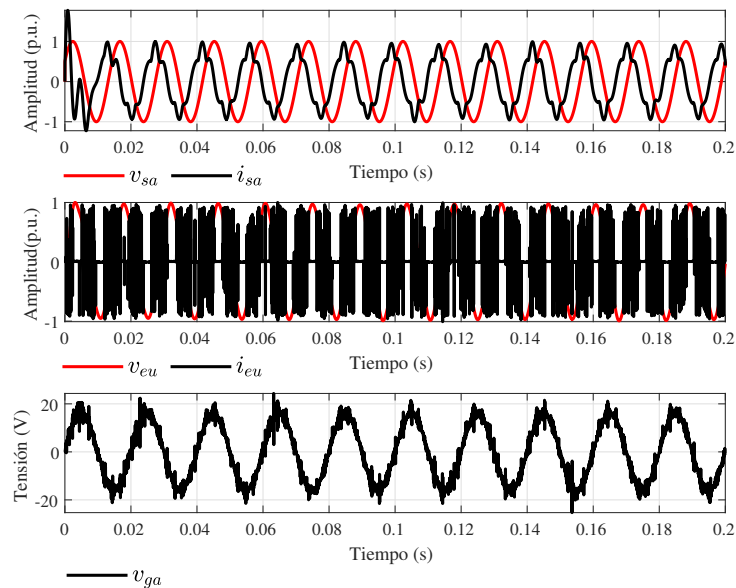


**Figura 4.8:** Respuesta del control predictivo mejorado para un cambio de frecuencia con una frecuencia de muestreo de 40 kHz alimentando una carga  $R=1 \Omega$ ,  $L= 10$  mH.





**Figura 4.9:** Señales de entrada al DMC para el control desacoplado. Arriba: tensión y corriente de una fase del generador. Centro: tensión y corriente de una fase a la salida del filtro de entrada. Abajo: tensión en el PCC.



**Figura 4.10:** Señales de entrada al DMC para el control acoplado. Arriba: tensión y corriente de una fase del generador. Centro: tensión y corriente de una fase a la salida del filtro de entrada. Abajo: tensión en el PCC.

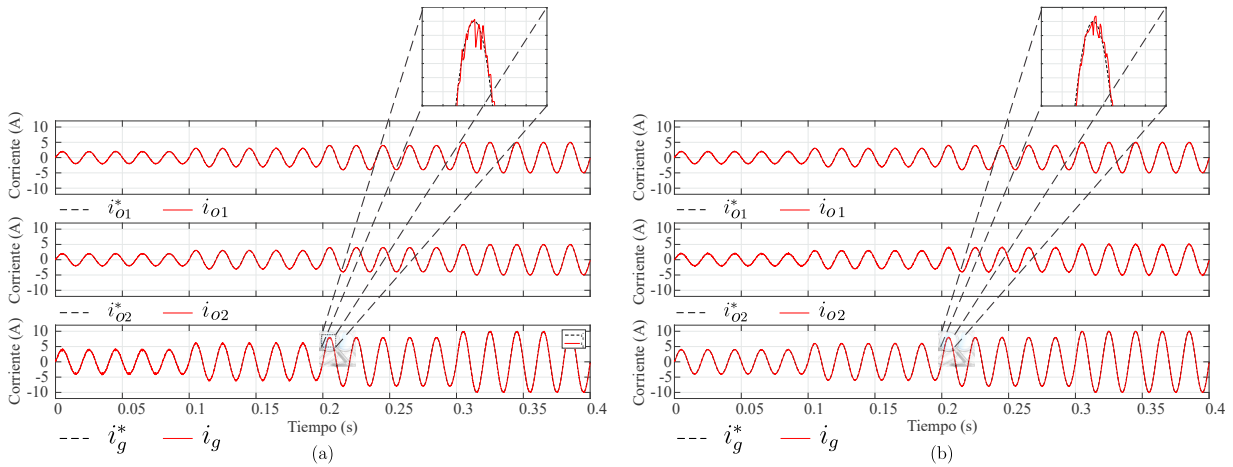
En la **Figura 4.11** se muestra la respuesta para una serie de escalones de 2 a 10 A a una frecuencia de muestreo de 20 kHz para observar el comportamiento para bajas corrientes de carga. La **Figura 4.11(a)** muestra la respuesta del control independiente mientras que la **Figura 4.11(b)** la misma para el control acoplado propuesto.

En la **Figura 4.12** se muestra la respuesta de 20 a 80 A para comprobar el comportamiento para puntos de funcionamiento altos tanto para la propuesta clásica como para el control acoplado. Nótese que ambas técnicas pueden seguir correctamente la referencia, pero la propuesta disminuye los picos de las variaciones alrededor de la referencia en todos los casos. Para cuantificar la mejora, se han realizado dos comparaciones. En la **Figura 4.13** se muestra la variación de THD y MSE en función de la frecuencia de muestreo para diferentes puntos de funcionamiento.

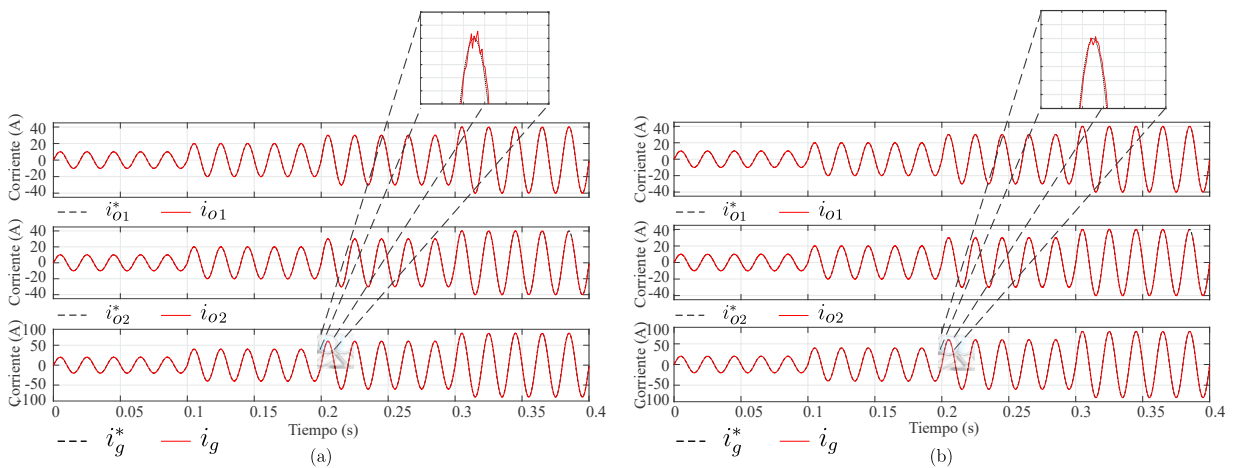
En la **Figura 4.14** se presentan las curvas de variación del THD y el MSE para corrientes de carga altas para mostrar el comportamiento de la propuesta a estos valores de referencia. Las frecuencias de muestreo fueron elegidas en base a los valores experimentales factibles en 10 kHz, 20 kHz, 33 kHz y 40 kHz. Los datos obtenidos mostraron que el método propuesto era siempre mejor en cuanto a las figuras de mérito elegidas en comparación con el control independiente tanto para corrientes bajas como altas. En la curva de THD (i.e., en la fila superior) el valor de 5 % se muestra mediante una línea azul para indicar si se cumple con la norma internacional en cada caso [138]. Por ejemplo, a 10 A siempre se cumple el requisito, pero para 6 A solamente la técnica acoplada cumple la THD máxima para 10 kHz. Como era de esperar en la teoría de las técnicas de control predictivo, ambas implementaciones muestran una mejora a medida que aumenta la frecuencia de muestreo. En la **Figura 4.15** se ilustra la variación de THD y MSE en función de la corriente de carga. Como puede observarse, para 40 kHz es posible controlar todos los valores de corriente con un MSE bajo y una THD aceptable. Sin embargo, la propuesta consigue este objetivo incluso con 20 kHz mientras que una implementación desacoplada no lo logra a corrientes bajas.

En cuanto a la THD y considerando todas las corrientes trifásicas, la mejora fue de alrededor del 15 % (es decir, el peor caso) al 55 % (es decir, el mejor caso). En cuanto al MSE, la mejora fue

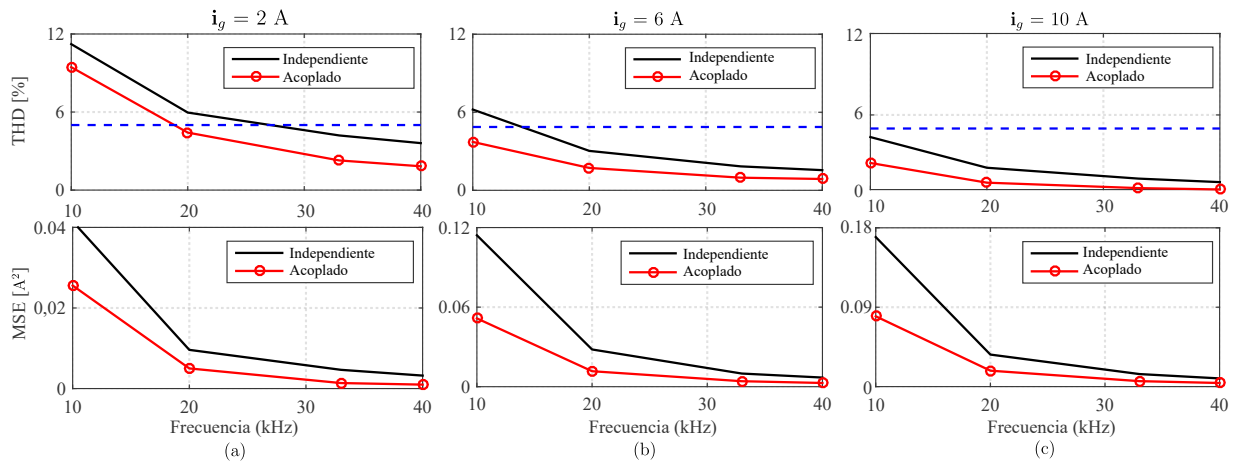
de entre el 41 % y el 60 % para corrientes bajas. Para corrientes de carga superiores (es decir, más de 20 A), la diferencia de MSE disminuye y es casi la misma en ambas implementaciones. Sin embargo, en lo que respecta a la THD la mejora se mantiene en torno al 50%. En la siguiente sección se muestran los resultados experimentales obtenidos utilizando un MC multimodular basado en SiC-MOSFET con dos convertidores trifásicos y entrada de seis fases.



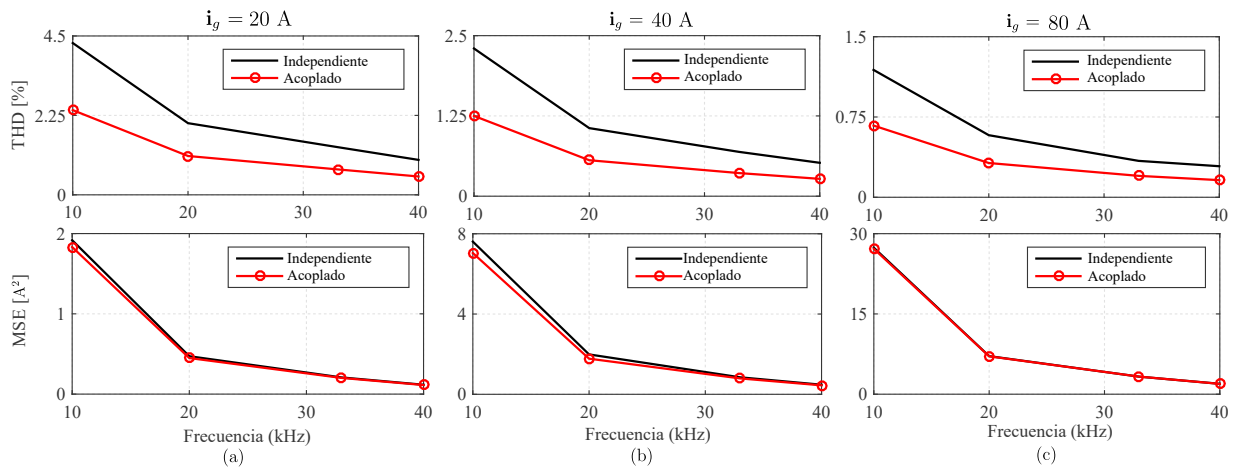
**Figura 4.11:** Seguimiento para diferentes corrientes deseadas de 2 a 10 A. (a) Control de corriente de salida independiente. (b) Control de corriente de salida acoplado propuesto.



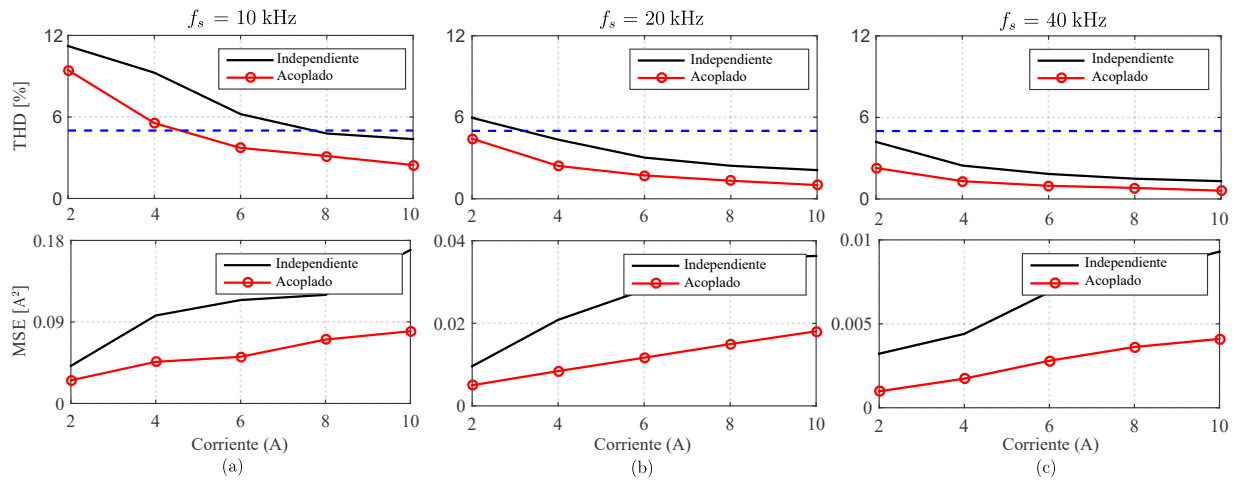
**Figura 4.12:** Seguimiento para diferentes corrientes deseadas de 20 a 80 A (a) Control de corriente de salida independiente. (b) Control de corriente de salida acoplado propuesto.



**Figura 4.13:** Curvas de THD y MSE según cambios en la frecuencia de conmutación con carga fija. (a) Para 2 A. (b) Para 6 A y (c) Para 10 A.



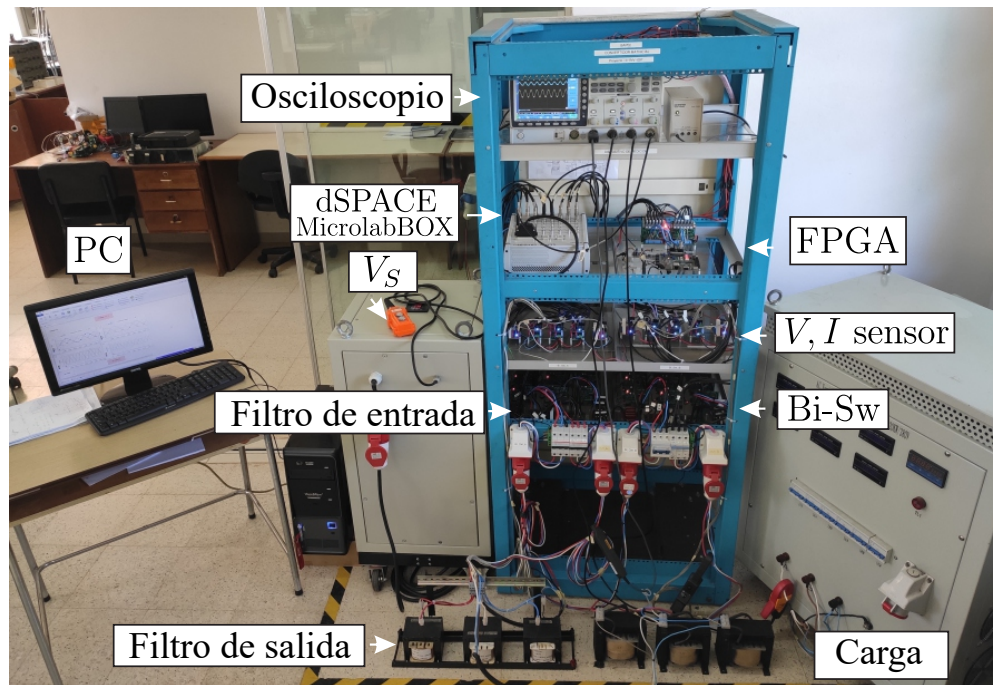
**Figura 4.14:** Curvas de THD y MSE según cambios en la frecuencia de conmutación con carga fija. (a) Para 20 A. (b) Para 40 A y (c) Para 80 A.



**Figura 4.15:** Curvas de THD y MSE para cambios en la carga con frecuencia de muestreo fija. (a)  $f_s = 10$  kHz. (b)  $f_s = 20$  kHz y (c)  $f_s = 40$  kHz.

## 4.2. Validación experimental de la propuesta

Para validar la mejora de la técnica propuesta, se ha montado una plataforma experimental la cual se muestra en la **Figura 4.16**. El MC de este banco está basado en los interruptores bidireccionales especialmente diseñados para esta aplicación, los detalles del diseño han sido publicados en [139].



**Figura 4.16:** Plataforma experimental.

El control utiliza un MicroLabBox dSPACE y una FPGA Nexys 3. La estrategia de control predictivo se implementa en el dSPACE. La FPGA supervisa la temporización, la aplicación de la estrategia de conmutación de corriente en cuatro pasos, la operación de seguridad y la protección de los dispositivos [140]. Los valores de los parámetros eléctricos son los mismos que en las simulaciones anteriores y se representan en la **Tabla 4.1**. En este caso, la señal de seis fases se generó con dos generadores trifásicos conectados a la entrada del convertidor multimodular. Los algoritmos implementados poseen una pequeña variación dado que la implementación tiene un retardo de tiempo de muestreo ya que toma los valores medidos en  $t_0$  y calcula el vector óptimo en este tiempo, pero el vector se aplica en  $t_0 + T_s$ . Por lo tanto, se utiliza la implementación de una técnica de control predictivo con un horizonte de dos pasos como se puede observar en los algoritmos presentados. En este contexto, el **Algoritmo 3** consiste en el típico control predictivo de corriente con control de módulos independientes y el **Algoritmo 4** es la técnica mejorada que utiliza un acoplamiento entre el control de los módulos.

La **Figura. 4.17** muestra las corrientes medidas en el osciloscopio para la técnica de con-

---

**Algoritmo 3** Implementación experimental del control desacoplado

---

1. Inicializar  $g_1^{opt} := \infty, g_2^{opt} := \infty, \mathbf{v}_{o1}^{opt} := 0, \mathbf{v}_{o2}^{opt} := 0$
  2. Medir  $\mathbf{v}_{i1}, \mathbf{v}_{i2}, \mathbf{i}_{o1}, \mathbf{i}_{o2}, \mathbf{v}_g$
  3. Calcular las predicciones  $\mathbf{i}_{o1}^{k+1}$  y  $\mathbf{i}_{o2}^{k+1}$  utilizando  $\mathbf{v}_{o1}^{opt}$  y  $\mathbf{v}_{o2}^{opt}$  en la ec. (3.20)
  4. **Desde**  $j=1$  **hasta** 27
  5. Calcular  $\mathbf{v}_{o1}$  y  $\mathbf{v}_{o2}$  utilizando  $\mathbf{S}_j$  (ec. 3.5)
  6. Calcular la predicción de  $\mathbf{i}_{o1}^{k+2}$  e  $\mathbf{i}_{o2}^{k+2}$  utilizando  $\mathbf{i}_{o1}^{k+1}$  y  $\mathbf{i}_{o2}^{k+1}$  calculados mediante la ec. (3.20)
  7. Calcular las funciones de costo  $g_1$  y  $g_2$  (ec. 3.24)
  8. **Si**  $g_1 < g_1^{opt}$  **entonces**
  9.  $g_1^{opt} \leftarrow g_1, \mathbf{S}_1^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o1}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o1}$
  10. **Fin Si**
  11. **Si**  $g_2 < g_2^{opt}$  **entonces**
  12.  $g_2^{opt} \leftarrow g_2, \mathbf{S}_2^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o2}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o2}$
  13. **Fin Si**
  14. **Fin Desde**
  15. Aplicar el vector óptimo  $\mathbf{S}^{opt} \in \{\mathbf{S}_1^{opt}, \mathbf{S}_2^{opt}\}$
- 

---

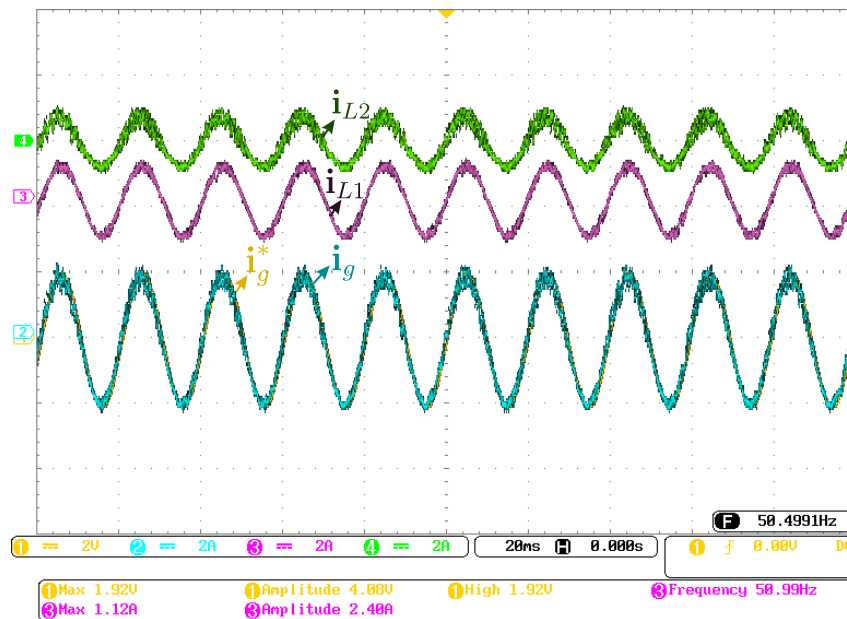
**Algoritmo 4** Implementación del control predictivo acoplado

---

1. Inicializar  $g_1^{opt} := \infty, g_2^{opt} := \infty, \mathbf{v}_{o1}^{opt} := 0, \mathbf{v}_{o2}^{opt} := 0$
  2. Medir  $\mathbf{v}_{i1}, \mathbf{v}_{i2}, \mathbf{i}_{L1}, \mathbf{i}_{L2}, \mathbf{v}_g$
  3. Calcular las predicciones  $\mathbf{i}_{o1}^{k+1}$  e  $\mathbf{i}_{o2}^{k+1}$  utilizando  $\mathbf{v}_{o1}^{opt}$  y  $\mathbf{v}_{o2}^{opt}$  en la ec. (3.20)
  4. **Desde**  $j=1$  **hasta** 27
  5. Calcular  $\mathbf{v}_{o1}$  utilizando  $\mathbf{S}_j$  (ec. 3.5)
  6. Calcular la predicción de  $\mathbf{i}_{o1}^{k+2}$  usando  $\mathbf{i}_{o1}^{k+1}$  mediante la ec. (3.20)
  7. Calcular la función de costo  $g_1$  (eq. 3.26)
  8. **Si**  $g_1 < g_1^{opt}$  **entonces**
  9.  $g_1^{opt} \leftarrow g_1, \mathbf{S}_1^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o1}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o1}, \mathbf{e}_p \leftarrow (\mathbf{i}_{o1}^* - \mathbf{i}_{o1}^{k+2})$
  10. **Fin Si**
  11. **Fin Desde**
  12. **Desde**  $j=1$  **hasta** 27
  13. Calcular  $\mathbf{v}_{o2}$  utilizando  $\mathbf{S}_j$  (ec. 3.5)
  14. Calcular la predicción de  $\mathbf{i}_{o2}^{k+2}$  utilizando  $\mathbf{i}_{o2}^{k+1}$  calculado en la ec. (3.20)
  15. calcular la función de costo  $g_2$  (ec. 3.26)
  16. **Si**  $g_2 < g_2^{opt}$  **entonces**
  17.  $g_2^{opt} \leftarrow g_2, \mathbf{S}_2^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o2}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o2}$
  18. **Fin Si**
  19. **Fin Desde**
  20. Aplicar el vector óptimo  $\mathbf{S}^{opt} \in \{\mathbf{S}_1^{opt}, \mathbf{S}_2^{opt}\}$
-

trol propuesta, donde  $i_{o1}$  es la corriente en el módulo 1 siguiendo  $0,5i_g^*$ ,  $i_{o2}$  es la corriente del módulo 2, siguiendo  $0,5i_g^*$  más el error previsto en el módulo 1. Se puede observar que la corriente total suministrada presenta un buen seguimiento de la referencia, pero las corrientes de cada módulo son diferentes. Los resultados experimentales se han extraído con equipos de instrumentación calibrados para la aplicación.

En la **Figura 4.18** se muestra la respuesta dinámica del sistema ante un cambio en la amplitud de referencia de 8 A a 10 A para una de las fases. En esta gráfica es posible observar como el seguimiento es correcto y el sistema logra alcanzar a la referencia en un tiempo muy pequeño. Por su parte, la **Figura 4.19** muestra el comportamiento ante un cambio en la frecuencia de la referencia de 40 Hz a 60 Hz. En este experimento también se logra el correcto seguimiento de la referencia. Al observar el desempeño del sistema bajo las condiciones mencionadas es posible apuntar que experimentalmente se observa un adecuado comportamiento dinámico de la propuesta.

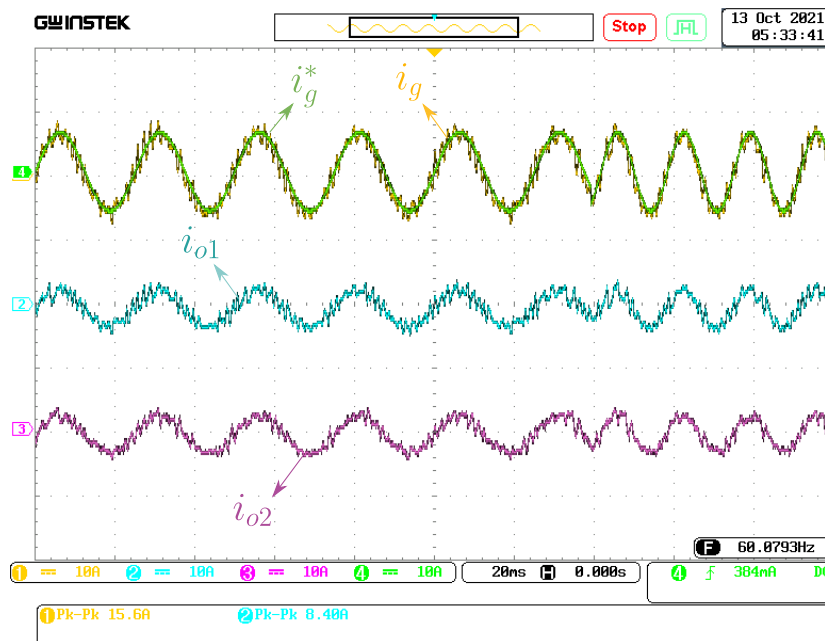


**Figura 4.17:** Corrientes de salida de los módulos y en la carga aplicando la técnica acoplada.





**Figura 4.18:** Análisis dinámico del comportamiento del sistema ante un cambio en la amplitud de la referencia.

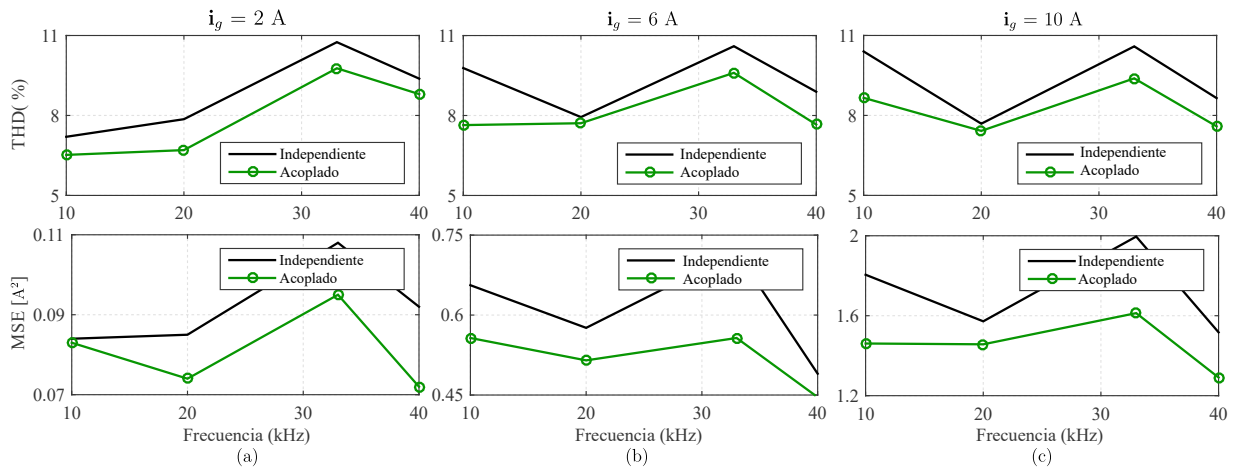


**Figura 4.19:** Análisis dinámico del comportamiento del sistema ante un cambio en la frecuencia de la referencia.

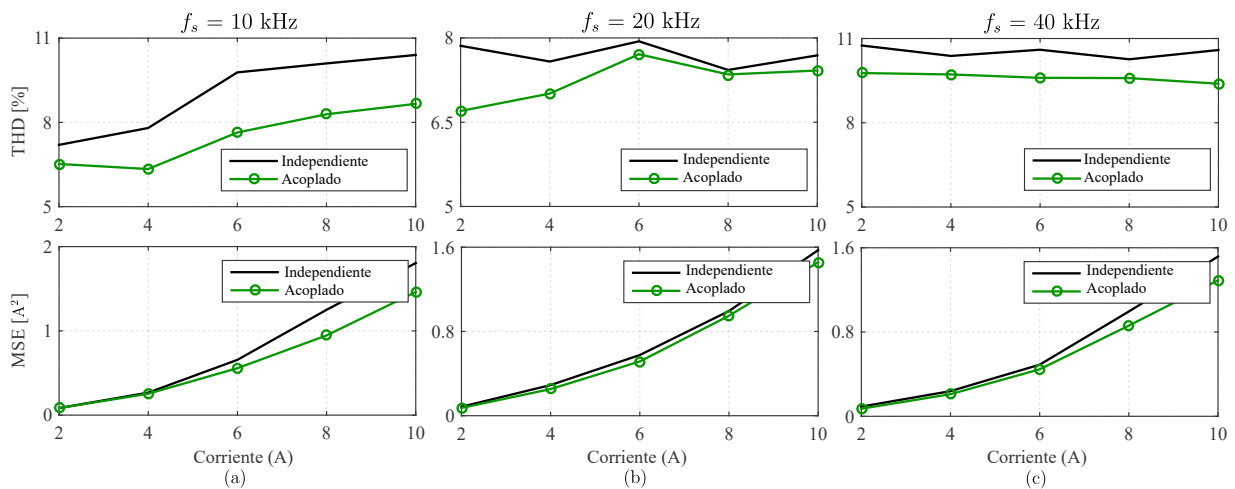
La THD y el MSE se han utilizado como parámetros para analizar las ventajas del método propuesto. El primero considerado como parámetro de rendimiento para observar la mejora de

la variación del MPC propuesto, se obtuvo tomando 25.000 medidas de la señal con las que se calculó el valor de THD, este proceso se realizó 10 veces, y finalmente se obtuvo la media aritmética de estos 10 valores, esto se realiza para cada escenario analizado.

Por otro lado, el MSE, se utiliza como parámetro para el análisis de los resultados experimentales en términos del error que arroja el algoritmo, integrando el control propuesto con los módulos de accionamiento, medición y carga. Se calculó la media aritmética de un conjunto de medias muestrales del MSE, ya que es la mejor estimación de la media poblacional. Los resultados de THD y MSE se muestran en dos figuras. Es importante mencionar que, en comparación con el entorno de simulación, los experimentos incluyen los efectos del ruido eléctrico inducido debido al aumento de la frecuencia de muestreo, que se espera en la implementación de sistemas conmutados. Este problema puede disminuirse mejorando el apantallamiento en los cables y en la etapa de potencia. La etapa de medición presenta niveles de ruido típicos asociados a este tipo de aplicaciones. Debido a estos ruidos se espera que los resultados experimentales presenten niveles más altos en los parámetros objetivo que las simulaciones. Sin embargo, teniendo en cuenta estas fuentes de error, el objetivo principal del montaje experimental consiste en mostrar la mejora de la propuesta y, considerando que el error introducido es el mismo en ambas técnicas, la diferencia es la estrategia de control y los resultados permiten validar el fenómeno. En la **Figura 4.20** se muestra experimentalmente la mejora para todas las frecuencias de muestreo consideradas a diferentes corrientes de carga, en términos de reducción de THD y MSE. En la **Figura 4.21** por su parte, se muestra el comportamiento para varios puntos de funcionamiento a la misma frecuencia de muestreo. Los resultados experimentales permiten ver que la propuesta mejora el rendimiento del control predictivo reduciendo la THD y el MSE en todos los casos analizados.



**Figura 4.20:** Valores experimentales de THD y MSE en función de los cambios en la frecuencia de conmutación con carga fija. **(a)** Para 2 A. **(b)** Para 6 A y **(c)** para 10 A.



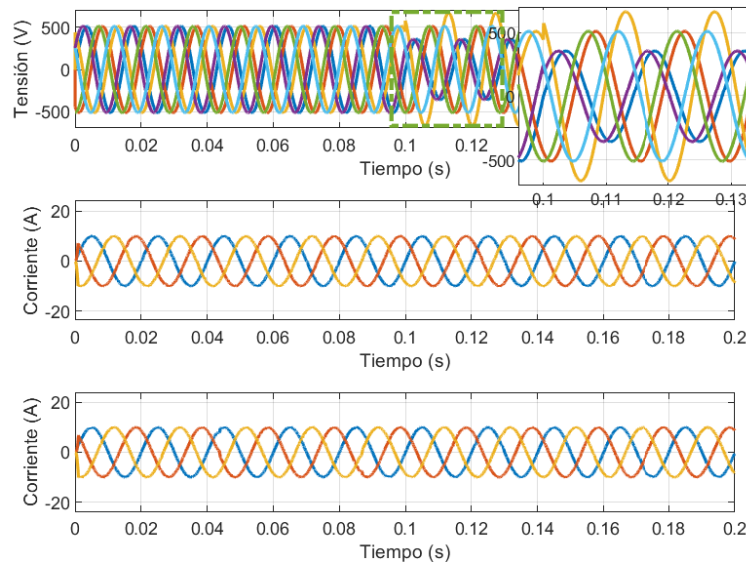
**Figura 4.21:** Valores experimentales de THD y MSE en función de los cambios en la carga con frecuencia de muestreo fija. **(a)**  $f_s = 10$  kHz. **(b)**  $f_s = 20$  kHz and **(c)**  $f_s = 40$  kHz.

### 4.3. Desempeño del sistema en régimen de fallas

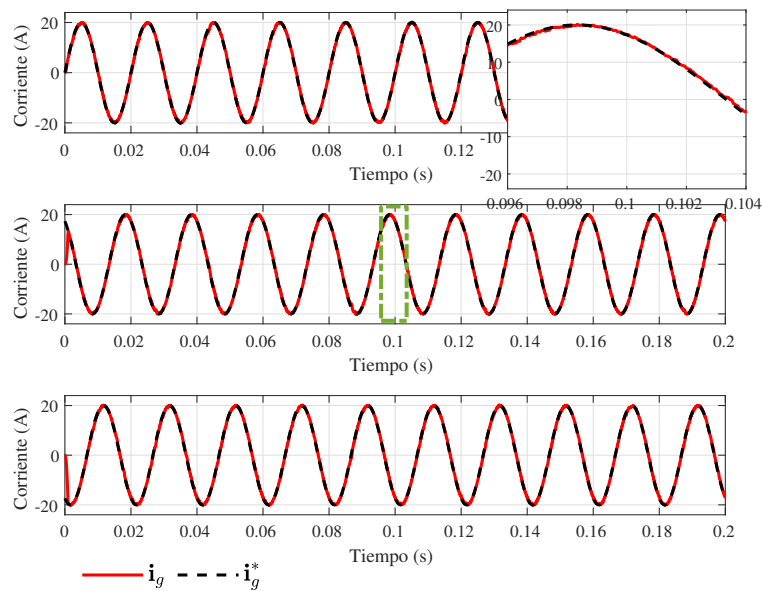
En esta sección se analiza el desempeño de la propuesta en régimen de fallas en dos situaciones, la primera consiste en el comportamiento cuando existe un desbalance en la fuente hexafásica. La segunda por su parte, consiste en el desempeño durante la caída total de un subsistema trifásico debido a alguna falla del bloque de conversión o la fuente de alimentación. Para la realización de estas pruebas se recurre al entorno de simulación de MATLAB/Simulink.

### 4.3.1. Operación bajo desbalance en la fuente

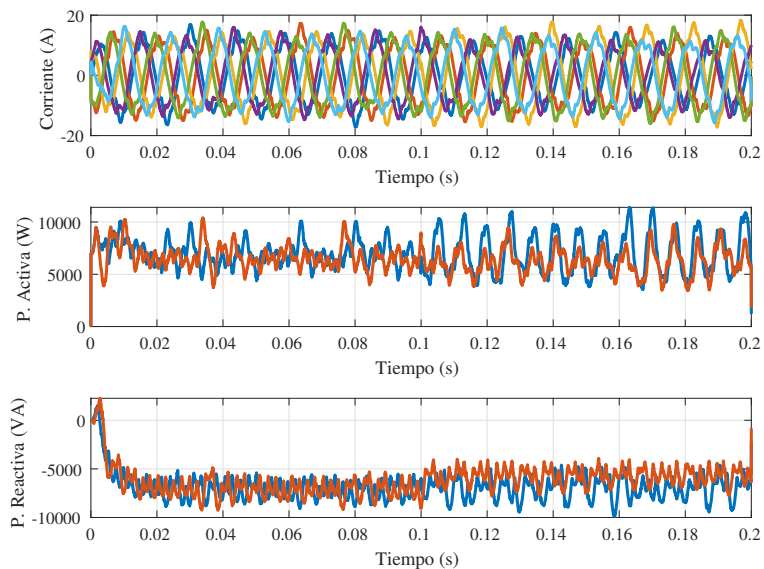
Para realizar el análisis de respuesta a desbalances en el generador, se introduce un desequilibrio a los 0.1 segundos de puesta en marcha del sistema. En la parte superior de la **Figura 4.22** se representan las tensiones desbalanceadas del generador hexafásico asimétrico, en el centro y en la parte inferior se muestran las corrientes de salida de cada módulo. En la **Figura 4.23** se presentan las corrientes de salida de la etapa de conversión. Se puede observar aquí que el desequilibrio en la fuente no tiene un efecto significativo en el desempeño del sistema de control si se considera solamente la variable controlada. En este caso el estudio se realizó para la propuesta y para el control desacoplado. La THD para el control desacoplado está en torno de 1,57 y para la propuesta alrededor de 1,27. Ambas técnicas cumplen con los estándares internacionales para esta aplicación con una THD menor para la propuesta. En cuanto al MSE, considerando las tres fases los valores para el control desacoplado son 0,0757, 0,0807 y 0,070 y para la propuesta 0,0568, 0,0510 y 0,0498. En este caso también la propuesta muestra mejores números en cuanto al error bajo tensiones de fuente desequilibradas. Por otra parte, en la **Figura 4.24** se muestran las corrientes hexafásicas del generador y la potencia trifásica de entrada al módulo 1 (azul) y al módulo 2 (rojo) para la propuesta acoplada, donde es posible apreciar el efecto del desbalance observándose mayor oscilación en las potencias al momento de ocurrir el desequilibrio. Este efecto se debe ver reflejado en la salida debido a que el convertidor matricial no cuenta con etapas intermedias de almacenamiento y filtrado, para observar este fenómeno, en la **Figura 4.25** se presenta la tensión, la potencia activa instantánea y la potencia reactiva instantánea en la carga. En esta figura sin embargo puede observarse que el efecto sobre la variable controlada (i.e. la corriente de salida) contribuye a que el desequilibrio no sea significativo desde el punto de vista de la salida del esquema de conversión.



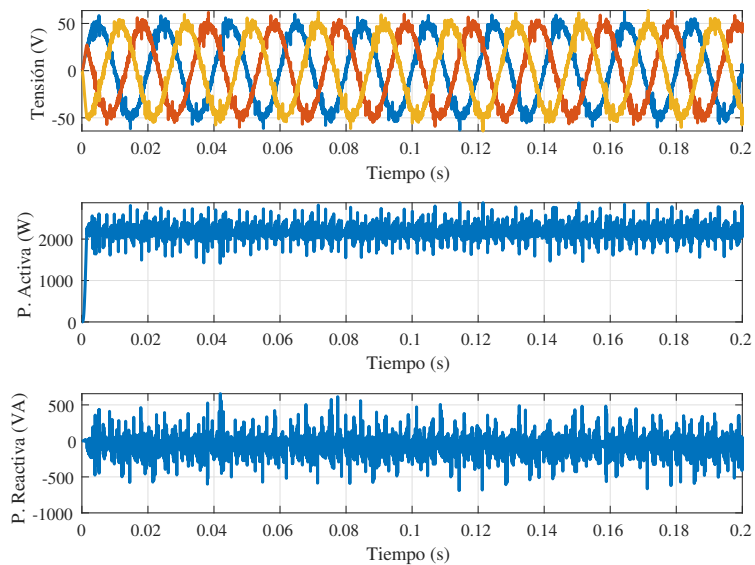
**Figura 4.22:** Desempeño del sistema ante fuente desequilibrada. Arriba: tensiones de entrada. Centro: corriente de salida del módulo 1. Abajo: corriente de salida del módulo 2



**Figura 4.23:** Corriente de salida ante fuente desequilibrada



**Figura 4.24:** Desempeño del sistema ante fuente desequilibrada. Arriba: corrientes del generador. Centro: potencia activa de los módulos. Abajo: Potencia Reactiva de los módulos

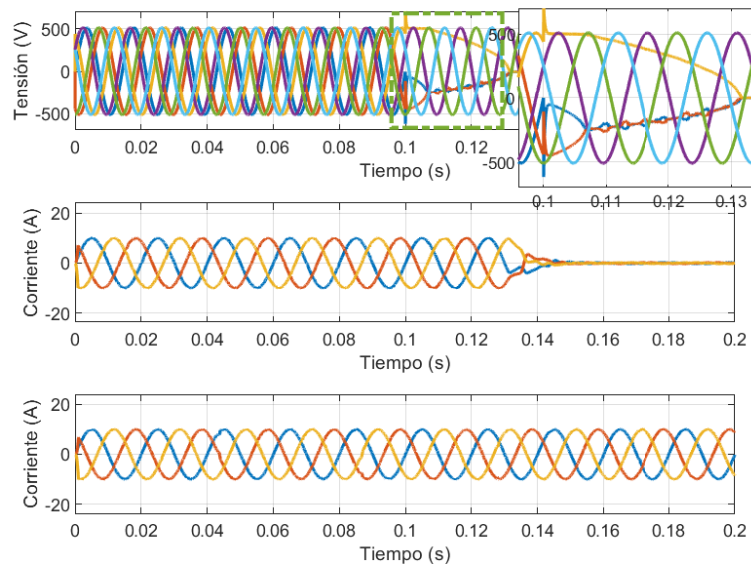


**Figura 4.25:** Desempeño del sistema ante fuente desequilibrada. Arriba: tensión de la carga. Centro: potencia activa de salida. Abajo: potencia reactiva de salida

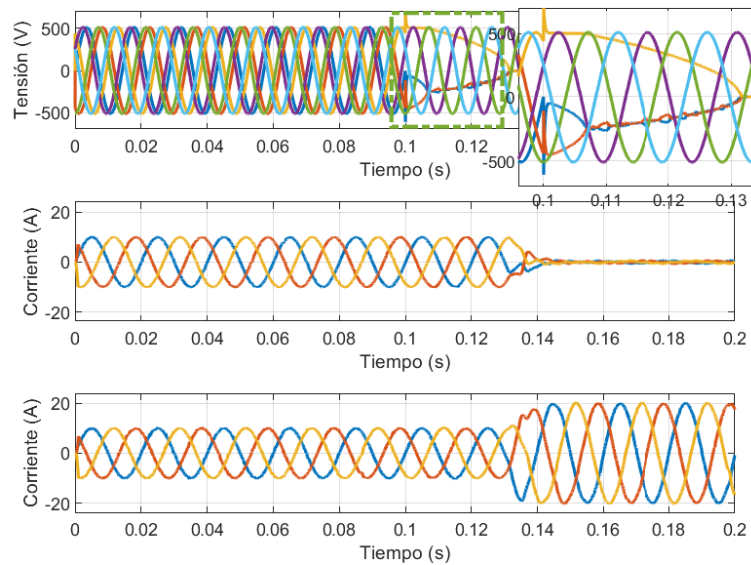
### 4.3.2. Desempeño en régimen de fallas en el generador

En esta sección se presenta el análisis del desempeño del sistema bajo fallas en el generador. El comportamiento se compara de nuevo con el control desacoplado en los mismos términos considerados anteriormente. En la **Figura 4.26** se muestra la respuesta de la corriente de los módulos bajo un fallo en el devanado trifásico conectado al módulo 1 a los 0,1 segundos. La corriente de salida del módulo 1 ( $i_{o1}$ ) puede mantener el seguimiento durante aproximadamente 0,05 segundos debido a la carga de los condensadores del filtro de entrada, pero luego la corriente suministrada por este módulo pasa a ser nula. Como no hay acoplamiento entre etapas, el módulo 2 sigue suministrando la mitad de la corriente deseada ( $i_{o2}^* = 0,5i_g^*$ ), lo que provoca un gran error en la corriente de salida  $i_g$ . La **Figura 4.27** muestra la señal para la propuesta acoplada, aquí se puede notar que en el momento en que  $i_{o1}$  disminuye,  $i_{o2}$  aumenta su valor de tal manera de mantener la corriente de salida en el valor deseado. Las corrientes de salida trifásicas resultantes se muestran en la **Figura 4.28**, para la técnica desacoplada, y en la **Figura 4.29** para la propuesta acoplada. Es posible observar que para la técnica desacoplada no se consigue el seguimiento debido a la ausencia de la parte de corriente del módulo 1. En cambio, en la propuesta acoplada, el seguimiento se sigue logrando y se obtiene la corriente deseada en la salida ya que el módulo 2 proporciona la corriente necesaria para lograrlo y la THD en este caso es de 1,47. El MSE para cada fase es de 0,1388, 0,1194 y 0,1554, respectivamente. Los resultados mencionados significan que la función de costo acoplada propuesta en el control predictivo permite reaccionar a las fallas en el lado del generador proporcionando un esquema de control más robusto para suministrar corriente a una carga.

Finalmente en la **Figura 4.30** se muestra el comportamiento experimental ante fallas para la técnicas desacoplada. Es posible observar aquí que al momento de ocurrir la falla en el módulo 1 la corriente total  $i_g$  cae y no logra el objetivo de seguimiento. Por su parte, en la **Figura 4.31** se muestra el comportamiento del esquema acoplado donde se aprecia que al momento en que ocurre la falla, la corriente suministrada por el módulo 2 se incrementa de manera a mantener

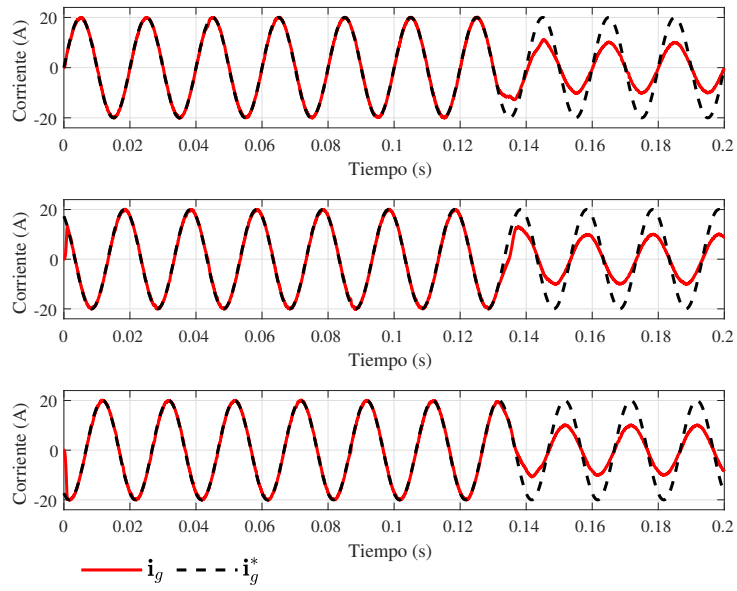


**Figura 4.26:** Respuesta de la tensión de entrada y de la corriente de salida de los módulos en caso de falla para la técnica desacoplada.

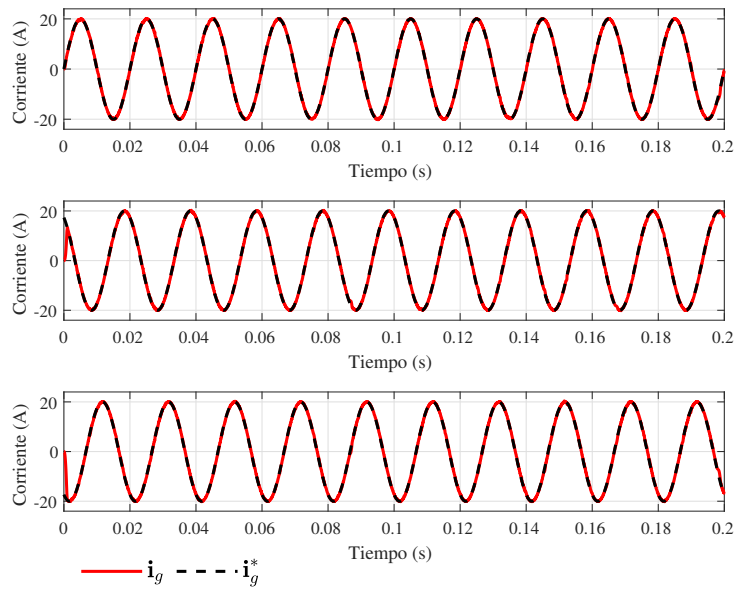


**Figura 4.27:** Respuesta de la tensión de entrada y de la corriente de salida de los módulos en caso de falla para la técnica acoplada.

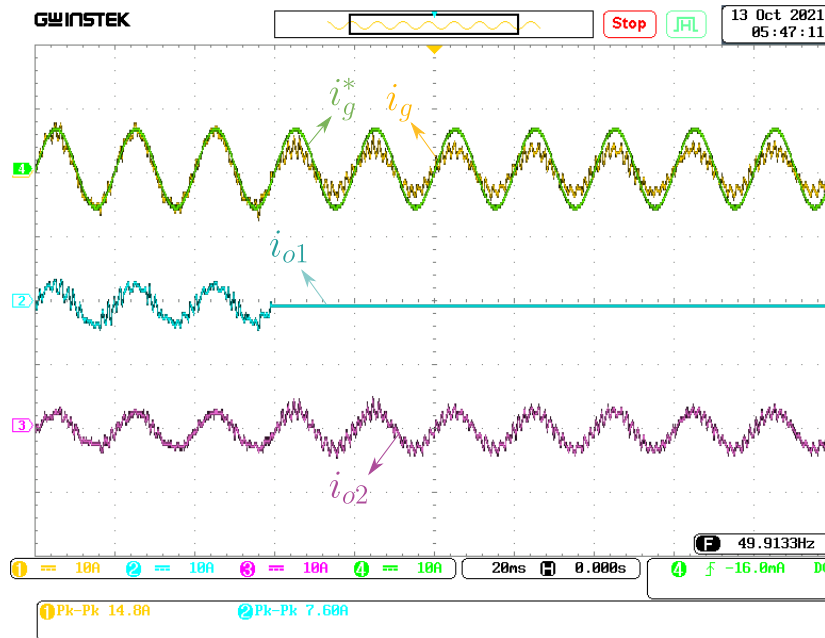




**Figura 4.28:** Corrientes de salida en caso de falla para la técnica desacoplada.



**Figura 4.29:** Corrientes de salida en caso de falla para la técnica acoplada.

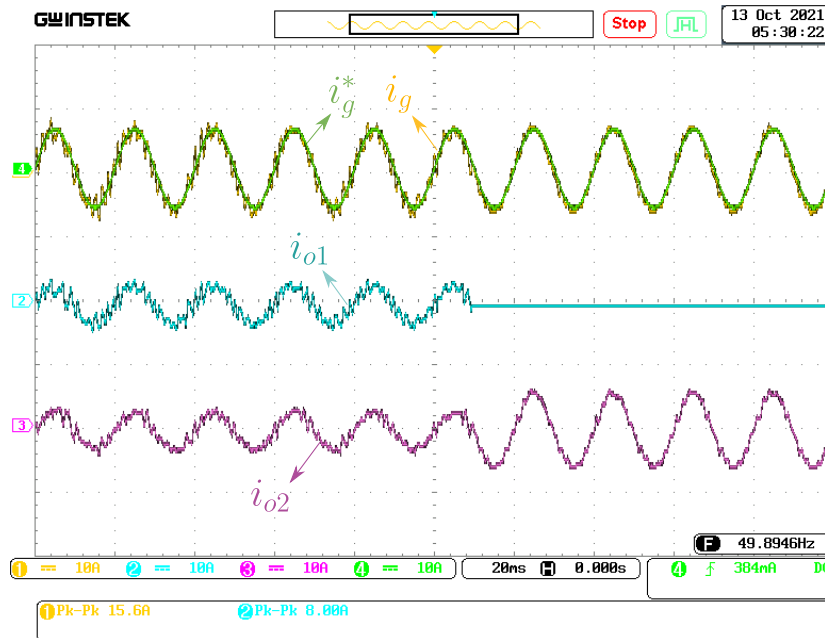


**Figura 4.30:** Resultados experimentales ante fallas para la técnica desacoplada.

constante el suministro de la corriente total siguiendo a la referencia. Estos resultados validan experimentalmente el desempeño del sistema ante fallas en el convertidor.

#### 4.4. Análisis de sensibilidad de la técnica propuesta

Una desventaja muy importante de las técnicas basadas en control predictivo es que las mismas requieren de un modelo preciso del sistema. En este contexto, para la implementación de las técnicas aquí presentadas se modela el sistema en función al filtro de salida, que consiste en la inductancia  $L_{fo}$  y su respectiva resistencia de fuga  $R_{fo}$ . Seguidamente se analiza la sensibilidad de la técnica propuesta comparada con la versión desacoplada en términos de los parámetros del filtro de salida.

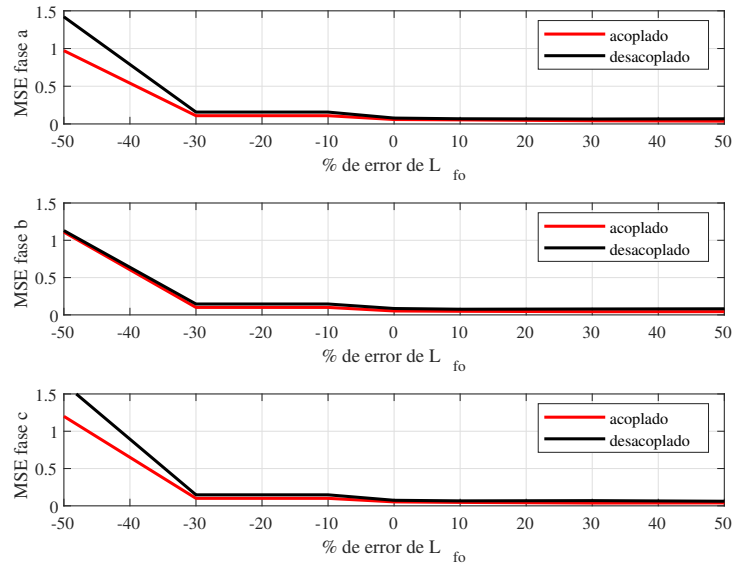


**Figura 4.31:** Resultados experimentales ante fallas para la técnica acoplada.

#### 4.4.1. Sensibilidad a las variaciones de la inductancia del filtro de entrada

Para realizar este análisis se realizó la variación de la inductancia del esquema eléctrico comparada con el valor nominal (i.e. la que se introduce en el modelo para realizar la predicción) en valores de  $\pm 10\%$ ,  $\pm 30\%$  y  $\pm 50\%$  para observar el desempeño de las técnicas de control. En la **Figura 4.32** se observa el efecto de las variaciones de la inductancia real respecto al valor utilizado en el modelo del control. Es posible apreciar que el error es mayor para un valor real 50% menor al nominal, pero para valores entre el 30% menor hasta 50% superior no se observa un efecto significativo sobre el error del control para ninguna de las tres fases.

Del mismo modo, la **Figura 4.33** muestra el efecto del error de modelado sobre la THD, de manera similar al caso anterior, el mayor efecto se nota cuando la diferencia es de 50% menor al nominal. Para los demás valores no se observa que el efecto sea significativo, sin embargo para valores de diferencia mayores al 40% (siendo menor el real) y considerando los estándares internacionales, el control no cumpliría con la calidad definida, presentado una THD mayor al 5%. Es importante destacar en este punto que la mejora de la técnica propuesta se mantiene



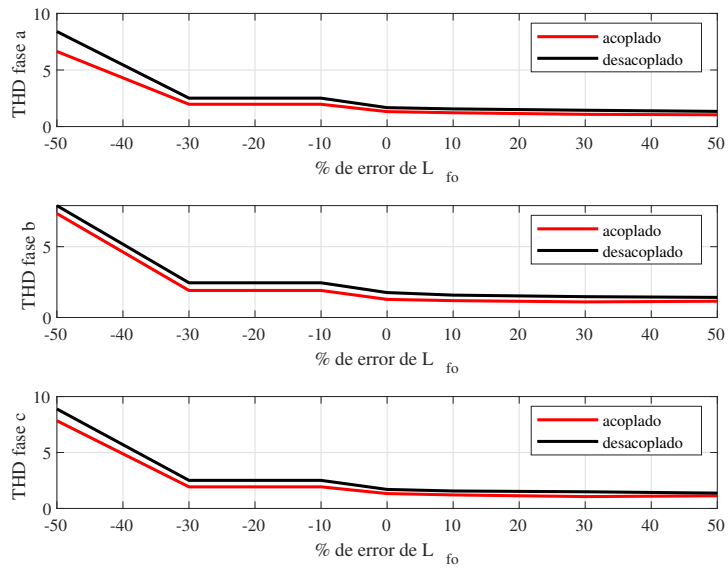
**Figura 4.32:** Sensibilidad del MSE en función a las variaciones de  $L_{fo}$

para todos los valores en los cuales se ha realizado el análisis, lo cual habla de la robustez de la mejora respecto a la técnica desacoplada.

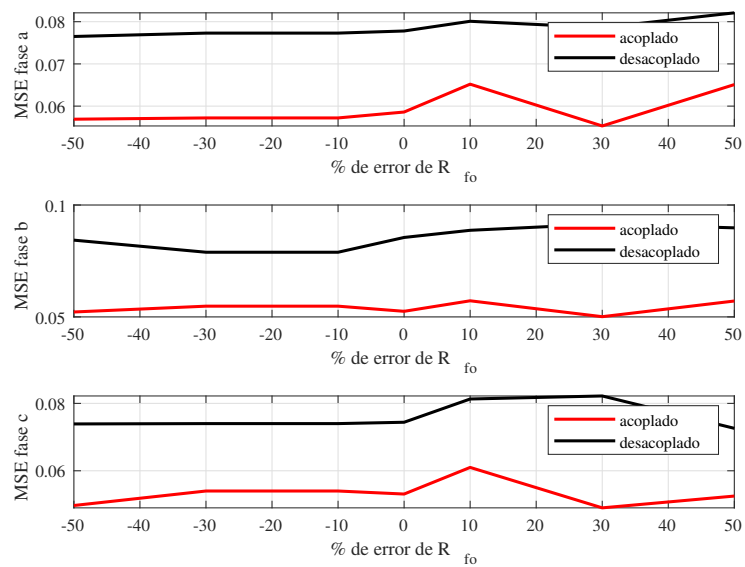
#### 4.4.2. Sensibilidad a las variaciones de la resistencia de fuga del filtro de entrada

Seguidamente se analiza el efecto de la diferencia entre el valor nominal y el valor real de la resistencia de fuga del filtro de entrada. Como es posible de apreciar, tanto en la **Figura 4.34** para el error, como en la **Figura 4.35** para la THD, el efecto de la diferencia entre el valor nominal (i.e. es utilizado en el modelo predictivo) y el valor real no es muy significativo y se mantiene en el entorno de los valores ideales. Esto permite pensar que la técnica posee una importante tolerancia a errores paramétricos, dentro de los porcentajes estudiados. Como en el caso anterior y para la situación ideal, la propuesta es siempre superior bajo los términos considerados en el marco de la tesis doctoral.

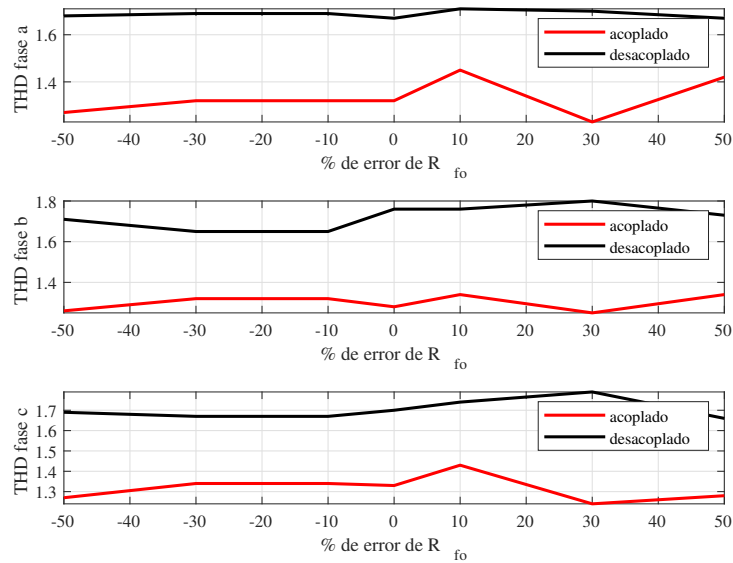
Finalmente es posible resumir que las técnicas de control estudiadas presentan una buena tolerancia a variaciones paramétricas en cuanto al modelo utilizado para el diseño del control y los valores reales y esta tolerancia permite pensar con mayor certeza en la factibilidad del uso



**Figura 4.33:** Sensibilidad de la THD en función a las variaciones de  $L_{fo}$



**Figura 4.34:** Sensibilidad del MSE en función a las variaciones de  $R_{fo}$ .



**Figura 4.35:** Sensibilidad de la THD en función a las variaciones de  $R_{fo}$ .

de este esquema de control basado en MPC.

#### 4.5. Sumario de resultados y discusión para las técnicas propuestas aplicadas a convertidores matriciales

En esta sección se presentó una de las contribuciones más importante de la tesis doctoral, que consiste en una técnicas de control que aprovecha la modularidad de la etapa de conversión de potencia aplicada para mejorar el MPC respecto a una técnica típica aplicada a esquema modulares. La estrategia propuesta mostró una mejora significativa en términos de disminución del error, reflejado mediante el análisis del MSE para distintos puntos de operación y valores de frecuencia de muestreo, así como en términos de calidad de la señal de interés, que de igual manera a lo anterior se vio reflejado en la reducción de la THD. Los resultados experimentales contribuyeron a demostrar la validez del fenómeno de mejora esperado lo cual valió la publicación de esta parte del trabajo en una revista internacional de alto prestigio.

En cuanto al desempeño durante fallas, se pudo observar que en este ítem es donde en mayor

grado destaca la propuesta, dado que el incluir este acoplamiento entre los módulos, permite actuar ante error de caída de fase e incluso si todo un bloque trifásico cae, aún se logra un correcto control de la corriente de salida, siempre y cuando la potencia a suministrar lo permita ya que al caer un modulo la potencia total disponible disminuiría. El esquema propuesto mostró ser capaz de actuar de manera eficiente ante desequilibrios en el generador hexafásico así como poseer cierta tolerancia a fallas. En este sentido, se debe considerar que la propuesta solo protege de errores de uno de los módulos por la forma en que fue diseñado, sin embargo se está trabajando en un esquema más robusto que permita un acople bidireccional que contemple errores en cualquiera de los módulos.

Además, tras el análisis de la sensibilidad a variaciones paramétricas de los valores nominales respecto a los reales fue posible constatar la tolerancia a estas diferencias principalmente para valores entre el 30% de diferencia.

Finalmente es posible concluir que la propuesta es novedosa y posee una ventaja sobre esquemas anteriores y sus características de tolerancia a fallas y variaciones paramétricas permite pensar en su implementación en esquemas industriales para sistemas de generación en el contexto de generación distribuida.

## Capítulo 5

### Otras estrategias de control propuestas para convertidores matriciales multimodulares

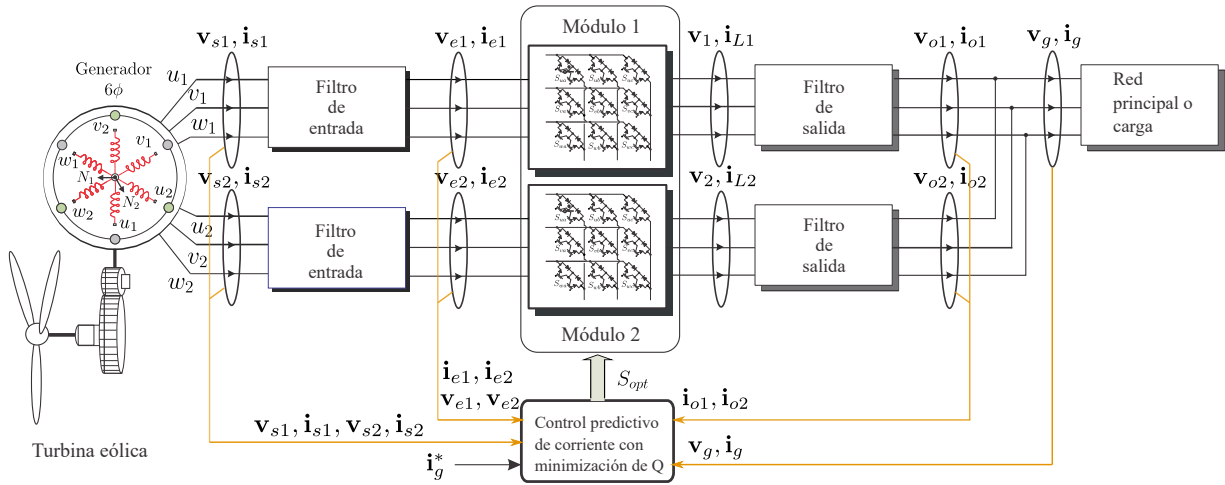
En este capítulo se presentan otras estrategias de control aplicadas al convertidor matricial multimodular que fueron producto del trabajo realizado en el marco de la tesis doctoral y que se consideran contribuciones importantes al estado del arte lo cual se ve reflejado en que las mismas han sido publicadas en conferencias de alto renombre. En total se presentan tres nuevas estrategias de control las cuales han sido el resultado de esfuerzos enfocados al diseño de nuevas topologías de control para sistemas de generación multifásicos interconectados a la red o trabajando en forma aislada. Las mismas han sido propuestas y probadas utilizando un entorno de simulación utilizando generadores ideales como fuente de energía.

#### 5.1. Control predictivo de corriente con minimización de potencia reactiva de entrada usando convertidores matriciales multimodulares para sistemas de generación hexafásicos

El principal aporte de este trabajo, en comparación con los anteriores, se centra en el análisis teórico del funcionamiento de un MMC combinado con un generador hexafásico para garantizar un control eficiente de la corriente con minimización de la potencia reactiva de la fuente, con el fin de reducir la inyección armónica tanto en la carga como hacia el generador.

En esta investigación se propone un control predictivo de la corriente con reducción de la potencia reactiva instantánea para un generador de seis fases y un sistema con un convertidor matricial multimodular. La propuesta muestra una importante reducción de armónicos en el lado del generador y una THD inferior al 0,6% en el lado de la carga, con un buen seguimiento de la corriente, lo que lo hace adecuado para su posterior interconexión a la red. El esquema de conversión es el mostrado en la **Figura 5.1**, que se diferencia del esquema con control de





**Figura 5.1:** Esquema propuesto para control de corriente y minimización de potencia reactiva

corriente en que se agregan cuatro mediciones de tensión ( $\mathbf{v}_{e1}$ ,  $\mathbf{v}_{e2}$ ,  $\mathbf{v}_{s1}$  y  $\mathbf{v}_{s2}$ ), y cuatro corrientes ( $\mathbf{i}_{e1}$ ,  $\mathbf{i}_{e2}$ ,  $\mathbf{i}_{s1}$  e  $\mathbf{i}_{s2}$ ) de manera a determinar las predicciones de las corrientes de la fuente  $\mathbf{i}_{s1}^p$  e  $\mathbf{i}_{s2}^p$ ). En este sentido, estas predicciones se obtienen a partir de la ecuación (3.19) y luego de obtener estos valores es posible definir las siguientes funciones de costo de manera a minimizar la potencia reactiva a la entrada de la etapa de conversión:

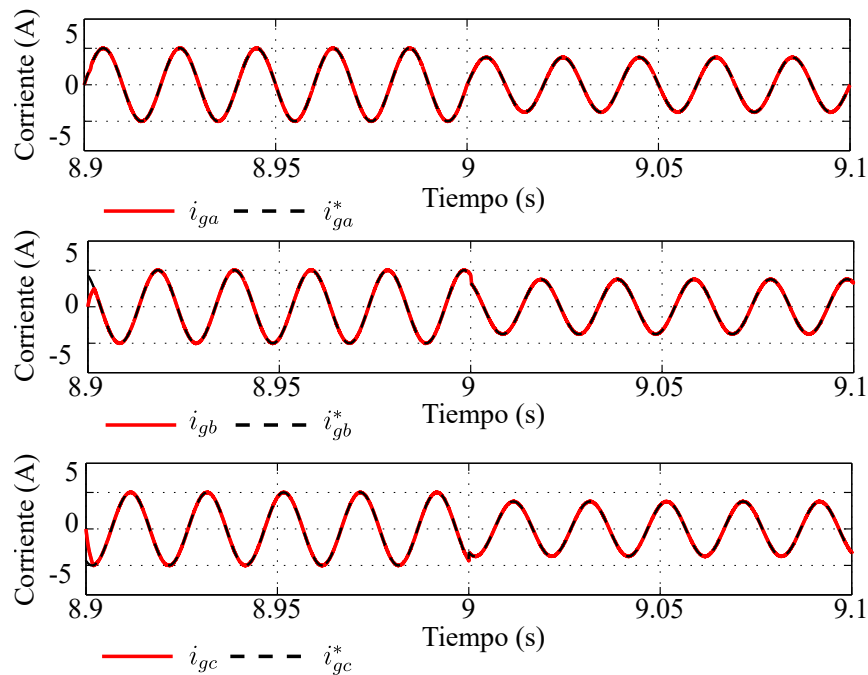
$$\begin{aligned} g_3 &= (v_{s\alpha 1} i_{s\beta 1p} - v_{s\beta 1} i_{s\alpha 1p})^2, \\ g_4 &= (v_{s\alpha 2} i_{s\beta 2p} - v_{s\beta 2} i_{s\alpha 2p})^2, \end{aligned} \quad (5.1)$$

teniéndose en cuenta que se utilizan las representaciones de las corrientes y tensiones en el plano  $\alpha - \beta$  donde la potencia reactiva instantánea se define como:

$$Q_{sx} = v_{x\alpha} i_{x\beta} - v_{x\beta} i_{x\alpha} \quad (5.2)$$

las funciones de costo se definen buscando con una reactiva instantánea deseada igual a cero. De este modo, la función de costo que busca el control de corriente con minimización de potencia reactiva se define como:

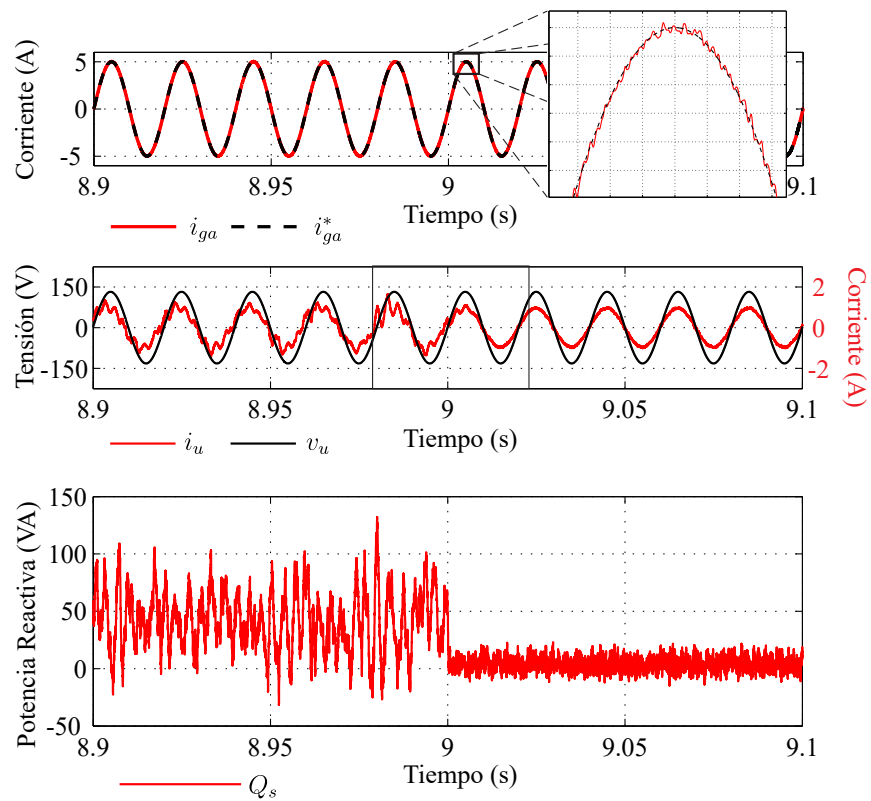
$$g = g_1 + g_2 + \lambda_1 g_3 + \lambda_2 g_4 \quad (5.3)$$



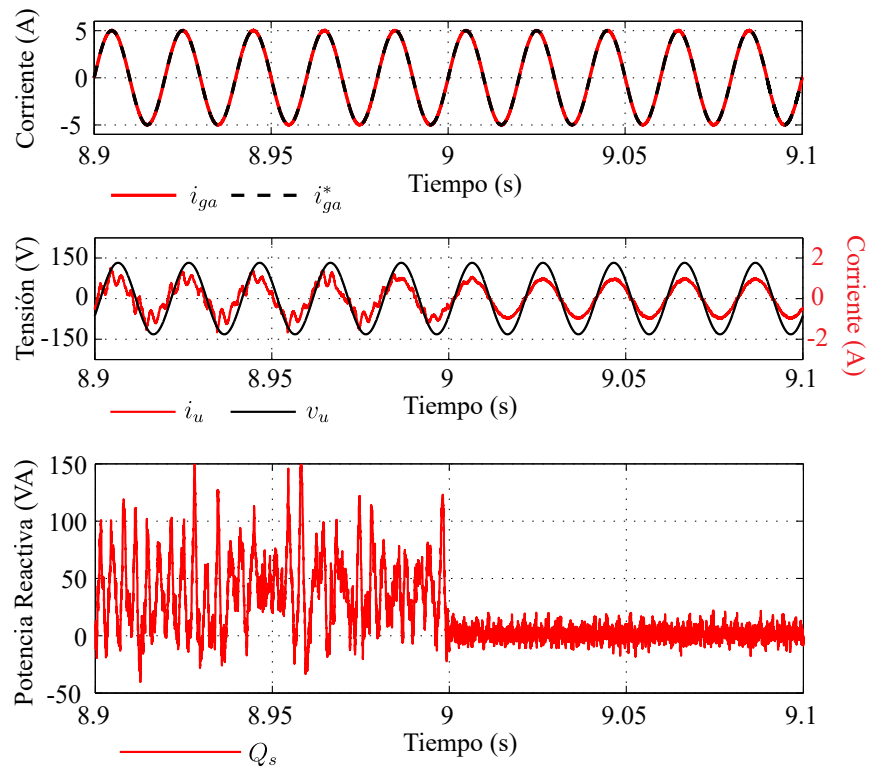
**Figura 5.2:** Seguimiento de corriente a cambios en la referencia de 5 A a 3 A.

siendo  $g_1$  y  $g_2$  los términos definidos en la ecuación (3.24) para el control de corriente.  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$  son factores de peso que además de normalizar los términos permiten definir la importancia que se le da a cada restricción de la función de costo. Los valores elegidos son  $\lambda_1 = \lambda_2 = 0,007$ , mayores detalles al respecto pueden ser encontrados en el artículo publicado en el 2016 [20]. El algoritmo de control es similar al **Algoritmo 1** con la diferencia en la definición de  $g$  según la ecuación (5.3).

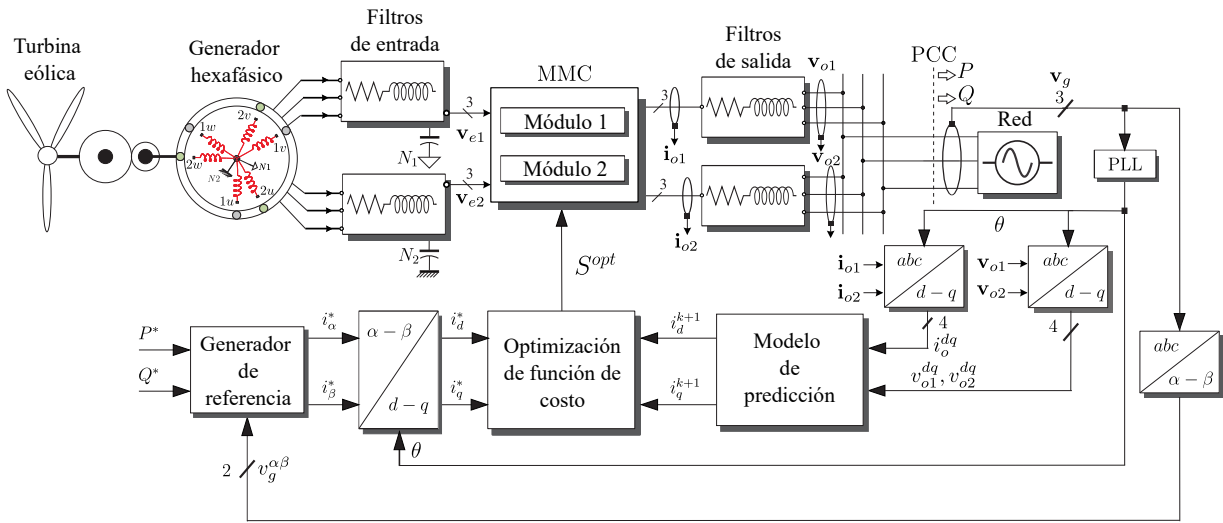
El desempeño del sistema puede observarse en tres gráficos. La **Figura 5.2** muestra el seguimiento de corriente a la referencia impuesta para demostrar el correcto funcionamiento del control de corriente. En este sentido el MSE medio entre las tres fases estuvo entorno a 0.075 y el THD 0.48 para una frecuencia de muestreo de 100 kHz. Por su parte, la **Figura 5.3** muestra además del seguimiento de corriente, la tensión y la corriente de entrada para la fase  $u_1$  del generador hexafásico así como la potencia reactiva del devanado trifásico conectado al punto neutro  $N_1$  donde inicialmente no se aplica la minimización de potencia reactiva la cual se activa a los 9 segundos y es posible observar que a partir de este instante la misma tiende a cero lo



**Figura 5.3:** Desempeño del módulo 1. De arriba a abajo: seguimiento de corriente, tensión y corriente de una fase del generador y, finalmente, potencia reactiva instantánea en el devanado trifásico.



**Figura 5.4:** Desempeño del módulo 2. De arriba a abajo: seguimiento de corriente, tensión y corriente de una fase del generador y, finalmente, potencia reactiva instantánea en el devanado trifásico.

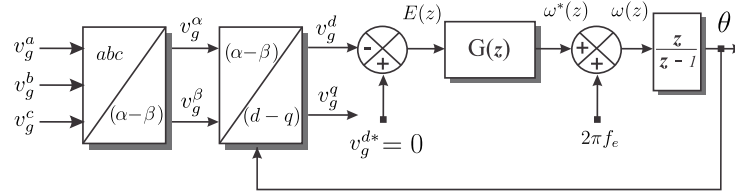


**Figura 5.5:** Esquema de control de potencia activa y reactiva basado en control predictivo de corriente.

cual demuestra el correcto funcionamiento de la propuesta. Por su parte, la **Figura 5.4** muestra lo mismo que la anterior pero para el devanado conectado al punto neutro  $N_2$ . En este caso es posible observar una reducción en el THD de la fuente de 50.2% a 6.4%.

## 5.2. Control de potencia activa y reactiva basado en control predictivo de corriente en sistemas de generación hexafásicos

Otra interesante propuesta desarrollada en el marco de esta tesis doctoral consiste en una extensión del control predictivo de corriente para interconectar el sistema a la red proporcionando control de potencia activa y reactiva inyectada. Esta estrategia está enfocada a suministrar a la red principal una corriente en función a la potencia solicitada por lo cual debe ser capaz de sincronizarse a la red para lograr esta interconexión. De esta manera, la principal diferencia de esta propuesta comparada con las anteriores consiste en la adición de un lazo de amarre de fase (PLL por sus siglas en inglés) dado que se necesita conocer la fase del sistema para generar la referencia adecuada según los objetivos de control trazados. En este sentido a continuación se describe brevemente ese bloque.



**Figura 5.6:** Bloque PLL utilizado para obtener la fase de la red.

### 5.2.1. Implementación del PLL digital

En la **Figura 5.6** se muestra el diagrama del bloque PLL propuesto. El rendimiento dinámico del mismo está muy influenciado por el compensador  $G(z)$ . Considerando que la señal de referencia es la tensión de red en el eje  $d$  y para garantizar un error de estado estacionario cero,  $G(z)$  debe incluir al menos un término integral, es decir, un polo en  $z = 1$ . Los otros polos y ceros de  $G(z)$  se determinan principalmente por los requisitos de ancho de banda de lazo cerrado del PLL y los índices de estabilidad como el margen de fase y el margen de ganancia, de acuerdo con el procedimiento descrito en [141]. Dado que  $G(z)$  es controlable, la función de transferencia puede expresarse en forma canónica controlable como sigue:

$$\mathbf{x}(k+1) = [\mathbf{F}]_{5 \times 5} [\mathbf{x}(k)]_{5 \times 1} + [\mathbf{D}]_{5 \times 1} [e(k)]_{5 \times 1} \quad (5.4)$$

$$\omega^*(k) = [\mathbf{C}]_{1 \times 5} [\mathbf{x}(k)]_{5 \times 1} \quad (5.5)$$

Donde la matriz  $[\mathbf{F}]_{5 \times 5}$ ; y los vectores  $[\mathbf{D}]_{5 \times 1}$ , y  $[\mathbf{C}]_{1 \times 5}$  definen la dinámica del compensador del PLL  $[G(z)]$ . El conjunto de variables de estado es definido como sigue:

$$[\mathbf{F}]_{5 \times 5} = \begin{bmatrix} 2,5 & -2,2 & 0,9 & -0,2 & 0,01 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$[\mathbf{D}]_{5 \times 1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.7)$$

$$[\mathbf{C}]_{1 \times 5} = \begin{bmatrix} 1,7 & -5,7 & 8,1 & -5,8 & 1,6 \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Esta realización en el espacio de estados es denominada forma canónica controlable y el modelo resultante es controlable.

### 5.2.2. Generación de la referencia de corriente

La otra diferencia con el esquema general para control de corriente es el bloque de generación de referencia. La función de este bloque es precisamente generar la corriente de referencia para inyectar la potencia deseada, esta referencia se introduce al control predictivo de corriente consistente en el mismo implementado anteriormente. La potencia activa y reactiva en términos de corriente están definidas por las siguientes ecuaciones [142]:

$$i_{g\alpha}^* = \frac{2}{3} \frac{v_{g\alpha}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} P^* + \frac{2}{3} \frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} Q^* \quad (5.9)$$

y

$$i_{g\beta}^* = \frac{2}{3} \frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} P^* - \frac{2}{3} \frac{v_{g\alpha}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} Q^* \quad (5.10)$$

donde  $P^*$  y  $Q^*$  denotan las referencias de potencia activa y reactiva, respectivamente. Mientras que  $v_{g\alpha}$  y  $v_{g\beta}$  son las tensiones de la red en el plano estacionario ( $\alpha - \beta$ ). Nótese que a diferencia de los casos anteriores, aquí se ha implementado el control predictivo sobre la corriente en el plano rotatorio  $dq$  siendo el algoritmo del control predictivo el mismo con la diferencia de la transformada al plano mencionado.

El desempeño de la propuesta puede observarse en la **Figura 5.7**, en la parte superior de la misma es posible apreciar al seguimiento a unos escalones de potencia activa con tiempos de respuesta menores a 20 milisegundos y un seguimiento correcto. En la gráfica central de la figura

es posible observar el seguimiento de la corriente en el plano  $dq$  y finalmente se muestra, en la parte inferior, la forma de la tensión de la red y la corriente suministrada. Los detalles de esta propuesta pueden ser encontrados en la publicación realizada en la revista *Journal of Systemics, Cybernetics and Informatics* [143] en el 2016 donde se incluye información más detallada.

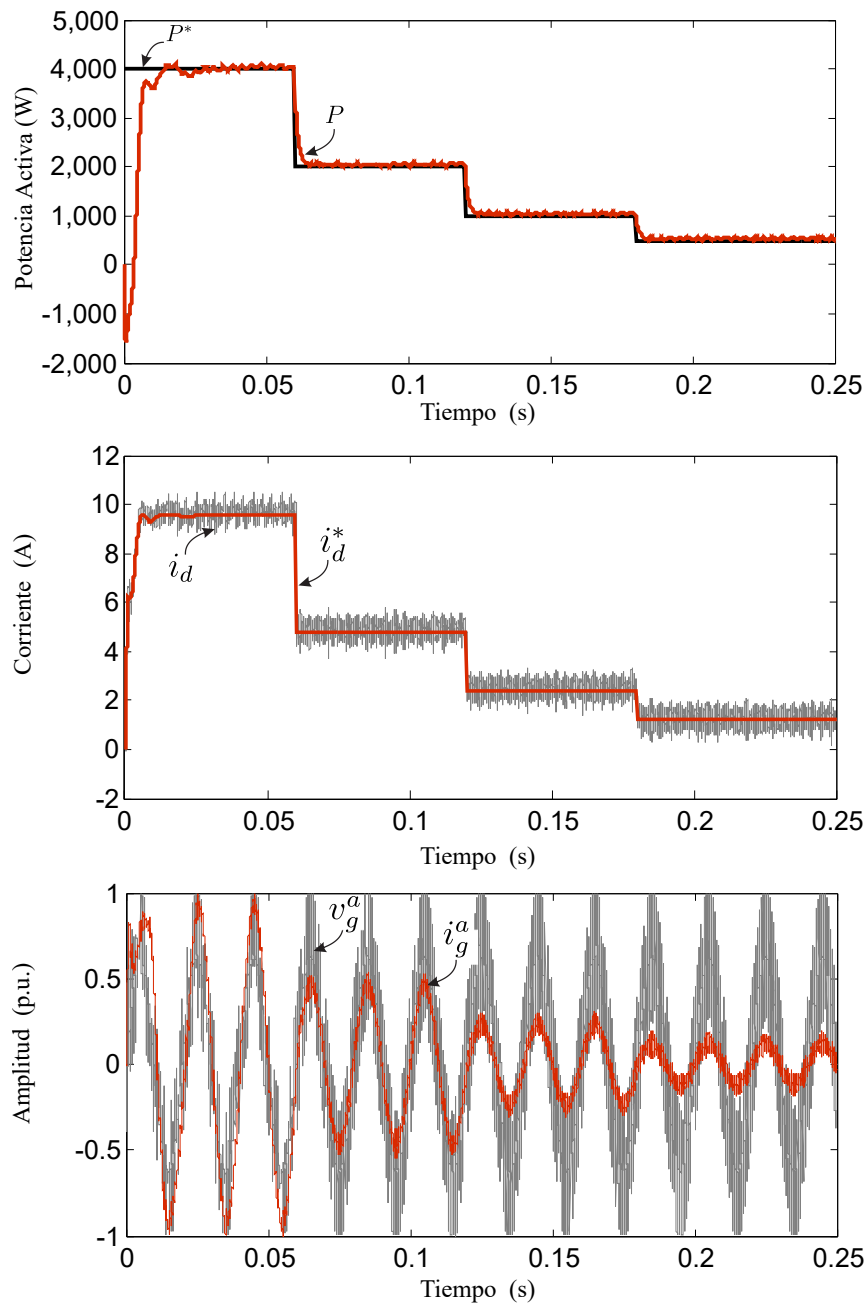
En cuando a los resultados obtenidos para esta propuesta, se logró una THD siempre menor a 5% (el valor más alto de 4.8%) para un muestreo de  $20\mu s$  y un MSE promedio de 0.0952 bajo estas mismas condiciones. Esta propuesta fue de las primeras realizaciones y no se ha aplicado en ella aún el acoplamiento en el control predictivo lo cual se espera mejore el desempeño aquí mostrado.

### **5.3. Control de potencia activa y reactiva basado en bucles de control predictivo de tensión aplicado a sistemas de generación hexafásicos utilizando convertidores matriciales**

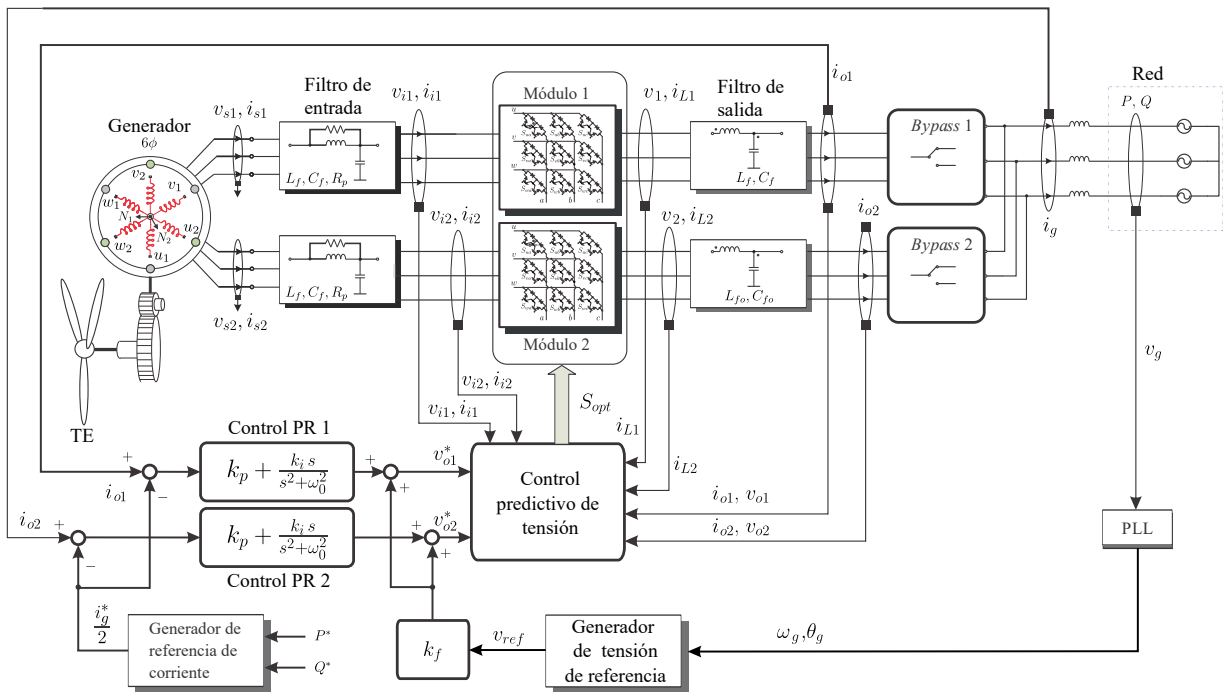
La última propuesta que se incluye en la presente tesis doctoral, consiste en el aporte más trascendental desde el punto de vista de novedad topológica, en el sentido de que la misma ha sido el resultado de un importante trabajo de equipo interinstitucional entre las Universidades de Talca, la Universidad Nacional de Asunción, Paraguay, la Universidad de Aalborg, Dinamarca y la Universidad de Nottingham, UK. Además es importante destacar que esta propuesta fue premiada como el mejor trabajo científico de conferencia del año (*Best conference paper award 2021*) otorgado por la Industrial Electronics Society (IES) del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) el cual se considera uno de los premios más importantes en el área.

El esquema del sistema de generación de AC conectado a la red propuesto está basado en un generador hexafásico de imanes permanentes y en la topología del convertidor matricial modular (MMC) y se muestra en la **Figura 5.8**. Esta topología permite inyectar potencia activa y reactiva de forma controlada mediante el control de la tensión en los condensadores de salida  $v_{o1}$





**Figura 5.7:** Respuesta del sistema para el control de potencia activa inyectada. Arriba: potencia activa inyectada. Centro: corriente en el marco  $dq$ . Abajo: tensión y corriente inyectada a la red.



**Figura 5.8:** Esquema de control de potencia activa y reactiva basado en control predictivo de tensión

y  $v_{o2}$  y la corriente inyectada por cada módulo  $i_{o1}$  y  $i_{o2}$  y por tanto la corriente total inyectada  $i_g$ . El bloque PLL mide la fase de la tensión de la red ( $v_g$ ) para generar una tensión sincronizada con la misma a la salida de cada etapa de conversión. Este proceso se lleva a cabo para interconectar ambos sistemas haciendo posible la inyección de potencia. De este modo, se propone un esquema con dos lazos de control que consiste en una combinación de una estrategia de control predictivo de tensión y un lazo de control de corriente que proporciona la referencia de tensión para el primero. Los condensadores de salida de cada módulo se conectan al punto de acoplamiento común (PCC) a través de un interruptor de *bypass* que permite conectar los convertidores de potencia a la red una vez alcanzado el estado de sincronización.

### 5.3.1. Lazo de control predictivo de tensión

Cuando se utilizan lazos de control en cascada, es importante diseñar un lazo de control interno rápido para conseguir un comportamiento correcto. Dado que una característica conocida

del MPC consiste en una respuesta transitoria rápida, resulta especialmente interesante proponerla como estrategia de lazo de control interno. En este contexto, para esta propuesta se utiliza el control predictivo de tensión del capacitor del filtro de salida de cada módulo en el esquema multimodular. Para predecir las tensiones de salida  $v_{o1}$  y  $v_{o2}$  se utiliza el modelo de predicción de la ecuación (3.22).

El principio básico de funcionamiento del algoritmo de control es el siguiente: primero, al inicio del instante de muestreo, se obtienen nuevas medidas de  $v_{ox}$ ,  $i_{Lx}$  e  $i_{gx}$  para cada módulo (el subíndice  $x$  denota el módulo correspondiente). Estas medidas definen el punto de partida a partir del cual el algoritmo predice la trayectoria futura de las variables del espacio de estado considerando la ecuación (3.22), para cada vector de tensión factible. Cada valor predicho se evalúa con una función de coste prediseñada, y el vector que minimiza esta función de costo se aplica a los interruptores del módulo MC correspondiente. La técnica presentada se basa en el control propuesto en [119, 144]. En este caso, la función de coste seleccionada es la siguiente:

$$g = (v_{ox\alpha}^* - v_{ox\alpha})^2 + (v_{ox\beta}^* - v_{ox\beta})^2 + \lambda_d g_{der}, \quad (5.11)$$

siendo  $v_{ox\alpha}^*$  y  $v_{ox\beta}^*$  las tensiones deseadas en el plano  $\alpha - \beta$  y definiendo:

$$g_{der} = \left( C_{fo} \omega_{ref} v_{ox\beta}^* - i_{Lx\alpha} + i_{gx\alpha} \right)^2 + \left( C_{fo} \omega_{ref} v_{ox\alpha}^* - i_{Lx\beta} + i_{gx\beta} \right)^2. \quad (5.12)$$

El término  $g_{der}$  se introduce para mejorar el comportamiento salvando la incapacidad del control predictivo clásico de seguir la derivada de la tensión del condensador dando lugar a una alta distorsión armónica total, creando un regulador que controla la tensión y su derivada. El efecto del término de la derivada se controla con un factor de ponderación  $\lambda_d$  que se eligió considerando [119]. Esta estrategia se basa en la evaluación, en cada instante de muestreo, de la función de coste  $g$  para todos los vectores válidos y aplicar el vector que minimiza la función de costo en el siguiente instante de muestreo consiguiendo un seguimiento de la tensión deseado.

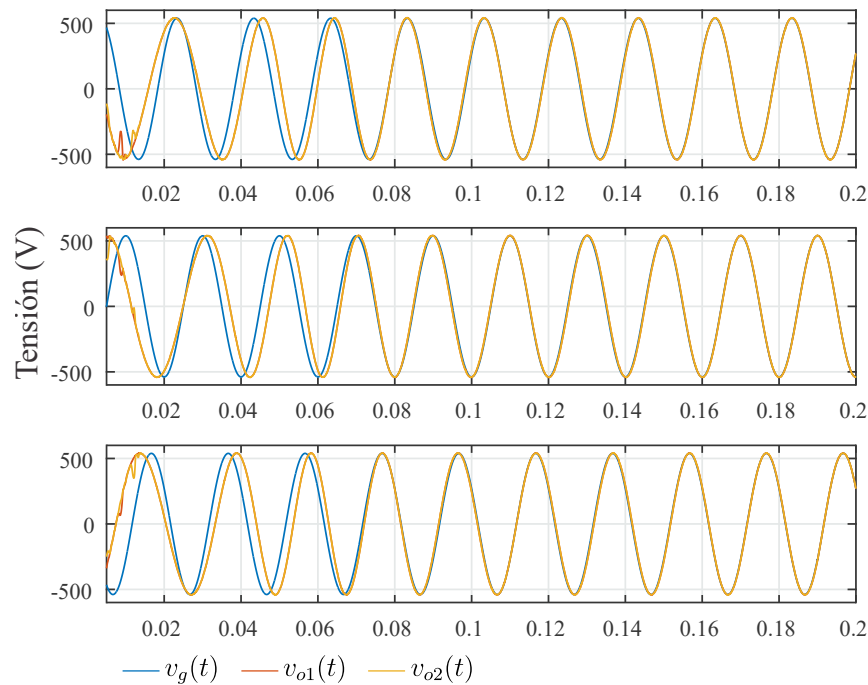
### 5.3.2. Bucle de control externo para generación de la tensión de referencia

El esquema propuesto se basa en la implementación de dos lazos de control para cada convertidor, un lazo interno correspondiente al control predictivo de la tensión y el lazo externo que genera la referencia de tensión para inyectar una corriente controlada a la red en función de la potencia deseada. En la **Figura 5.8** se muestra el lazo de control externo, en el que se calcula la diferencia entre la corriente inyectada por módulo  $i_{ox}$  y la corriente deseada  $i_{gx}^*$  y se aplica como entrada de un controlador PR [145] cuya salida se suma a una señal de control de prealimentación  $v_{ref}$  que se utiliza en el arranque del sistema para sincronizar la tensión de salida de cada etapa de conversión  $v_{ox}$  con la tensión de red  $v_g$  para ser conectada a través de un *bypass*. Esta tensión de referencia calculada es la entrada al bloque de control predictivo de la tensión para calcular el vector óptimo a aplicar por módulo. La tensión  $v_{ref}$  se genera a partir de la medida de la fase de la red  $\theta_g$  obtenida del PLL y de la amplitud de la señal de la red. La corriente deseada por módulo  $i_{ox}^*$  es la mitad de la corriente necesaria  $i_g^*$  para inyectar la potencia activa y reactiva deseada que se calcula utilizando las ecuaciones (5.9) y (5.10) mostradas en la sección anterior.

### 5.3.3. Proceso de arranque del sistema y conexión a la red

El proceso de conexión a la red se realiza de la siguiente manera:

1. Al arranque del sistema, la referencia de tensión para el bucle interno de control predictivo de tensión proviene de un generador de tensión de referencia que toma la fase de la red mediante el PLL y sintetiza una tensión igual a la de la red y sincronizada con la misma mientras la referencia de corriente para el bucle externo se establece en cero. La ganancia  $k_f$  se inicializa en uno para obtener todo el valor de la referencia a partir del lazo de prealimentación. Con esta referencia se sincronizan las tensiones sobre los capacitores de los filtros de salida con la red, de manera a hacer posible interconexión de los sistemas.
2. Seguidamente, una vez que las tensiones en los capacitores son iguales a la de la red, se



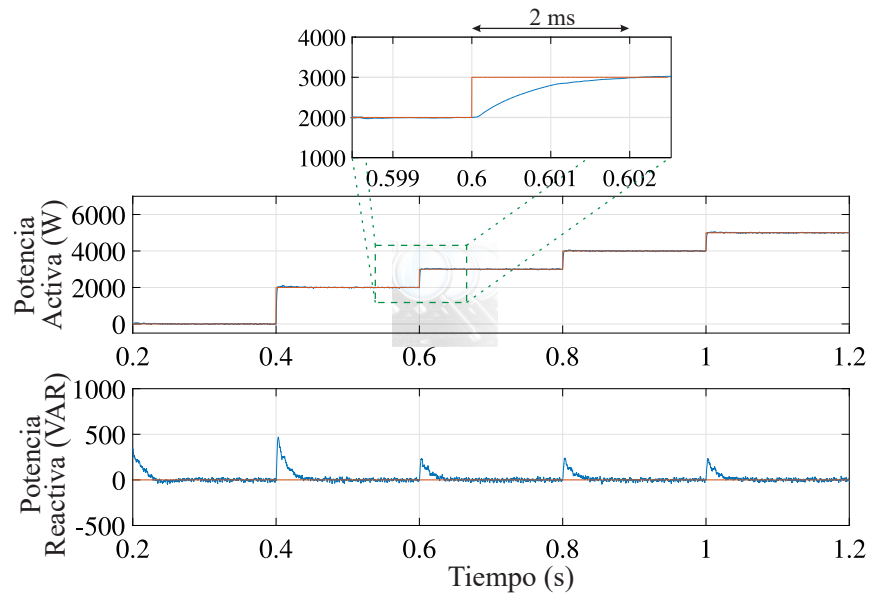
**Figura 5.9:** Proceso de sincronización de las tensiones de salida de los módulos con la red.

utilizan los *bypasses* para conectar los sistemas con la corriente de referencia de entrada igual a cero (esto es que ambas tensiones sigan siendo iguales a la de la red).

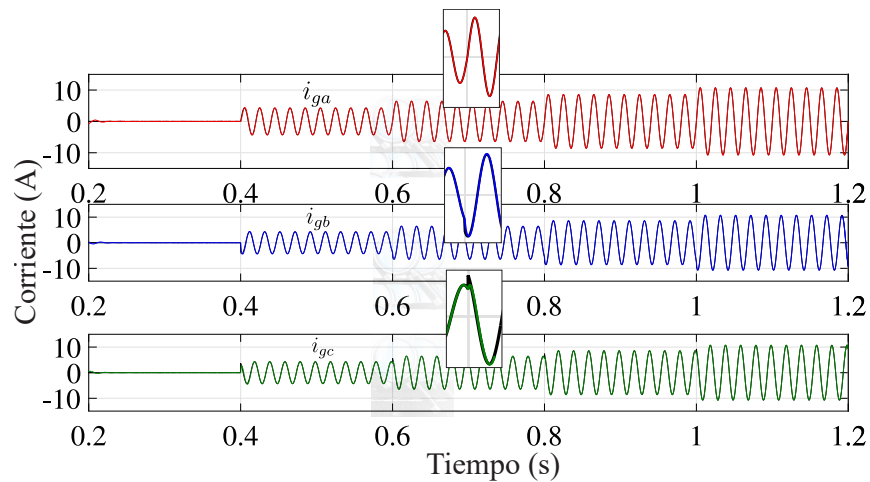
- Finalmente, se elimina la referencia generada por el sistema PLL estableciendo de manera gradual y controlada  $k_f$  a cero y de esta manera toda la tensión de referencia es proveída por el control PR, entonces es posible seleccionar la corriente a inyectar según la potencia activa y reactiva que se desea suministrar a la red principal.

Basado en el procedimiento descrito en el párrafo anterior, es posible evaluar la propuesta en base a las distintas señales obtenidas.

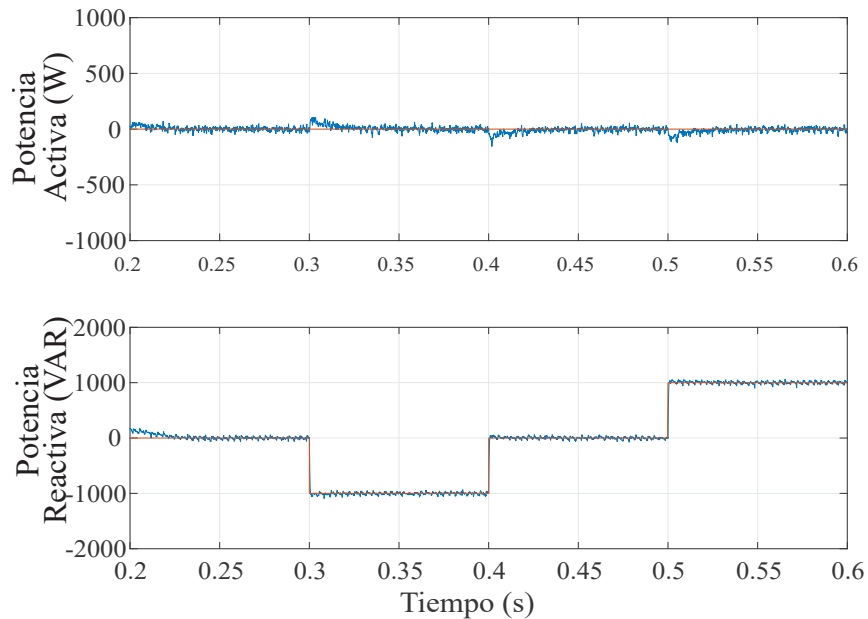
Para analizar y validar el esquema propuesto, se realiza una prueba utilizando los parámetros presentados en la **Tabla 5.1** y con base en los elementos descritos en la **Figura 5.8**. La **Figura 5.9** muestra el proceso de sincronización, donde es posible apreciar que se requiere de alrededor de 0,18 segundos para sincronizar la tensión de salida de cada módulo  $v_{o1}$  y  $v_{o2}$  con la tensión de red  $v_g$ . Una vez alcanzada la sincronización, todos los subsistemas se conectan a la red, manteniendo la referencia de potencia deseada a cero para evitar sobrepicos no deseados.



**Figura 5.10:** Respuesta a cambios de amplitud de potencia activa inyectada.



**Figura 5.11:** Seguimiento de las corrientes de fase.



**Figura 5.12:** Respuesta a cambios de amplitud de potencia reactiva inyectada.

La respuesta del seguimiento de la potencia y la respuesta transitoria se muestran en la **Figura 5.10**. Aquí se puede comprobar el correcto seguimiento de la potencia activa mediante la respuesta a varios escalones empezando por una referencia de 2 kW y aumentando la misma en escalones de 1 kW, con la potencia reactiva establecida en cero. La respuesta transitoria es de unos 2 ms, lo cual es suficientemente rápido teniendo en cuenta la aplicación. En relación con la inyección de corriente, la **Figura 5.11** muestra la respuesta de las corrientes de fase para la serie de escalones de potencia. La **Tabla 5.2** muestra la THD de la corriente inyectada cuando la potencia activa deseada se estableció entre 2 kW y 5 kW con corrientes resultantes de unos 5 A y 10 A. Es posible observar que, para estos valores, la THD cumple ampliamente con los requisitos establecidos para los sistemas conectados a la red.

Por su parte, la **Figura 5.12** muestra el desempeño del sistema para una referencia de potencia reactiva con la potencia activa establecida en cero. Se puede apreciar en esta figura como se logra el objetivo de seguimiento de potencia reactiva así como se logró con la potencia activa, validándose así la propuesta como un sistema de control de potencia activa y reactiva.

Después de realizado el estudio y análisis anterior, es posible concluir que la propuesta tie-

**Tabla 5.1:** PARÁMETROS IMPLEMENTADOS EN LA EVALUACIÓN DE LA PROPUESTA.

Parámetro	Descripción		
	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión de red	$v_g$	311	$V_p$
Frecuencia de red	$f_g$	50	Hz
Tensión del generador	$v_s$	540	$V_p$
Frecuencia del generador	$f_s$	40	Hz
Resistencia de amortiguamiento	$R_p$	100	$\Omega$
Resistencia de fuga del inductor de entrada	$R_f$	10	m $\Omega$
Inductancia del filtro de entrada	$L_f$	2.4	mH
Capacitancia del filtro de entrada	$C_f$	24	$\mu$ F
Periodo de muestreo	$T_s$	25	$\mu$ s
Frecuencia de muestreo	$f_s$	40	kHz
Ponderación del seguimiento derivativo	$\lambda_d$	0.2	
Constante proporcional del PR	$k_p$	10	
Constante integral del PR	$k_i$	1500	
Inductancia del filtro de salida	$L_{fo}$	2.4	mH
Capacitancia del filtro de salida	$C_{fo}$	24	$\mu$ F
Resistencia de fuga del filtro de salida	$R_{fo}$	10	m $\Omega$

**Tabla 5.2:** ANÁLISIS DE LA THD DE LA CORRIENTE INYECTADA A LA FRECUENCIA FUNDAMENTAL DE 50 HZ.

Potencia	THD [%]		
	Fase <i>a</i>	Fase <i>b</i>	Fase <i>c</i>
2 kW	1.32	1.08	1.52
3 kW	0.62	0.57	0.67
4 kW	0.47	0.42	0.49
5 kW	0.38	0.34	0.43



ne un comportamiento correcto en términos de seguimiento de la potencia inyectada con una respuesta transitoria aceptable y una buena THD respecto a los estándares internacionales para DGS. La rápida respuesta del control predictivo hace viable la implementación de una técnica de control que involucra dos lazos de control en cascada, uno interno basado en el control predictivo de tensión y otro externo de control clásico de corriente PR para el control indirecto de la potencia activa y reactiva. La topología propuesta reduce la THD utilizando un término de seguimiento de la derivada de la tensión, ponderado en la función de coste del controlador predictivo que permite mejorar la respuesta armónica. Este término derivativo permite implementar una técnica de predicción de horizonte 1 en lugar de una de horizonte 2 para sistemas de segundo orden con buena respuesta. Finalmente, es posible afirmar que el esquema propuesto de sistema de generación hexafásico basado en un convertidor de potencia matricial multimodular es viable para su implementación en sistemas DGS controlando la potencia activa y reactiva inyectada con buena calidad de señales, tanto en términos de respuesta transitoria como de contenido armónico.

#### **5.4. Comparación entre las distintas técnicas propuestas en el marco de la tesis doctoral**

Dadas las distintas técnicas de control predictivo aplicadas al convertidor matricial multimodular propuesto en el marco de esta tesis doctoral, es posible realizar una comparación entre los distintos enfoques en términos de los requerimientos de implementación de los mismos.

En este sentido, la **Tabla 5.3** muestra el resumen de esta comparación. Una de las principales características de la utilización de un convertidor matricial como etapa de conversión es que este permite el control tanto de la entrada como de la salida, pero para aprovechar esta característica se debe realizar una razón de costo beneficio de su implementación. El control predictivo de corriente (PCC) se ha implementado tanto en su forma independiente para cada módulo, como en la forma acoplada propuesta. Estas técnicas no consideran el control de la potencia reactiva a la entrada por lo cual no requieren de la predicción esta, lo cual reduce el costo computacional si

**Tabla 5.3:** COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS PROPUESTAS EN LA TESIS DOCTORAL.

Técnica propuesta	Predicción de la potencia de entrada	Generación de la referencia de salida	Número de mediciones
PCC independiente	No requiere	No requiere	3 tensiones y 2 corrientes
PCC acoplado	No requiere	No requiere	3 tensiones y 2 corrientes
PCC con minimización de Q	Necesario	No requiere	5 tensiones y 4 corrientes
Control de Potencia Activa y Reactiva basado en PCC	Necesario	$i_{g\alpha}^* = \frac{2}{3} \frac{v_{g\alpha}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} P^* + \frac{2}{3} \frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} Q^*$ $i_{g\beta}^* = \frac{2}{3} \frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} P^* - \frac{2}{3} \frac{v_{g\alpha}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} Q^* + \text{PLL}$	5 tensiones y 4 corrientes
Control de Potencia Activa y Reactiva basado en PVC	No requiere	$i_{g\alpha}^* = \frac{2}{3} \frac{v_{g\alpha}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} P^* + \frac{2}{3} \frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} Q^*$ $i_{g\beta}^* = \frac{2}{3} \frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} P^* - \frac{2}{3} \frac{v_{g\alpha}}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} Q^* + \text{Control PR} + \text{PLL}$	5 tensiones y 7 corrientes

el objetivo final es únicamente asegurar el seguimiento de corriente de salida. Al no ser necesaria la predicción de la potencia de entrada, además del costo computacional también se requieren menos sensores para medir las variables del convertidor.

En este caso, ambas técnicas requieren de 3 mediciones de tensiones trifásicas y solamente 2 mediciones de corrientes trifásicas, siendo de las técnicas propuestas las que menor cantidad de sensores totales necesitan. En el caso de incluir el control de potencia reactiva a la entrada, se necesitan además de predecir la misma, agregar 2 mediciones de tensión trifásica y 2 mediciones de corriente trifásica al sistema.

Por su parte, el control de potencia activa y reactiva inyectada a la red basado en PCC además de requerir predicción de la potencia de entrada, también implica precalcular la corriente de referencia de salida de acuerdo a la potencia que se desea inyectar y el factor de potencia de la misma. Adicionalmente a lo mencionado, esta técnica implica a su vez el diseño de un esquema PLL para calcular la fase de la red. Este enfoque requiere de la medición de 5 tensiones trifásicas y 4 corrientes trifásicas para su implementación.

Finalmente, la propuesta de un esquema de control de inyección de potencia activa y reactiva basado en el control predictivo de tensión (PVC) requiere de la adición de 2 sensores de corriente trifásica más en relación con el caso anterior. Así también, se necesita el diseño de una etapa de control proporcional resonante (PR) para generar la tensión de referencia en función a la

corriente deseada.

Aunque este esquema es el que más costo de implementación muestra, el mismo ha demostrado ser una opción plausible con alta calidad en las señales de salida, capacidad de trabajar en modo aislado y con un esquema de interconexión a la red bien definido y estructurado.

Luego de finalizado este resumen de aportes realizados en el marco de la tesis doctoral, en el siguiente capítulo se presentan las conclusiones de la tesis, los logros y publicaciones realizadas y las propuestas de trabajos futuros que surgen como nuevas líneas de investigación a partir de lo desarrollado en esta tesis.

## Capítulo 6

### Conclusiones y trabajo futuro

En este capítulo se presenta un resumen del trabajo realizado en el marco de la tesis doctoral y las conclusiones de la investigación. También se incluye un resumen de la producción científica resultante del trabajo para finalmente proponer nuevas líneas de investigación y trabajos futuros que podrían iniciarse tomando como base lo realizado en el marco de la tesis doctoral.

#### 6.1. Sumario y conclusiones

Luego de finalizada la tesis doctoral y sus distintas etapas se han alcanzado los distintos objetivos propuestos en la definición de la misma, en este contexto se resumen las principales conclusiones alcanzadas. El estudio del estado del arte permite concluir que debido al avance en el desarrollo de los distintos dispositivos de cálculo computacional y microcontroladores, el control predictivo que requiere de una importante carga computacional, surge actualmente como una propuesta plausible para el control de convertidores electrónicos de potencia dada su simplicidad de implementación en estas aplicaciones y gracias a esta exponencialmente creciente capacidad computacional. La posibilidad de evaluar distintas restricciones mediante la inclusión de distintos términos ponderados en la función de transferencia dota a la técnica de una gran versatilidad y una característica multiobjetivo que es altamente explotada para lograr múltiples objetivos de control simultáneamente (e.g. control de corriente y minimización de potencia reactiva) y junto con la velocidad de respuesta de la técnica constituyen la mayor ventaja sobre las técnicas basadas en modulación encontradas en la literatura.

Por su parte, la herramienta Matlab/Simulink ha permitido construir entornos de simulación adecuados para comprobar la operación de las distintas técnicas propuestas para controlar los convertidores multimodulares y obtener resultados que luego fueron validados en forma experimental para dos de las más importantes a fin de mostrar el fenómeno de mejora en la calidad

de la señal controlada y disminución del error lo cual constituye la mayor contribución de la presente tesis doctoral.

Así también, gracias a la cooperación interinstitucional y el grupo de trabajo del cual forma parte el Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia (LCEEP) de la Universidad de Talca, fue posible el diseño de novedosas técnicas de control y esquemas de conversión que inicialmente fueron implementados en sistemas trifásicos como etapa previa de su aplicación en sistemas multifásicos. El estudio de estas propuestas fue publicado en congresos de alto prestigio y revisado por pares, lo cual contribuye a enriquecer las propuestas y finalmente validar la novedad de las mismas dada la aceptación para publicación. Luego de estos pasos intermedios, finalmente se ha logrado proponer novedosas estrategias tanto topológicas, como en términos de las técnicas de control aplicadas a sistemas de generación multifásicos y en particular para sistemas hexafásicos. La modularidad de la topología propuesta proporciona la posibilidad de aprovechar la interacción de los distintos módulos para mejorar el desempeño del sistema, se ha corroborado que la técnica de control predictivo acoplado supera en rendimiento a un técnica independiente en términos de calidad de señal, es decir menores valores de THD, y, en términos de error dado el menor MSE para todos los escenarios de análisis. Así también se mostró una de las principales bondades de la propuesta, que es la posibilidad de trabajar en régimen de fallas. Debido a la posibilidad de interacción de los módulos, se ha probado que el sistema de generación puede operar inclusive con la caída de todo un sistema trifásico autocorrigiendo un importante número de inconvenientes para el control. Así también se ha demostrado que el sistema, a pesar de ser altamente dependiente del modelo, es capaz de lograr los objetivos de control con errores paramétricos y variación de los valores nominales con los que se ha diseñado la técnica. Se han obtenido además resultados experimentales que confirman el fenómeno de mejora en términos de la THD y el MSE a pesar de los errores debidos a las limitaciones en la etapa de medición y al ruido presente.

Así también se ha comprobado experimentalmente la reacción ante contingencias, principalmente en cuanto al comportamiento ante fallas en una de las subetapas trifásicas, donde el

control propuesto fue capaz de mantener los valores de corriente a pesar de la falla en el sistema.

En cuanto a las demás propuestas realizadas, al momento de inyectar energía a la red, el control de potencia activa y reactiva basado en bucle interno de control predictivo de tensión ha demostrado ser el aporte más significativo dado su alta calidad y capacidad de trabajar de modo aislado o interconectado. Esta propuesta ha sido considerada la más importante del 2020 en el área de electrónica por la *Industrial Electronic Society* del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) que es la organización más importante del área, lo cual reafirma la trascendencia de la propuesta habiendo otorgado el premio *Best conference paper award 2021* a la misma. Esta estrategia proporciona señales de alta calidad con capacidad de control de potencia activa y reactiva con valores que cumplen con las exigencias internacionales.

Finalmente, luego de todo el análisis, pruebas, simulaciones e implementaciones experimentales es posible confirmar la hipótesis inicial de esta tesis de doctorado, efectivamente es posible implementar técnicas de control predictivo a un convertidor matricial multimodular para controlar la energía proveniente de un sistema de generación hexafásico tanto alimentando una carga aislada como interconectado a la red cumpliendo los estándares de calidad internacionales para la aplicación mencionada como ha sido demostrado en los capítulos anteriores.

## **6.2. Producción científica realizada en el marco de la tesis doctoral**

Durante el desarrollo de la tesis doctoral se han logrado un importante número de contribuciones las cuales fueron presentadas tanto en eventos científicos como en revistas indexadas. Como etapas de la tesis se han logrado 12 (doce) publicaciones que se incluyen en los anexos por considerarse las más importantes y directamente vinculadas a la propuesta doctoral. Sin embargo, también se han realizado diversas investigaciones y trabajos relacionados al área en el transcurso de la formación del doctorando para ampliar las bases teóricas indagando en otras topologías de convertidores y estrategias de control relacionadas estrechamente a la tesis. A continuación se enlistan todas las publicaciones logradas en el marco del programa de “Doctorado

en Sistemas de Ingeniería”.

### 6.2.1. Publicaciones en revista científica

- (1) **S. Toledo**; E. Maqueda; M. Rivera, R. Gregor; P. Wheeler ; C. Romero; “*Improved predictive current control in multi-modular matrix converter applied to six-phase generation systems*”. *Energies*, v.12 f:7 p.1398,2020. ISSN/ISBN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en13102660
- (2) M. Rivera; **S. Toledo**; L. Tarisciotti; P. Wheeler; H. “*Predictive control strategies operating at fixed switching frequency for input filter resonance mitigation in an indirect matrix converter,*” *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, v. 17 f: 9, p. 2370-2376, 2018. DOI: 10.1109/TLA.2018.8789557
- (3) E. Maqueda; J. Rodas; **S. Toledo**; R. Gregor; D. Caballero; F. Gavilán; M. Rivera; “*Design and implementation of a modular bidirectional switch using SiC-MOSFET for power converter applications*”, *Active and Passive Electronic Components*, v. 2018, p. 1-9, 2018. DOI: 10.1155/2018/4198594
- (4) D. Caballero; **S. Toledo**; F. Gavilán; E. Maqueda; J. Rodas; R. Gregor; M. Rivera; D. Gregor; “*Active and reactive power control strategy for grid-connected six-phase generator by using multi-modular matrix converters*”, *Journal of Systemics, Cybernetics and Informatics*, v. 14 f: 6, p. 57-61, 2016. ISSN: 1690-4524

### 6.2.2. Publicaciones en anales de eventos internacionales

- (1) **S. Toledo**, M. Ayala, E. Maqueda, M. Rivera, T. Dragicevic, P. Wheeler, R. Gregor. “*Active and reactive power control based on predictive voltage control in a six-Phase generation system using modular matrix converter,*” in *Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT) 2020*, Buenos Aires, Argentina, Feb 26-28, 2020. DOI: 10.1109/ICIT45562.2020.9067285

- (2) **S. Toledo**, M. Rivera, T. Dragicevic, D. Caballero, P. Wheeler and R. Gregor, “*Predictive voltage control of the direct matrix converter applied to grid current injection*,” 2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), Valparaiso, Chile, 2019, pp. 1-5. DOI: 10.1109/CHILECON47746.2019.8987518
- (3) **S. Toledo**, M. Rivera, E. Maqueda, M. Ayala, J. Pacher, C. Romero, R. Gregor, T. Dragicevic, P. Wheeler; “*Multi-modular scalable DC-AC power converter for current injection to the grid based on predictive voltage control*”. In: IEEE 3rd Annual Southern Hemisphere Conference on Power Electronics SPEC, 2019 Santos, Brazil 2019. DOI: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065887
- (4) **S. Toledo**; M. Rivera; P. Wheeler, T. Dragicevic, D. Caballero, R. Gregor, E. Maqueda, F. Gavilán; “*Active and reactive power control based on an inner predictive voltage control loop for AC generation systems with direct matrix converter*.” In: 2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2019). Ixtapa, Mexico 2019. DOI: 10.1109/ROPEC48299.2019.9057037
- (5) E. Maqueda; **S. Toledo**; D. Caballero; F. Gavilán; C. Romero; R. Gregor; M. Rivera, “*An assessment of parallel connected silicon carbide based electronic switches*,” 2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), Valparaiso, Chile, 2019, pp. 1-7. Doi: 10.1109/CHILECON47746.2019.8988114.
- (6) **S. Toledo**; T. Dragicevic; M. Rivera; E. Maqueda; R. Gregor; “*Predictive voltage control techniques for AC UPS applications*”. In: IEEE International Conf. on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), 2018 Concepción, Chile 2018. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609814
- (7) D. Caballero; **S. Toledo**; M. Rivera; E. Maqueda; F. Gavilán; R. Gregor; “*Predictive vol-*



tage control using matrix converter for a stand-alone wind energy based microgrid.” In: IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), 2018 Concepción, Chile 2018. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609772

(8) F. Gavilán; **S. Toledo**; M. Rivera; D. Caballero; E. Maqueda; R. Gregor; “*Predictive current control strategy for a direct matrix converter with modulated switching pattern.*” In: IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), 2018 Concepción, Chile 2018. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609859

(9) M. Rivera; G. Castro; **S. Toledo**; “*Analysis of current control techniques in an indirect matrix converter*”. In: IEEE International Conf. on Automation / XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control, 2018 Concepción, Chile 2018. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609767

(10) **S. Toledo**; E. Maqueda; M. Rivera; R. Gregor; D. Caballero; F. Gavilán; J. Rodas; “*Experimental assessment of IGBT and SiC-MOSFET based technologies for matrix converter using predictive current control.*” In: IEEE Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Tecnologías de la Información y Comunicaciones (CHILECON), 2017 Pucón, Chile 2017. DOI:10.1109/CHILECON.2017.8229709

(11) M. Rivera; **S. Toledo**; P. Wheeler; “*An indirect model predictive current control for a direct matrix converter with instantaneous reactive power minimization.*” In: IEEE 3rd Annual Southern Hemisphere Conference on Power Electronics SPEC, 2017 Puerto Varas, Chile 2017 DOI: 10.1109/SPEC.2017.8333547

(12) **S. Toledo**; M. Rivera; J. Muñoz; R. Peña; J. Riveros; “*Predictive torque and flux control with reactive power minimization for a multi-drive indirect matrix converter system*

*operating at fixed switching frequency.*” In: IEEE Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Tecnologías de la Información y Comunicaciones (CHILECON), 2017 Pucón, Chile 2017. DOI: 10.1109/CHILECON.2017.8229710

- (13) M. Rivera; **S. Toledo**; L. Tarisciotti; P. Wheeler; S. Verne; “*Indirect predictive control techniques for a matrix converter operating at fixed switching frequency.*” In: IEEE Inter. Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2017 Pilsen, Czech Republic 2017. DOI: 10.1109/PRECEDE.2017.8071101
- (14) E. Maqueda; **S. Toledo**; M. Rivera; P. Wheeler; R. Gregor; D. Caballero; F. Gavilán; J. Rodas; “*An assessment of predictive current control applied to the direct matrix converter based on SiC-MOSFET bidirectional switches*”. In: IEEE 3rd Annual Southern Hemisphere Conference on Power Electronics SPEC, 2017 Puerto Varas, Chile 2017. DOI: 10.1109/SPEC.2017.8333669
- (15) **S. Toledo**; M. Rivera; J. Muñoz; R. Peña; J. Riveros; R. Gregor; “*Fixed switching frequency predictive control for a multi-drive indirect matrix converter system*”. In: 3rd Annual Southern Hemisphere Conference on Power Electronics SPEC, 2017 Puerto Varas, Chile 2017. DOI: 10.1109/SPEC.2017.8333672
- (16) **S. Toledo**, R. Gregor, M. Rivera, J. Rodas, D. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, E. Maqueda, “*Multi-modular matrix converter topology applied to distributed generation systems,*” The 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives: PEMD 2016, Glasgow, Escocia, DOI: 10.1049/cp.2016.0208, Abr. 19-21, 2016. DOI: 10.1049/cp.2016.0208
- (17) **S. Toledo**, M. Rivera, R. Gregor, J. Rodas, “*Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multi-modular direct matrix converter,*” In: Andean Council International Conference (ANDESCON), Arequipa, Perú 2016. DOI: 10.1109/ANDESCON.2016.7836229

- (18) **S. Toledo**, M. Rivera, J. L. Elizondo, “*Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends*,” In: IEEE Inter. Conf. on Automatica ICA/ACCA, Curicó, Chile 2016. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778454
- (19) M. Rivera, **S. Toledo**, “*Recommendations for writing research papers*,”. In: IEEE International Conference on Automatica ICA/ACCA, Curicó, Chile 2016. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778443
- (20) F. Gavilan, D. Caballero, **S. Toledo**, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, I. Araujo-Vargas, “*Predictive power control strategy for a grid-connected 2L-VSI with fixed switching frequency*,” IEEE Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing: ROPEC 2016, Ixtapa, México, Nov. 9-11, 2016. DOI: 10.1109/ROPEC.2016.7830631
- (21) U. Nasir, M. Rivera, **S. Toledo**, A. Costabeber, P. Wheeler, “*A review of power converters topologies with medium/high frequency transformers for grid interconnection systems*,” In: IEEE International Conference on Automatica ICA/ACCA, Curicó 2016. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778471
- (22) M. Rivera, R. Peña, G. Hunter, **S. Toledo**, J. Muñoz, “*Wind energy in Chile: potential, technology and development*,” In: IEEE International Conference on Automatica ICA/ACCA Curicó 2016. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778456
- (23) M. Rivera; **S. Toledo**; U. Nasir; A. Costabeber; P. Wheeler; “*New configurations of power converters for grid interconnection systems*,” In: IEEE Inter. Conf. on Automatica ICA/ACCA,” Curicó, Chile 2016. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778521

### **6.3. Trabajos futuros en base a la propuesta de tesis doctoral**

En el contexto de trabajos futuros, las nuevas líneas de investigación y desarrollos que se proponen al finalizar esta tesis doctoral son, entre otras:

- Implementación experimental del esquema de control de potencia activa y reactiva basado en bucle interno de control predictivo de tensión para aplicaciones en generación multifásica.
- Así también, aún queda por explorarse la posibilidad de aplicar técnicas de control predictivo a frecuencia fija para salvar el problema de resonancia que podría ocasionar la variabilidad de la frecuencia de conmutación.
- El control predictivo acoplado puede incluir la corrección bidireccional, es decir que cada módulo sea capaz de corregir al otro mediante una propuesta de señal de acoplamiento bidireccional.
- Aún se puede explorar la aplicación de técnicas avanzadas de optimización en la determinación de los factores de peso y las constantes del controlador PR para obtener los puntos de operación óptimos y mejorar los resultados a su máximo nivel. Estas técnicas podrían ser entre otras, optimización basada en redes neuronales, métodos evolutivos, incluso lógica difusa.
- Otro estudio exploratorio que se propone realizar con la plataforma multimodular, es su control mediante otras técnicas no lineales en el bucle interno de control, como modos deslizantes por ejemplo, a fin de realizar una comparativa y verificar en que condiciones podría una técnica mejor que otra.

## Bibliografía

- [1] IEA, IRENA, UNSD, World Bank, WHO, “The energy progress report 2020,” IEA, Washington DC, Tech. Rep., 2020, ISBN : 978-92-9260-192-.
- [2] V. Smil, “Distributed Generation and Megacities: Are Renewables the Answer?” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 17, no. 2, pp. 37–41, 2019.
- [3] F. Blaabjerg and K. Ma, “Wind Energy Systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. PP, no. 99, pp. 1–16, 2017.
- [4] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, may 2015.
- [5] S. Toledo, M. Rivera, and J. L. Elizondo, “Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends,” in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, oct 2016, pp. 1–6.
- [6] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, “Multiphase electrical machines and drives: A viable solution for energy generation and transportation electrification,” in *2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2016, pp. 632–639.
- [7] M. J. Duran and F. Barrero, “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines: Part II,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [8] M. J. Duran, F. Barrero, and M. J. Duran, “Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines: Part {II},” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.

- [9] S. Rubino, I. R. Bojoi, F. Mandrile, and E. Armando, “Modular stator flux and torque control of multi-three-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 6, pp. 6507–6525, 2020.
- [10] F. Blaabjerg, Y. Yang, D. Yang, and X. Wang, “Distributed Power-Generation Systems and Protection,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 7, pp. 1311–1331, 2017.
- [11] J. Zhang, L. Li, and D. G. Dorrell, “Control and applications of direct matrix converters: A review,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 18–27, 2018.
- [12] V. P. K. Kuniseti, R. E. K. Meesala, and V. K. Thippiripati, “Improvised predictive torque control strategy for an open end winding induction motor drive fed with four-level inversion using normalised weighted sum model,” *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 808–816, 2018.
- [13] J. Falck, G. Buticchi, and M. Liserre, “Thermal Stress Based Model Predictive Control of Electric Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 2, pp. 1513–1522, 2018.
- [14] K. V. P. Kumar and T. V. Kumar, “Predictive torque control of open-end winding induction motor drive fed with multilevel inversion using two two-level inverters,” *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 1, pp. 54–62, 2018.
- [15] K. M. R. Eswar, K. V. P. Kumar, and T. V. Kumar, “Modified predictive torque and flux control for open end winding induction motor drive based on ranking method,” *IET ELECTRIC POWER APPLICATIONS*, vol. 12, no. 4, pp. 463–473, 2018.
- [16] P. Wheeler, M. Rivera, and S. Toledo, “An indirect model predictive current control for a direct matrix converter with instantaneous reactive power minimization,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2017, pp. 1–6.

- [17] F. Zhang, Y. Du, W. Liu, and P. Li, "Model Predictive Power Control for Cooperative Vehicle Safety Systems," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 4797–4810, 2018.
- [18] M. Novak, U. M. Nyman, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "Analytical Design and Performance Validation of Finite Set MPC Regulated Power Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1, 2018.
- [19] T. Dragicevic, M. Alhasheem, M. Lu, and F. Blaabjerg, "Improved model predictive control for high voltage quality in microgrid applications," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, oct 2017, pp. 4475–4480.
- [20] S. Toledo, M. Rivera, R. Gregor, J. Rodas, and L. Comparatore, "Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multimodular direct matrix converter," in *2016 IEEE ANDESCON*, Oct 2016, pp. 1–4.
- [21] M. Rivera, P. Wheeler, A. Olloqui, and D. A. Khaburi, "A review of predictive control techniques for matrix converters - {P}art {I}," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, feb 2016, pp. 582–588.
- [22] —, "A review of predictive control techniques for matrix converter - {P}art {II}," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, feb 2016, pp. 589–595.
- [23] J. Falck, M. Andresen, and M. Liserre, "Thermal-based finite control set model predictive control for IGBT power electronic converters," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sep 2016, pp. 1–7.
- [24] H. Gao, B. Wu, 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4891–4904, jun 2017.

- [25] 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 INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [26] L. Gyugyi and B. Pelly, *Static Power Frequency Changers: Theory, Performance, and Application*, ser. A wiley-Interscience publication. Wiley, 1976. [Online]. Available: <https://books.google.com.py/books?id=MPZSAAAAMAAJ>
- [27] A. R. Daniels and D. T. Slattery, "New power convertor technique employing power transistors," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 125, no. 2, pp. 146–150, 1978.
- [28] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements," *Proc. POWERCON 7, 1980*, 1980.
- [29] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1980, pp. 242–252.
- [30] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. De Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on*. IEEE, 2015, pp. 1–10.
- [31] M. Rivera, J. Munoz, C. Baier, J. Rodriguez, J. Espinoza, V. Yaramasu, B. Wu, and P. Wheeler, "A Simple Predictive Current Control of a Single-Phase Matrix Converter," in *Proc. IEEE POWERENG*, 2013, pp. 235–239.
- [32] J. Rodriguez, "A new control technique for AC-AC converters," in *Proceedings of the IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conference*, 1983, pp. 203–208.



- [33] J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, and T. Lipo, "New control strategy for matrix converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC'89 Record., 20th Annual IEEE*. IEEE, 1989, pp. 360–367.
- [34] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Some improved forced commutated cycloconverter structures," *IEEE Transactions on Industry Applications*, no. 5, pp. 1242–1253, 1985.
- [35] —, "Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, no. 3, pp. 271–280, 1986.
- [36] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*. IEEE, 1989, pp. 871–876.
- [37] L. Huber, D. Borojevic, and N. Burany, "Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverters," in *Industrial Electronics Society, 1989. IECON'89., 15th Annual Conference of IEEE*. IEEE, 1989, pp. 106–111.
- [38] —, "Digital implementation of the space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1990. Fourth International Conference on (Conf. Publ. No. 324)*. IET, 1990, pp. 63–68.
- [39] L. Huber, N. Burány, and D. Borojević, "Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters," in *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, vol. 139, no. 2. IET, 1992, pp. 103–113.
- [40] L. Huber, D. Borojevic, X. F. Zhuang, and F. C. Lee, "Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," in *Ap-*

*plied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual.* IEEE, 1993, pp. 860–865.

- [41] L. Huber and D. Borojevic, “Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction,” *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, 1995.
- [42] G. Kastner and J. Rodriguez, “Forced commutated cycloconverter with control of the source and load currents.” in *Unknown Host Publication Title*, vol. 1. Koninklijke Vlaamse Ingenieursvereniging, 1985.
- [43] C. L. Neft and C. D. Schauder, “Theory and design of a 30-hp matrix converter,” *IEEE Transactions on industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 546–551, 1992.
- [44] N. Burany, “Safe control of four-quadrant switches,” in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE.* IEEE, 1989, pp. 1190–1194.
- [45] L. Empringham, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, “Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques,” in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 1. IEEE, 1998, pp. 707–713.
- [46] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, “Matrix converters: a technology review,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, 2002.
- [47] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, “Novel three-phase ac–ac sparse matrix converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1649–1661, 2007.

- [48] T. Friedli, J. W. Kolar, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Comparative evaluation of three-phase ac-ac matrix converter and voltage dc-link back-to-back converter systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4487–4510, 2012.
- [49] S. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, X. Jiang, and F. Z. Peng, "A novel indirect quasi-z-source matrix converter applied to induction motor drives," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 2440–2444.
- [50] L. Baruschka and A. Mertens, "A new three-phase ac/ac modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1400–1410, 2013.
- [51] 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 *2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2015, pp. 1–6.
- [52] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 59, no. 1, pp. 58–70, 2012.
- [53] 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 Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3021–3032, 2019.
- [54] J. J. Rodriguez, R. Morales Caporal, E. Peralta, O. Carranza, and R. Ortega, "Optimal venturini modulation for a three-phase four-wire matrix converter," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 2, pp. 617–623, 2016.
- [55] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4550–4559, 2016.

- [56] B. Wang, D. Gao, D. Chen, C. Ning, and G. Ling, "On a novel current control method for matrix converter," in *2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, 2017, pp. 5087–5092.
- [57] 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, no. 5, pp. 4135–4145, sep 2016.
- [58] A. M. Aliyu, A. Castellazzi, P. Lasserre, and N. Delmonte, "Modular integrated sic mosfet matrix converter," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, pp. 1184–1188.
- [59] 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," *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pp. 1–6, 2016.
- [60] W. Xiong, Y. Sun, M. Su, J. Yang, and C. Wang, "A carrier-based modulation strategy for multi-modular matrix converters with zero common-mode voltage," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–6.
- [61] K. Koiwa and J.-I. I. Itoh, "A Maximum Power Density Design Method for Nine Switches Matrix Converter Using SiC-MOSFET," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1189–1202, feb 2016.
- [62] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera, and J. Rodríguez, "A Computationally Efficient Lookup Table Based FCS-MPC for PMSM Drives Fed by Matrix Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7645–7654, 2017.

- [63] M. Vijayagopal, L. Empringham, L. De Lillo, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Control of a direct matrix converter induction motor drive with modulated model predictive control," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015*, 2015, pp. 4315–4321.
- [64] W. Xiong, Y. Sun, J. Lin, M. Su, H. Dan, M. Rivera, and J. M. Guerrero, "A Cost-Effective and Low-Complexity Predictive Control for Matrix Converters Under Unbalanced Grid Voltage Conditions," *IEEE ACCESS*, vol. 7, pp. 43 895–43 905, 2019.
- [65] S. Yusoff, L. De Lillo, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Predictive Control of a direct AC/AC matrix converter power supply under non-linear load conditions," *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, pp. 1–6, 2012.
- [66] S. Toledo, M. Rivera, P. Wheeler, T. Dragicevic, D. Caballero, R. Gregor, E. Maqueda, and F. Gavilan, "Active and reactive power control based on an inner predictive voltage control loop for AC generation systems with direct matrix converter," in *2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing, ROPEC 2019*, 2019.
- [67] G. F. Gontijo, T. C. Tricarico, B. W. Franca, L. F. da Silva, E. L. van Emmerik, and M. Aredes, "Robust Model Predictive Rotor Current Control of a DFIG Connected to a Distorted and Unbalanced Grid Driven by a Direct Matrix Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON SUSTAINABLE ENERGY*, vol. 10, no. 3, pp. 1380–1392, jul 2019.
- [68] J. Zhang, L. Li, D. G. Dorrell, J. Rodriguez, and M. Norambuena, "Investigation of Grid-Connected and Islanded Direct Matrix Converter for Renewable Microgrid Applications with Model Predictive Control," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2018*, 2018, pp. 3777–3783.

- [69] M. B. Shadmand, M. Mosa, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of a capacitorless matrix converter-based STATCOM," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 796–808, 2017.
- [70] Y. Guo, B. Yang, C. Li, W. Deng, and B. Frede, "Model predictive current control of active distribution transformer with consideration of its stability analysis based on AC-AC Matrix converter," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019*, pp. 5417–5423, 2019.
- [71] P. Szcześniak, G. Tadra, J. Kaniewski, and Z. Fedyczak, "Model predictive control algorithm of AC voltage stabilizer based on hybrid transformer with a matrix converter," *Electric Power Systems Research*, vol. 170, no. June 2018, pp. 222–228, 2019. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779619300367>
- [72] P. Szcześniak, G. Tadra, and Z. Fedyczak, "Model predictive control of hybrid transformer with matrix converter," *Acta Polytechnica Hungarica*, vol. 17, no. 1, pp. 25–40, 2020.
- [73] M. Rivera, J. Munoz, C. Baier, J. Rodriguez, J. Espinoza, V. Yaramasu, B. Wu, and P. Wheeler, "A Simple Predictive Current Control of a Single-Phase Matrix Converter," in *Proc. IEEE POWERENG*, 2013, pp. 235–239.
- [74] S. M. Ahmed, H. Abu-Rub, and Z. Salam, "Model Predictive Control of a Direct Three-to-Seven Phase Matrix Converter," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, 2014, pp. 1059–1063.
- [75] O. Abdel-Rahim, O. Ellabban, and H. Abu-Rub, "Predictive Torque Control of an induction motor fed by five-to-three direct matrix converter," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, ser. 1, no. Mc, 2014, pp. 800–804.

- [76] —, “Predictive Torque Control of an induction motor fed by five-to-three direct matrix converter,” *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, vol. 5, no. Mc, pp. 800–804, 2014.
- [77] O. Abdel-Rahim, H. Funato, H. Abu-Rub, and O. Ellabban, “Multiphase Wind Energy generation with direct matrix converter,” in *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2014, pp. 519–523.
- [78] O. Abdel-Rahim and Z. Ali, “Control of seven-to-three phase Direct Matrix Converter using Model Predictive control for multiphase wind generation,” in *Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP*, 2014, pp. 199–203.
- [79] O. Abdel-Rahim, H. Abu-Rub, and A. Kouzou, “Nine-to-Three Phase Direct Matrix Converter with Model Predictive Control for Wind Generation System,” *Energy Procedia*, vol. 42, pp. 173–182, 2013. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610213017190>
- [80] Y. Liu, W. Liang, B. Ge, H. Abu-Rub, and N. Nie, “Quasi-Z-Source Three-to-Single-Phase Matrix Converter and Ripple Power Compensation Based on Model Predictive Control,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 65, no. 6, pp. 5146–5156, jun 2018.
- [81] M. Alizadeh and S. S. Kojori, “Modified predictive control for both normal and LVRT operations of a Quasi-Z-Source Matrix Converter based WECS,” *Control Engineering Practice*, vol. 68, no. December 2016, pp. 1–14, 2017. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.conengprac.2017.08.003>  
<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066117301697>
- [82] —, “Small-signal stability analysis, and predictive control of Z-Source Matrix Converter feeding a PMSG-WECS,” *International Journal of Elec-*

- tical Power and Energy Systems*, vol. 95, pp. 601–616, 2018. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061517306038>  
<https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.09.018>
- [83] A. Mora, M. Espinoza, M. Diaz, and R. Cardenas, “Model Predictive Control of Modular Multilevel Matrix Converter,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2015-Septe, pp. 1074–1079, 2015.
- [84] S. Toledo, M. Rivera, R. Gregor, J. Rodas, and L. Comparatore, “Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multimodular direct matrix converter,” in *2016 IEEE ANDESCON*, oct 2016, pp. 1–4.
- [85] 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,” *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pp. 1–6, 2016.
- [86] S. Toledo, M. Ayala, E. Maqueda, R. Gregor, A. Renault, M. Rivera, T. Dragicevic, and P. Wheeler, “Active and reactive power control based on predictive voltage control in a six-phase generation system using modular matrix converters,” in *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, vol. 1, 2020, pp. 1059–1065.
- [87] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4260–4271, 2013.
- [88] P. Wheeler, H. Zhang, and D. Grant, “A theoretical and practical consideration of optimised input filter design for a low loss matrix converter,” in *1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 1994, pp. 363–367.



- [89] S. Mondal and D. Kastha, "Input reactive power controller with a novel active damping strategy for a matrix converter fed direct torque controlled dfig for wind power generation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3700–3711, 2020.
- [90] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4550–4559, 2016.
- [91] J. Andreu, J. M. De Diego, I. M. de Alegria, I. Kortabarria, J. L. Martin, and S. Ceballos, "New protection circuit for high-speed switching and start-up of a practical matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 3100–3114, 2008.
- [92] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1150–1161, 1999.
- [93] J. Mahlein, M. Bruckmann, and M. Braun, "Passive protection strategy for a drive system with a matrix converter and an induction machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 297–303, 2002.
- [94] L. Zhan, Y. Liu, and Y. Liu, "A Clarke Transformation-Based DFT Phasor and Frequency Algorithm for Wide Frequency Range," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 67–77, 2018.
- [95] W. Wang, W. Long, and L. Hu, "Nonlinear Model Predictive Control of pH in Rolling Mill Wastewater Treatment," in *2009 International Workshop on Intelligent Systems and Applications*, may 2009, pp. 1–5.

- [96] H. Han and J. Qiao, "Nonlinear Model-Predictive Control for Industrial Processes: An Application to Wastewater Treatment Process," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1970–1982, 2014.
- [97] C. García, M. Rivera, M. López, J. Rodríguez, R. Peña, P. W. Wheeler, and J. R. Espinoza, "A simple current control strategy for a four-leg indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2275–2287, 2015.
- [98] O. Gulbudak and E. Santi, "A predictive control scheme for a dual output indirect matrix converter," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2015, pp. 2828–2834.
- [99] Y. Mei and G. Yi, "A Self-tuning Method of Weighting Factor in Model Prediction Control for Indirect Matrix Converter with Induction Motor System," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2019*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [100] G. Zhang, J. Yang, Y. Sun, M. Su, Q. Zhu, and F. Blaabjerg, "A Predictive-Control-Based Over-Modulation Method for Conventional Matrix Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3631–3643, 2018.
- [101] M. Rivera, J. Muñoz, P. Wheeler, and L. Xu, "Indirect Model Predictive Control Strategies for a Direct Matrix Converter with Mitigation of Input Filter Resonances," in *IEEE PEDS 2017*, 2017, pp. 2370–2376.
- [102] M. Rivera, P. Correa, J. Rodríguez, I. Lizama, and J. Espinoza, "Predictive control of the indirect matrix converter with active damping," *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09*, vol. 3, pp. 1738–1744, 2009.
- [103] L. Wang, H. Dan, Y. Zhao, Q. Zhu, T. Peng, Y. Sun, and P. Wheeler, "A finite control set model predictive control method for matrix converter with zero common-mode voltage,"

*IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 327–338, 2018.

- [104] M. Uddin, G. Mirzaeva, and G. Goodwin, “Model Predictive Control of Direct Matrix Converter with Common Mode Voltage Elimination,” *2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference, SPEC 2018*, vol. 1, no. 1, pp. 1–7, 2019.
- [105] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, “Predictive strategy to control common-mode voltage in loads fed by matrix converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4372–4380, 2008.
- [106] O. Gulbudak and E. Santi, “FPGA-Based Model Predictive Controller for Direct Matrix Converter,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 63, no. 7, pp. 4560–4570, jul 2016.
- [107] R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, “Predictive Approach to Increase Efficiency and Reduce Switching Losses on Matrix Converters,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 24, no. 3-4, pp. 894–902, 2009.
- [108] M. Yang, C. Lisha, L. Wang, and Y. Li, “A Model Predictive Dual Current Control Method for Indirect Matrix Converter Fed Induction Motor Drives,” in *2018 International Power Electronics Conference, IPEC-Niigata - ECCE Asia 2018*, 2018, pp. 3958–3964.
- [109] O. Gulbudak and M. Gokdag, “Model Predictive Control of Two Separate Induction Machines using Dual-Output Indirect Matrix Converter,” *Proceedings - 2019 IEEE 1st Global Power, Energy and Communication Conference, GPECOM 2019*, pp. 194–199, 2019.
- [110] J. Jongudomkarn, J. Liu, Y. Yanagisawa, H. Bevrani, and T. Ise, “Model Predictive Control for Indirect Boost Matrix Converter Based on Virtual Synchronous Generator,” *IEEE ACCESS*, vol. 8, pp. 60 364–60 381, 2020.

- [111] M. S. Mubarak and T.-H. H. Liu, "Implementation of Predictive Controllers for Matrix-Converter-Based Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Position Control Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 261–273, mar 2019.
- [112] A. Formentini, A. Trentin, M. Marchesoni, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "machine," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 62, no. 11, pp. 6786–6796, nov 2015.
- [113] S. Yusoff, L. De Lillo, P. Zanchetta, P. Wheeler, P. Cortés, and J. Rodríguez, "Predictive control of a direct AC/AC matrix converter for power supply applications," *IET Conference Publications*, vol. 2012, no. 592 CP, 2012.
- [114] S. H. Yusoff, N. S. Midi, S. Khan, and M. Tohtayong, "Predictive control of AC/AC matrix converter," Yusoff, S. H., Midi, N. S., Khan, S., & Tohtayong, M. (2017). Predictive control of AC/AC matrix converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 8(4), 1932–1942. <https://doi.org/10.11591>," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 8, no. 4, pp. 1932–1942, 2017.
- [115] L. Zhan, Y. Liu, and Y. Liu, "A {C}larke Transformation-Based {DFT} Phasor and Frequency Algorithm for Wide Frequency Range," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2017.
- [116] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, and J. Rodas, "Experimental assessment of igbt and sic-mosfet based technologies for matrix converter using predictive current control," in *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2017, pp. 1–6.
- [117] E. Maqueda, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, J. Rodas, M. Rivera, and P. Wheeler, "An assessment of predictive current control applied to the direct matrix con-

- verter based on sic-mosfet bidirectional switches,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2017, pp. 1–6.
- [118] 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 *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2018, pp. 1–6.
- [119] T. Dragičević, “Model predictive control of power converters for robust and fast operation of AC microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6304–6317, 2018.
- [120] S. Li and X. Wang, “Cooperative Change Detection for Voltage Quality Monitoring in Smart Grids,” *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 11, no. 1, pp. 86–99, 2016.
- [121] X. Liu, D. Teng, D. Wang, Q. Zhu, and Z. Liu, “Application of eco Mode UPS in data center,” in *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2017, pp. 30–34.
- [122] M. Uddin, G. Mirzaeva, and G. Goodwin, “Recent advances in common mode voltage mitigation techniques based on MPC,” in *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2017, pp. 1–6.
- [123] R. E. Carballo, F. Botterón, G. G. Oggier, O. Guillermo, and Others, “A simple design approach for discrete time resonant controllers for UPS applications,” in *Information Processing and Control (RPIC), 2015 XVI Workshop on*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [124] F. de Bosio, M. Pastorelli, L. A. de S. Ribeiro, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Enhanced current and voltage regulators for stand-alone applications,” in *2016 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2016, pp. 1–6.

- [125] M. Rivera, H. Dan, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Indirect model predictive control strategy with active damping implementation for a direct matrix converter operating at fixed switching frequency," in *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2017, pp. 1–6.
- [126] A. K. Chakraborty and B. Bhattachaya, "Determination of  $\alpha$ ,  $\beta$  and  $\gamma$ -components of a switching state without Clarke transformation," in *2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy Communication (CIEC)*, 2016, pp. 260–263.
- [127] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [128] R. Sykes, T. J. Summers, R. E. Betz, and H. Torresan, "Fault-mitigation in multi-phase bldc machines - literature review," in *2020 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2020, pp. 1–6.
- [129] A. Gonzalez-Prieto, I. Gonzalez-Prieto, and M. J. Duran, "Efficient predictive control with natural fault-tolerance for multiphase induction machines," in *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1. IEEE, 2019, pp. 1034–1039.
- [130] M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, "Multiphase electric drives: Introduction," *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, pp. 1–26, 1999.
- [131] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *IEEE Ind. Applications Magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, 2002.
- [132] 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, no. 12, p. 2294, 2019.

- [133] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives—a technology status review,” *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.
- [134] K. A. Chinmaya and G. K. Singh, “Performance evaluation of multiphase induction generator in stand-alone and grid-connected wind energy conversion system,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 12, no. 7, pp. 823–831, 2018.
- [135] M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, S. Toledo, J. Doval-Gandoy, and M. Rivera, “Modeling and analysis of dual three-phase self-excited induction generator for wind energy conversion systems,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [136] A. Djahbar and E. Bounadja, “Control of six-phase symmetrical induction generator in wind energy conversion systems,” in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, pp. 1–6.
- [137] 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 Electronics*, vol. 12, pp. 3021–3032(11), October 2019. [Online]. Available: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2019.0212>
- [138] Institute of Electrical and Electronics Engineers, “IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, 2014.
- [139] 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 Electronic Components*, vol. 2018, 2018.

- [140] P. W. Wheeler, J. Clare, and L. Empringham, "Enhancement of matrix converter output waveform quality using minimized commutation times," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 240–244, 2004.
- [141] S. Golestan and J. M. Guerrero, "Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1679–1682, 2015.
- [142] Y. Bak, E. Lee, and K.-B. Lee, "Indirect matrix converter for hybrid electric vehicle application with three-phase and single-phase outputs," *Energies*, vol. 8, no. 5, pp. 3849–3866, 2015.
- [143] D. Caballero, F. Gavilán, 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," *SYSTEMICS, CYBERNETICS AND INFORMATICS*, vol. 14, no. 6, pp. 57–61, Apr. 2016.
- [144] T. Dragicevic, C. Zheng, J. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Robust quasi-predictive control of lcl-filtered grid converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2019.
- [145] S. A. Richter and R. W. De Doncker, "Digital proportional-resonant (PR) control with anti-windup applied to a voltage-source inverter," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–10.



## Capítulo 7

### Anexos

En este capítulo se incluyen todos los anexos correspondientes a la tesis doctoral. En el **Anexo 1** se presenta el artículo científico publicado que contiene el estudio de la propuesta de control acoplado y su comparación con la técnica desacoplada. En el **Anexo 2** se presentan los artículos más significativos publicados en el marco de la tesis de doctorado,



# Improved predictive control in multi-modular matrix converter for six-phase generation systems



Article

## Improved Predictive Control in Multi-Modular Matrix Converter for Six-Phase Generation Systems

Sergio Toledo <sup>1,2,\*</sup>, Edgar Maqueda <sup>2</sup>, Marco Rivera <sup>1</sup>, Raúl Gregor <sup>2</sup> and Pat Wheeler <sup>3</sup> and Carlos Romero <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó 3341717, Chile; marcoriv@utalca.cl

<sup>2</sup> Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Luque 2060, Paraguay; emaqueda@ing.una.py (E.M.); rgregor@ing.una.py (R.G.); cromero@ing.una.py (C.R.)

<sup>3</sup> Faculty of Engineering, University of Nottingham, Nottingham NG7 2RD, UK; pat.wheeler@nottingham.ac.uk

\* Correspondence: stoledo@ing.una.py or stoledo@utalca.cl; Tel.: +595-961-664509

† Current address: Merced 437, Universidad de Talca, Curicó 3341717, Chile.

Received: 14 April 2020; Accepted: 18 May 2020; Published: 25 May 2020



**Abstract:** Distributed generation systems are emerging as a good solution as part of the response to the world's growing energy demand. In this context multi-phase wind generation systems are a feasible option. These systems consist of renewable AC sources which requires efficient and controlled power conversion stages. This work proposes a novel predictive current control strategy that takes advantage of a multi-modular matrix converter topology in the power stage of a six-phase generation system. The proposed method uses a coupling signal between the modules to decrease the error and the total harmonic distortion compared to independent control of each module. Experimental results validate the new control strategy showing the improvement regarding the target parameters.

**Keywords:** multi-phase wind generation systems; modular matrix converter; model predictive control

### 1. Introduction

Distributed generation is emerging as a new energy paradigm mainly based on the interaction between several renewable energy sources often merging in a synergistic manner using small-scale, decentralized, local on-side generation [1]. Among all the different generation sources, one of the most promising is wind energy harvesting [2,3] and very active research is focused on multi-phase wind energy generator (MWEG) systems [4]. Multiple three-phase windings in MWEG systems are very convenient for wind turbines (WT) and several studies employing these topologies have been conducted [5]. Some of the main features of MWEG systems consist of: (i) the possibility to split the power and the current between a higher number of phases allowing per-phase inverter power rating reduction; (ii) capability to work continuously even in presence of phase and/or inverter faults; (iii) increasing availability, working time, and consequently, the annual energy yield [6,7]. Regarding MWEG, the six-phase wind energy generator (SpWEG) with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 or 60 electrical degrees and isolated neutral points are probably the most widely discussed topologies with fully rated back-to-back converter system focused on distributed generation (DG) [8]. Several power electronic grid-connected converters (GCC) have been used for DG systems, for example the active front-end (AFE), cascaded multilevel converters, neutral-point-clamped (NPC) topologies and modular multilevel converters [9–13]. These topologies must ensure an efficient current control to achieve aims of desired active and reactive flux control, with minimum current and voltage harmonic distortions fulfilling defined quality standards. However, most of the topologies are AC-DC-AC, requiring energy storage elements (i.e., capacitor banks)

which add weight, volume and failure modes to the GCC topologies. Research has focused on the development of a flexible direct AC-AC power interface based on a modular architecture capable of interconnecting AC sources with the grid under the DG frame without the use of storage elements. In this context, the matrix converter (MC) emerges as a plausible solution, providing a three-phase sinusoidal voltage with variable amplitude and frequency using fully controlled bi-directional switches without the use of storage energy elements [14]. Regarding the control of conversion stages, several methods have been addressed such as: pulse width modulation (PWM), space vector modulation (SVM), fuzzy control and model predictive control (MPC). [15–18]. MPC has been implemented successfully for a number of applications as: current control [19,20], voltage control [21], speed control [22], torque control [23], steady-state error suppression [24] and current control combining multi-phase machines and multi-modular direct matrix converters (MMC) [25,26], among others.

Some advantages of MPC are: (i) it is a more direct control strategy which can reduce the complexity of other methods for MC control; (ii) several control objectives (such as output current, input reactive power minimisation, source current control, etc.) and constraints can be considered using different cost functions; (iii) fast and accurate performances in the transient and steady states; and (iv) high controller bandwidth [27]. Among the advantages, the capability of including several new control objectives through variations in the cost function is one of the most interesting and is exploited in this work. Even when past proposals have met relevant international standards injecting half of the desired current per module to achieve the desired injected current, it can be noted that when multi-modular topologies are used, a coupling signal between the parallel three-phase MC modules can be used to improve the performance taking an advantage of the predicted error for one module including this error in the reference of the second to reduce the total error and the total harmonic distortion (THD). The main contribution of this research is the proposal of a novel cost function in the MPC that includes a coupling signal between the modules of a MMC topology for SpWEG systems improving the response in terms of mean square error (MSE) and THD compared with the typical MPC. In the following section the model of the conversion stage is presented.

## 2. Model of the Power Conversion System

As shown in Figure 1, the proposed topology consists of two three-phase MC modules connected to the SpWEG by using a passive (C) input filter and then connected to the grid by an output (L) filter. Each one of these modules is represented by the power electronic module shown in Figure 2.

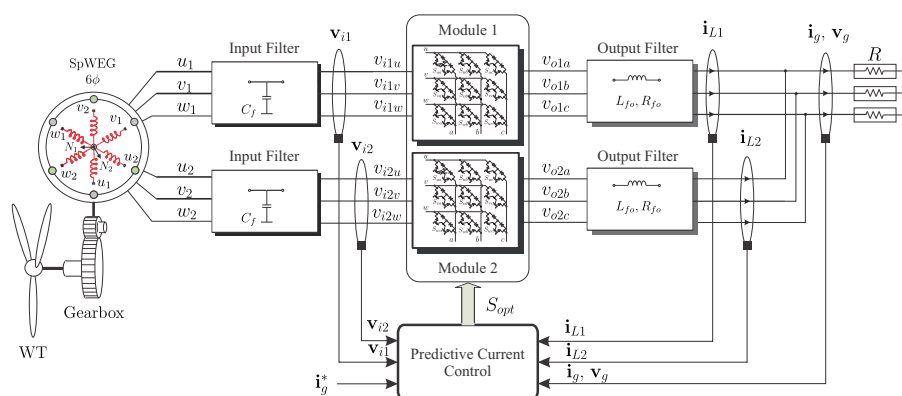


Figure 1. Proposed control scheme for SpWEG.

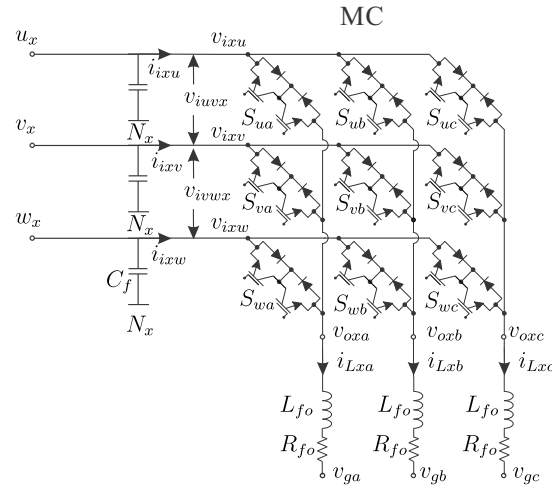


Figure 2. Topology of the direct matrix converter module with filters.

In this case, generated voltages by the SpWEG are indicated as  $u_x$ ,  $v_x$  and  $w_x$  where  $x \in \{1, 2\}$  denotes the corresponding module. Input voltages of the MC are  $v_{ixu}$ ,  $v_{ixv}$  and  $v_{ixw}$  and input currents are  $i_{ixu}$ ,  $i_{ixv}$  and  $i_{ixw}$ , respectively. The output voltages of the MC with respect to the corresponding SpWEG neutral point ( $N_1$  or  $N_2$ ) are  $v_{oxa}$ ,  $v_{oxb}$  and  $v_{oxc}$ . Moreover, output currents are  $i_{Lxa}$ ,  $i_{Lxb}$  and  $i_{Lxc}$ , respectively. Finally, the output filter voltages (i.e., the connected to the grid or load side) are  $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$  and  $v_{gc}$ .

Each MC is composed of nine bidirectional power switches, which can generate 27 feasible switching states [28]. If the three-phase vectors of voltages and currents are defined as:

$$\mathbf{v}_{ix} = \begin{bmatrix} v_{ixu} \\ v_{ixv} \\ v_{ixw} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{ox} = \begin{bmatrix} v_{oxa} \\ v_{oxb} \\ v_{oxc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_g = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{ix} = \begin{bmatrix} i_{ixu} \\ i_{ixv} \\ i_{ixw} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{Lx} = \begin{bmatrix} i_{Lxa} \\ i_{Lxb} \\ i_{Lxc} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

then the following vectorial equations relate the input and output voltages and currents through the switching states of the MC:

$$\mathbf{v}_{ox} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_{ix}, \quad \mathbf{i}_{ix} = \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{i}_{Lx}, \quad (2)$$

where  $\mathbf{S}$  is the instantaneous transfer matrix, defined as:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{ua} & S_{ub} & S_{uc} \\ S_{va} & S_{vb} & S_{vc} \\ S_{wa} & S_{wb} & S_{wc} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

and  $S_{xy} \in \{0, 1\}$  represents the state of the corresponding switch.

In order to avoid short circuits on the input side and ensure an uninterrupted current flow on the load side, the switching signals  $S_{xy}$  must satisfy the following condition:

$$S_{uy} + S_{vy} + S_{wy} = 1. \quad y \in \{a, b, c\}. \quad (4)$$

The dynamic model of the passive output filter is defined as:

$$\mathbf{v}_{ox} - \mathbf{v}_g = L_{fo} \frac{d\mathbf{i}_{Lx}}{dt} + R_{fo} \mathbf{i}_{Lx}, \quad (5)$$

where  $R_{fo}$  and  $L_{fo}$  are the output filter leakage resistance and inductance, respectively.

### 3. Control Strategy

As mentioned on the first section, this paper proposes an improvement of a classical MPC for a MMC topology in a SpWEG system. Model predictive control is one of the most promising high performance control strategies due to its excellent dynamic behavior and flexibility in the definition of control objectives and have been widely used on SpWEG systems control [29]. The MPC technique uses a mathematical model of the system to predict the future behavior of the variables to be controlled. The inherent discrete nature of power converters simplifies the MPC optimization algorithm in to the prediction of the system behavior only for the set of feasible switching states. This approach is called finite control set MPC (FCS-MPC). In a simplified manner, the FCS-MPC applied works as follows: (i) the converter is modeled as a finite state system, (ii) the model of the output filter is used to predict the current for every feasible switching state, (iii) a cost function is defined which represents the desired system response and, finally, (iv) the switching state that minimize the cost function is selected to be applied in the next sampling time. Based on this four steps, a technique using an independent MPC for each module will be compared again a coupled MPC proposal in order to control the current provided by a six-phase generator. Then, the first step in the implementation implies to obtain a precise model. In this case, the discrete model of the system is derived from the continuous time linear system for the input filter, the output filter, and the  $(\alpha - \beta)$  transform defined in [30] as:

$$\begin{aligned} y_\alpha &= \frac{2}{3} (y_a - 0.5y_b - 0.5y_c), \\ y_\beta &= \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} y_b - \frac{\sqrt{3}}{2} y_c \right). \end{aligned} \quad (6)$$

The output filter current prediction, using the forward Euler discretization of (5), is:

$$\mathbf{i}_{Lx}(k+1) = \left( 1 - \frac{R_{fo} T_s}{L_{fo}} \right) \mathbf{i}_{Lx}(k) + \frac{T_s}{L_{fo}} (\mathbf{v}_x(k) - \mathbf{v}_{ox}(k)), \quad (7)$$

where  $T_s$  is the sampling time,  $\mathbf{i}_{Lx}(k)$  and  $\mathbf{v}_{ox}(k)$  are measured, and  $\mathbf{v}_x(k)$  is calculated for all switching combinations to predict the next value of the output currents and evaluate the cost function in order to select the optimum solution.

In the considered case, the main target consists in control every output current ( $\mathbf{i}_{Lx}$ ) and given that the desired current is the sum of all module currents, the reference currents for each module are defined as half of the desired total currents as:

$$\mathbf{i}_{Lx}^* = \frac{i_g^*}{2}, \quad (8)$$

where  $\mathbf{i}_{Lx}$  represent the current supplied by the  $x$  module and  $i_g^*$  the reference current that is required to be supplied to the load or grid side.

Using (6), it is possible to calculate all the currents in  $(\alpha - \beta)$  sub-space that reduces the computations solving only two equations (i.e.,  $\alpha - \beta$  components) instead of three (i.e., every phase of a three-phase system). Thereafter, for each feasible switching vectors the corresponding cost function is evaluated.

In the first case, every module is considered as an independent source injecting half of the desired total current, that is carried out using the typical predictive current control cost function:

$$\begin{aligned} g_1 &= (i_{L1\alpha}^* - i_{L1\alpha})^2 + (i_{L1\beta}^* - i_{L1\beta})^2, \\ g_2 &= (i_{L2\alpha}^* - i_{L2\alpha})^2 + (i_{L2\beta}^* - i_{L2\beta})^2. \end{aligned} \quad (9)$$

where  $i_{L1\alpha}^*$ ,  $i_{L2\alpha}^*$ ,  $i_{L1\beta}^*$  and  $i_{L2\beta}^*$  denote the reference currents in  $\alpha - \beta$  and  $i_{L1\alpha}$ ,  $i_{L2\alpha}$ ,  $i_{L1\beta}$  and  $i_{L2\beta}$  correspond to the predicted currents in  $\alpha - \beta$ , respectively. From the evaluation of all the possible vectors, the algorithm selects the optimal switching combination to be applied at the next sampling period.

In the second case, the proposal consist of take advantage of the fact that the predicted error in module 1 can be known given that the optimal switching vector for the first module can be determined before the calculation of the corresponding for module 2. Then the predicted error could be introduced in the cost function of the second module as a coupling signal, achieving an error reduction in the total current that is the sum of both. Thereby, the first part of Equation (9) is the same to determine the optimal vector for module 1. Once the vector to be applied in module 1 is determined, it is possible to predict the future error as:

$$\begin{aligned} e_{p\alpha} &= i_{L1\alpha}^* - i_{L1\alpha}^{opt} \\ e_{p\beta} &= i_{L1\beta}^* - i_{L1\beta}^{opt} \end{aligned} \quad (10)$$

been  $i_{L1\alpha}^{opt}$  and  $i_{L1\beta}^{opt}$  the predicted output currents in  $\alpha - \beta$  frame applying the optimal chosen vector for module 1. In this way, the cost functions are defined as follows:

$$\begin{aligned} g_1 &= (i_{L1\alpha}^* - i_{L1\alpha})^2 + (i_{L1\beta}^* - i_{L1\beta})^2, \\ g_2 &= (i_{L2\alpha}^* - i_{L2\alpha} + e_{p\alpha})^2 + (i_{L2\beta}^* - i_{L2\beta} + e_{p\beta})^2, \end{aligned} \quad (11)$$

Using these cost functions inside the predictive control frame, in the next section a comparison among the independent control and the coupled control are presented in simulation environment.

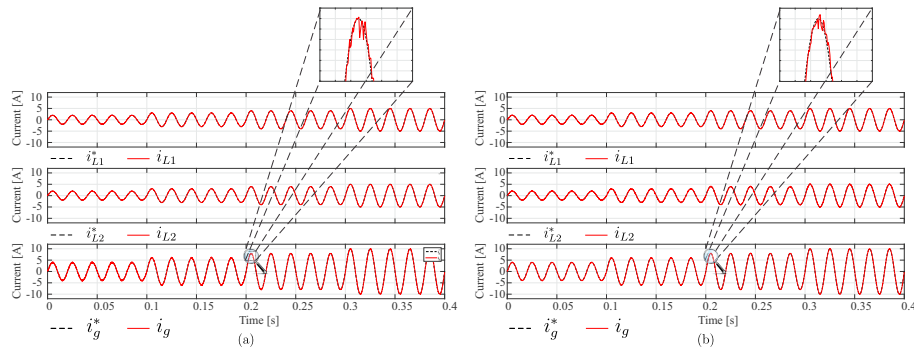
#### 4. Simulation and Analysis of the Technique

The proposed control strategy was simulated in the Matlab/Simulink environment. The chosen system parameters are shown in Table 1. These parameters have been selected according to the availability in the laboratory in order to validate the obtained simulation results by experiments. Several operating points are considered to develop the performance analysis. In Figure 3, the response for a series of steps from 2 to 10 A are shown at a sampling frequency of 20 kHz to observe the behavior for low load currents. Figure 3a shows the independent control response, whereas Figure 3b the same for the proposed coupled control. In Figure 4 the response from 20 to 80 A are shown to verify the behavior for high operating points both for the classic approach as for the coupled control where  $V_s = 220$  V and  $R = 0.1 \Omega$  have been chosen to achieve these load values. Note that both techniques can correctly follow the reference, but the proposal seems to decrease the peaks of the variations around the reference in all cases. In order to quantify the improvement, two comparisons were carried out. In Figure 5 the variation of THD and MSE in terms of sampling frequency for different operating points are shown. Figure 6 shows the same of the previous but for higher load currents to depict the behavior of the proposal at these values of reference. The sampling frequencies were chosen based on the experimental feasible values in 10 kHz, 20 kHz, 33 kHz and 40 kHz. These figures shown that the proposed method was always better in terms of the target parameters compared with the independent control for both low and high currents. In THD curve (i.e., upper row) the line of 5% is shown in a blue line to indicate whether the international requirement is accomplished in each case [31]. For example, at 10 A the requirement is always achieved but for 6 A only the coupled technique complies with the maximum THD for 10 kHz. As expected on predictive control techniques theory, both implementations show improvement as sampling frequency increases. In Figure 7 the variation on THD and MSE are illustrated in terms of load current. As it can be noted, for 40 kHz

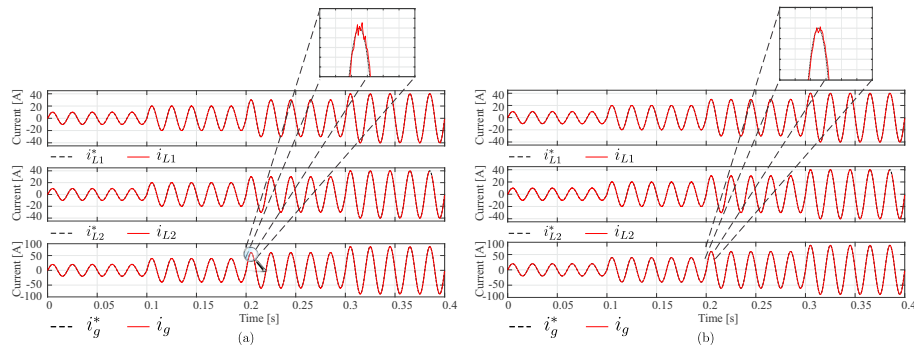
it is possible to control all the values of current with low MSE and acceptable THD. Furthermore, the proposal accomplishes with this even with 20 kHz mean while a decoupled implementation cannot in low currents. Regarding the THD and considering all the three-phase currents, the improvement was around 15% (i.e., worst case) to 55% (i.e., best case). In terms of MSE, the improvement was around 41% to 60% in phase *a* (i.e., the best case), but only around 3% to 26% in phase *c* (i.e., worst case) for low currents. For higher load currents (i.e., more than 20 A), the MSE difference decreases and is almost the same in both implementations. However, regarding THD the improvement stays around 50%. The next section shows the experimental results obtained using a multi-modular SiC-MOSFET based MC with two three-phase converters and six-phase input.

**Table 1.** Electrical parameters used in the topology.

Description	Electrical Parameters		
	Symbol	Value	Unit
Generator phase peak voltage	$V_s$	110–220	V
Generator frequency	$f_s$	50	Hz
Input filter capacitance	$C_f$	11	$\mu\text{F}$
Output filter leakage resistance	$R_{f0}$	0.3	$\Omega$
Output filter inductance	$L_{f0}$	10	mH
Load resistance	$R$	5.3–0.1	$\Omega$

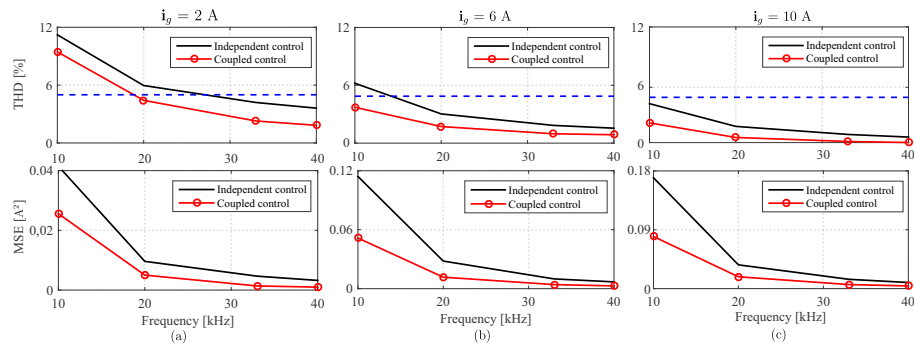


**Figure 3.** Tracking performance for different desired current from 2 to 10 A. (a) Independent output current control. (b) Proposed coupled output current control.

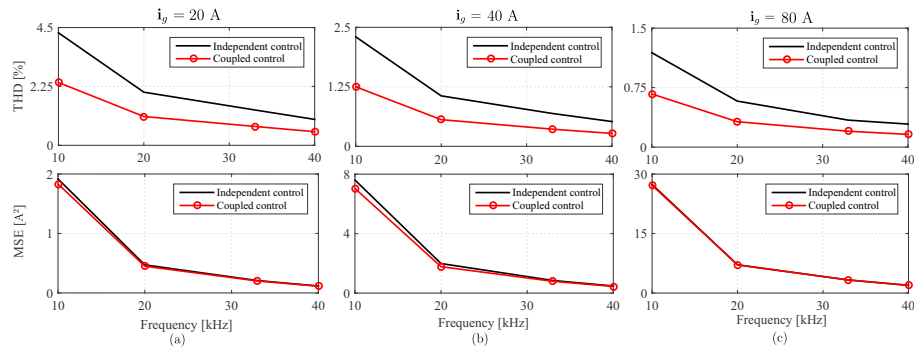


**Figure 4.** Tracking performance for different desired current from 20 to 80 A. (a) Independent output current control. (b) Proposed coupled output current control.

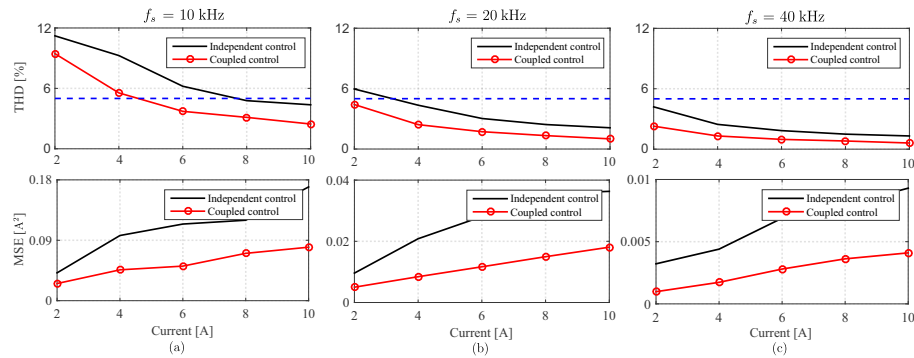




**Figure 5.** THD and MSE curves according to changes in switching frequency with fixed load. (a) For 2 A. (b) for 6 A and (c) for 10 A.



**Figure 6.** THD and MSE curves according to changes in switching frequency with fixed load. (a) For 20 A. (b) for 40 A and (c) for 80 A.



**Figure 7.** THD and MSE curves according to changes in the load with fixed frequency. (a)  $f_s = 10$  kHz. (b)  $f_s = 20$  kHz and (c)  $f_s = 40$  kHz.

**5. Experimental Validation**

In order to validate the improvement of the proposed technique, an experimental setup has been assembled as is shown in Figure 8. The MC in this bench is based on the bidirectional switches described and designed in [32].

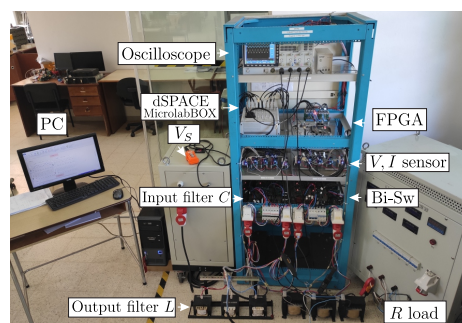


Figure 8. Experimental setup.

The control uses a MicroLabBox dSPACE and a Nexys 3 FPGA. The predictive control strategy is implemented in the dSPACE. The FPGA oversees the timing, the application of the four-step current commutation strategy [33], the safety operation and devices protection. The values of the electrical parameters are the same as previous simulations and represented in Table 1. In this case, the six-phase signal was generated with two three-phase generators connected to the input of the multi-modular converter. The implemented algorithms are shown in Appendix A. It is important to note that the implementation has one sampling time delay since it takes measured values in  $t_0$  and calculated the optimal vector in this time, but the vector is applied in  $t_0 + T_s$ . Therefore the implementation of a predictive control technique with two steps horizon is used as can be observed in the presented algorithms. In this context, Appendix A.1 consists of the typical predictive current control with independent module control and Appendix A.2 is the improved technique using a coupling between the control of the modules.

Figure 9 shows the oscilloscope measured currents for the proposed control technique, where  $i_{L1}$  is the current in module 1 following  $0.5i_g^*$ ,  $i_{L2}$  is the module 2 current, following  $0.5i_g^*$  plus the predicted error in module 1. It can be noted that the total supplied current has a good tracking of the reference, but the currents of each module are different. The experimental results have been extracted with calibrated instrumentation equipment. THD and MSE were used as parameters to analyze the advantages of the proposed method. The first one considered as a performance parameter to observe the improvement of the proposed MPC variation, was obtained by taking 25,000 measurements of the signal with which the THD value was calculated, this process was performed 10 times, and finally the arithmetic mean of these 10 values was obtained, this is done for each analyzed scenario. On the other hand, the MSE, is used as a parameter for the analysis of experimental results in terms of error that the algorithm throws, integrating the proposed control with the drive, measurement and load modules. The arithmetic mean of a set of sample means of the MSE was calculated, since this is the best estimate of the population mean. The results of THD and MSE are shown in two figures. Here is important to mention that compared with simulation environment, experiments include the effects of the induced electrical noise due to the increase on the sampling frequency, that is expected in switched systems implementation. This issue can be diminished enhancing the shielding in wires and in the power stage. The measurement stage shows typical noise levels associated to this kind of applications. Due to these noises it is expected that the experimental results present higher levels in the target parameters than simulations. However, considering these error sources, the main aim in the experimental setup consist of shows the improvement of the proposal and, considering that the error introduced is the same in both techniques, the difference is the control strategy and the results allows to validate the phenomenon. Figure 10 shows how the improvement is achieved experimentally for all the considered sampling frequencies at different load currents in terms of THD and MSE reduction. Figure 11 shows the behavior for various operating points at the same sampling frequency. The experimental results

allow to see that the proposal improves the performance of the predictive control reducing the THD and the MSE in all the analyzed cases.

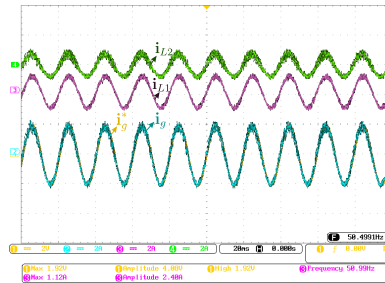


Figure 9. Output current waveforms with coupled control.

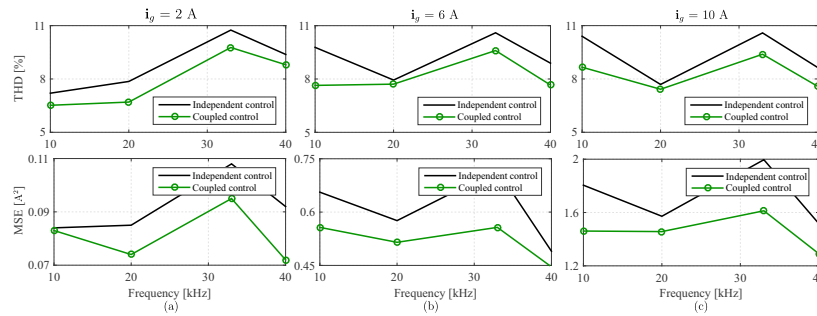


Figure 10. Experimental performance of THD and MSE curves according to changes in switching frequency with fixed load. (a) For 2 A, (b) for 6 A and (c) for 10 A.

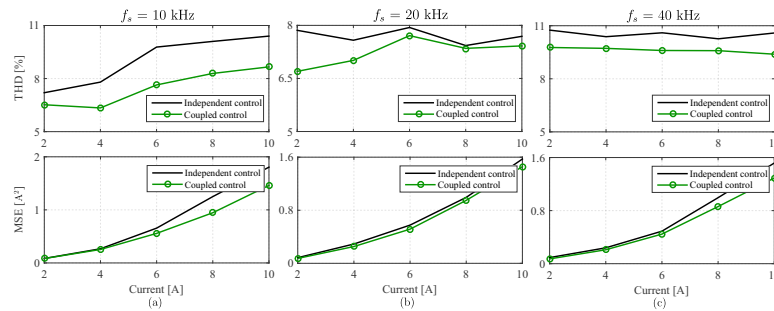


Figure 11. Experimental performance of THD and MSE according to changes in the load with fixed frequency. (a)  $f_s = 10$  kHz, (b)  $f_s = 20$  kHz and (c)  $f_s = 40$  kHz.

## 6. Conclusions

Summarizing the proposal features it is possible to mention that the main strengths are (i) the power conversion stage do not needs energy storage elements which results in less weight and size compared with AC-DC-AC topologies, (ii) the control provides fast transient response with suitable error and THD levels, (iii) the coupling signal allows to reduce error and THD improving the performance of the conversion stage compared with the classical MPC current control and, finally, (iv) the control strategy is very simply to implement and understand, making it versatile and easy to adequate whether other control target is required. The proposal presents some weaknesses inherit

the MPC techniques compared with modulation techniques as variable switching frequency that may increase the noise due to the resonances in the filters if they are not well designed. However, this issue can be solved using a modulated predictive control strategy to mitigate the variable switching frequency problem. Considering the proposal, the computational burden increases compared with classic MPC but thanks to the high capability of nowadays microcontrollers the increment is negligible. From the simulation and the experimental tests it can be evidenced that the proposal variation of the cost function and the implementation of the predictive control achieve an improvement in the performance of the controller, reducing the THD and the MSE for several operating points and different sampling frequencies. The technique has good tracking and allows use lower sampling frequencies and extend the operating range of the controller. In this case the fact of having two converters interacting among themselves has been exploited to increase the performance of the technique and the same idea can be extended to another topologies and even improved modifying the cost function of the first module considering the error of the second. Given the improvement in supplied electrical current quality, the main contribution of the proposal consists of a new approach based on predictive control that noticeable reduces THD and error, suitable for any multi-phase generation system that uses more than one converter module. This can be the beginning of a series of proposals that can consider this coupling, extending the implementation of the strategy to other multi-modular topologies in varied applications.

**Author Contributions:** Conceptualization, S.T., M.R., R.G. and P.W.; Data curation, S.T. and M.R.; Formal analysis, S.T., E.M., M.R. and C.R.; Funding acquisition, S.T. and R.G.; Investigation, S.T.; Methodology, S.T. and E.M.; Project administration, M.R. and R.G.; Resources, M.R., R.G. and P.W.; Software, S.T.; Supervision, M.R., R.G. and P.W.; Validation, S.T., E.M. and C.R.; Visualization, E.M. and C.R.; Writing—original draft, S.T. and E.M.; Writing—review & editing, M.R., R.G., P.W. and C.R. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

**Funding:** This research was funded by Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de Paraguay (CONACYT), for the support and financing through Project PINV15-0584, CONICYT of Chile through the FONDECYT Regular Project 1160690, Project MEC 80150056 and the grant CONICYT-PFCHA/Doctorado Nacional/2019-21192003.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest.

## Appendix A. Predictive Current Control Algorithms for the Multi-Modular Matrix Converter Topology

### Appendix A.1. Independent Predictive Current Control

---

#### Algorithm 1 Independent predictive current control

---

1. Initialize  $g_1^{opt} := \infty, g_2^{opt} := \infty, \mathbf{v}_{o1}^{opt} := 0, \mathbf{v}_{o2}^{opt} := 0$
  2. Read measured  $\mathbf{v}_{i1}, \mathbf{v}_{i2}, \mathbf{i}_{L1}, \mathbf{i}_{L2}, \mathbf{v}_g$
  3. Compute predicted  $\mathbf{i}_{L1}^{k+1}$  and  $\mathbf{i}_{L2}^{k+1}$  using  $\mathbf{v}_{o1}^{opt}$  and  $\mathbf{v}_{o2}^{opt}$  in Equation (7)
  4. **for**  $j=1$  **to** 27
  5.   Compute  $\mathbf{v}_{o1}$  and  $\mathbf{v}_{o2}$  using  $\mathbf{S}_j$  (Equation (2))
  6.   Compute the prediction of  $\mathbf{i}_{L1}^{k+2}$  and  $\mathbf{i}_{L2}^{k+2}$  using  $\mathbf{i}_{L1}^{k+1}$  and  $\mathbf{i}_{L2}^{k+1}$  calculation in Equation (7)
  7.   Compute the cost functions  $g_1$  and  $g_2$  (Equation (9))
  8.   **if**  $g_1 < g_1^{opt}$  **then**
  9.      $g_1^{opt} \leftarrow g_1, \mathbf{S}_1^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o1}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o1}$
  10.   **end if**
  11.   **if**  $g_2 < g_2^{opt}$  **then**
  12.      $g_2^{opt} \leftarrow g_2, \mathbf{S}_2^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o2}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o2}$
  13.   **end if**
  14. **end for**
  15. Apply the optimum vector  $\mathbf{S}^{opt} \in \{\mathbf{S}_1^{opt}, \mathbf{S}_2^{opt}\}$
-

## Appendix A.2. Coupled Predictive Current Control

**Algorithm 2** Coupled predictive current control

- 
1. Initialize  $g_1^{opt} := \infty, g_2^{opt} := \infty, \mathbf{v}_{o1}^{opt} := 0, \mathbf{v}_{o2}^{opt} := 0$
  2. Read measured  $\mathbf{v}_{i1}, \mathbf{v}_{i2}, \mathbf{i}_{L1}, \mathbf{i}_{L2}, \mathbf{v}_g$
  3. Compute predicted  $\mathbf{i}_{L1}^{k+1}$  and  $\mathbf{i}_{L2}^{k+1}$  using  $\mathbf{v}_{o1}^{opt}$  and  $\mathbf{v}_{o2}^{opt}$  in Equation (7)
  4. **for**  $j=1$  to 27
  5.   Compute  $\mathbf{v}_{o1}$  using  $\mathbf{S}_j$  (Equation (2))
  6.   Compute the prediction of  $\mathbf{i}_{L1}^{k+2}$  using  $\mathbf{i}_{L1}^{k+1}$  calculation in Equation (7)
  7.   Compute the cost function  $g_1$  (Equation (11))
  8.   **if**  $g_1 < g_1^{opt}$  **then**
  9.      $g_1^{opt} \leftarrow g_1, \mathbf{S}_1^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o1}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o1}, \mathbf{e}_p \leftarrow (\mathbf{i}_{L1}^* - \mathbf{i}_{L1}^{k+2})$
  10.   **end if**
  11. **end for**
  12. **for**  $j=1$  to 27
  13.   Compute  $\mathbf{v}_{o2}$  using  $\mathbf{S}_j$  (Equation (2))
  14.   Compute the prediction of  $\mathbf{i}_{L2}^{k+2}$  using  $\mathbf{i}_{L2}^{k+1}$  calculation in Equation (7)
  15.   Compute the cost function  $g_2$  (Equation (11))
  16.   **if**  $g_2 < g_2^{opt}$  **then**
  17.      $g_2^{opt} \leftarrow g_2, \mathbf{S}_2^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_j, \mathbf{v}_{o2}^{opt} \leftarrow \mathbf{v}_{o2}$
  18.   **end if**
  19. **end for**
  20. Apply the optimum vector  $\mathbf{S}^{opt} \in \{\mathbf{S}_1^{opt}, \mathbf{S}_2^{opt}\}$
- 

**References**

1. Smil, V. Distributed Generation and Megacities: Are Renewables the Answer? *IEEE Power Energy Mag.* **2019**, *17*, 37–41. [[CrossRef](#)]
2. Ahmed, S.D.; Al-Ismael, F.S.M.; Shafiuallah, M.; Al-Sulaiman, F.A.; El-Amin, I.M. Grid Integration Challenges of Wind Energy: A Review. *IEEE Access* **2020**, *8*, 10857–10878. [[CrossRef](#)]
3. Toledo, S.; Rivera, M.; Elizondo, J.L. Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends. In Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA), Curico, Chile, 19–21 October 2016; pp. 1–6. [[CrossRef](#)]
4. Duran, M.J.; Barrero, F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines: Part II. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2016**, *63*, 459–468. [[CrossRef](#)]
5. Chinmaya, K.; Singh, G.K. Performance evaluation of multiphase induction generator in stand-alone and grid-connected wind energy conversion system. *IET Renew. Power Gener.* **2018**, *12*, 823–831. [[CrossRef](#)]
6. Gonzalez, O.; Ayala, M.; Doval-Gandoy, J.; Rodas, J.; Gregor, R.; Rivera, M. Predictive-Fixed Switching Current Control Strategy Applied to Six-Phase Induction Machine. *Energies* **2019**, *12*, 2294. [[CrossRef](#)]
7. Liu, Z.; Li, Y.; Zheng, Z. A review of drive techniques for multiphase machines. *CES Trans. Electr. Mach. Syst.* **2018**, *2*, 243–251. [[CrossRef](#)]
8. Barrero, F.; Duran, M.J. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines: Part I. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2016**, *63*, 449–458. [[CrossRef](#)]
9. Priya, M.; Ponnambalam, P.; Muralikumar, K. Modular-multilevel converter topologies and applications—A review. *IET Power Electron.* **2019**, *12*, 170–183. [[CrossRef](#)]
10. Salgado-Herrera, N.; Campos-Gaona, D.; Anaya-Lara, O.; Medina-Rios, A.; Tapia-Sánchez, R.; Rodríguez-Rodríguez, J. THD reduction in wind energy system using type-4 Wind Turbine/PMSG applying the active front-end converter parallel operation. *Energies* **2018**, *11*, 2458. [[CrossRef](#)]
11. Bakas, P.; Harnfors, L.; Norrga, S.; Nami, A.; Ilves, K.; Dijkhuizen, F.; Nee, H. A Review of Hybrid Topologies Combining Line-Commutated and Cascaded Full-Bridge Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2017**, *32*, 7435–7448. [[CrossRef](#)]

12. Feng, Z.; Zhang, X.; Wang, J.; Yu, S. A High-Efficiency Three-Level ANPC Inverter Based on Hybrid SiC and Si Devices. *Energies* **2020**, *13*, 1159. [[CrossRef](#)]
13. Li, J.; Konstantinou, G.; Wickramasinghe, H.R.; Pou, J. Operation and Control Methods of Modular Multilevel Converters in Unbalanced AC Grids: A Review. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2019**, *7*, 1258–1271. [[CrossRef](#)]
14. Zhang, J.; Li, L.; Dorrell, D.G. Control and applications of direct matrix converters: A review. *Chin. J. Electr. Eng.* **2018**, *4*, 18–27. [[CrossRef](#)]
15. Riveros, J.A.; Prieto, J.; Rivera, M.; Toledo, S.; Gregor, R. A generalised multifrequency PWM strategy for dual three-phase voltage source converters. *Energies* **2019**, *12*, 1398. [[CrossRef](#)]
16. Dragicevic, T.; Zheng, C.; Rodriguez, J.; Blaabjerg, F. Robust Quasi-Predictive Control of LCL-Filtered Grid Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**. [[CrossRef](#)]
17. Rivera, M.; Toledo, S.; Tarisciotti, L.; Wheeler, P.W.; Dan, H. Predictive Control Strategies Operating at Fixed Switching Frequency for Input Filter Resonance Mitigation in an Indirect Matrix Converter. *IEEE Lat. Am. Trans.* **2018**, *16*, 2370–2376. [[CrossRef](#)]
18. Li, H.; Ren, K.; Li, S.; Dong, H. Adaptive Multi-Model Switching Predictive Active Power Control Scheme for Wind Generator System. *Energies* **2020**, *13*, 1329. [[CrossRef](#)]
19. Gontijo, G.F.; Tricarico, T.C.; França, B.W.; da Silva, L.F.; van Emmerik, E.L.; Aredes, M. Robust Model Predictive Rotor Current Control of a DFIG Connected to a Distorted and Unbalanced Grid Driven by a Direct Matrix Converter. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2019**, *10*, 1380–1392. [[CrossRef](#)]
20. Vijayagopal, M.; Silva, C.; Empringham, L.; de Lillo, L. Direct Predictive Current-Error Vector Control for a Direct Matrix Converter. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**, *34*, 1925–1935. [[CrossRef](#)]
21. Zhang, J.; Li, L.; Dorrell, D.G.; Norambuena, M.; Rodriguez, J. Predictive Voltage Control of Direct Matrix Converters With Improved Output Voltage for Renewable Distributed Generation. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2019**, *7*, 296–308. [[CrossRef](#)]
22. Formentini, A.; Trentin, A.; Marchesoni, M.; Zanchetta, P.; Wheeler, P. Speed Finite Control Set Model Predictive Control of a PMSM Fed by Matrix Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2015**, *62*, 6786–6796. [[CrossRef](#)]
23. Siami, M.; Amiri, M.; Savadkoobi, H.K.; Rezavandi, R.; Valipour, S. Simplified Predictive Torque Control for a PMSM Drive Fed by a Matrix Converter With Imposed Input Current. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2018**, *6*, 1641–1649. [[CrossRef](#)]
24. Lei, J.; Feng, S.; Wheeler, P.; Zhou, B.; Zhao, J. Steady-State Error Suppression and Simplified Implementation of Direct Source Current Control for Matrix Converter With Model Predictive Control. *IEEE Trans. Power Electron.* **2020**, *35*, 3183–3194. [[CrossRef](#)]
25. Toledo, S.; Rivera, M.; Gregor, R.; Rodas, J.; Comparatore, L. Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multi-modular direct matrix converter. In Proceedings of the 2016 IEEE ANDESCON, Arequipa, Peru, 19–21 October 2016; pp. 1–4. [[CrossRef](#)]
26. Toledo, S.; Gregor, R.; Rivera, M.; Rodas, J.; Gregor, D.; Caballero, D.; Gavilán, F.; Maqueda, E. Multi-modular matrix converter topology applied to distributed generation systems. In Proceedings of the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016), Glasgow, UK, 19–21 April 2016; pp. 1–6. [[CrossRef](#)]
27. Khosravi, M.; Amirbande, M.; Khaburi, D.A.; Rivera, M.; Riveros, J.; Rodriguez, J.; Vahedi, A.; Wheeler, P. Review of model predictive control strategies for matrix converters. *IET Power Electron.* **2019**, *12*, 3021–3032. [[CrossRef](#)]
28. Gontijo, G.; Soares, M.; Tricarico, T.; Dias, R.; Aredes, M.; Guerrero, J. 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* **2019**, *12*, 3302. [[CrossRef](#)]
29. Gonçalves, P.; Cruz, S.; Mendes, A. Finite Control Set Model Predictive Control of Six-Phase Asymmetrical Machines—An Overview. *Energies* **2019**, *12*, 4693. [[CrossRef](#)]
30. O'Rourke, C.J.; Qasim, M.M.; Overlin, M.R.; Kirtley, J.L. A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park. *IEEE Trans. Energy Convers.* **2019**, *34*, 2070–2083. [[CrossRef](#)]
31. IEEE. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. In *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2014; pp. 1–29. [[CrossRef](#)]

32. Maqueda, E.; Rodas, J.; Toledo, S.; Gregor, R.; Caballero, D.; Gavilan, F.; Rivera, M. Design and implementation of a modular bidirectional switch using SiC-MOSFET for power converter applications. *Act. Passiv. Electron. Components* **2018**, *2018*. [[CrossRef](#)]
33. Wheeler, P.W.; Clare, J.; Empringham, L. Enhancement of matrix converter output waveform quality using minimized commutation times. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2004**, *51*, 240–244. [[CrossRef](#)]



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).







# An Assessment of Predictive Current Control Applied to the Direct Matrix Converter Based on SiC-MOSFET Bidirectional Switches

## An Assessment of Predictive Current Control Applied to the Direct Matrix Converter Based on SiC-MOSFET Bidirectional Switches

E. Maqueda, S. Toledo, R. Gregor,  
D. Caballero, F. Gavilán, J. Rodas  
Faculty of Engineering  
Universidad Nacional de Asunción  
Luque, Paraguay  
emaqueda@ing.una.py

M. Rivera  
Faculty of Engineering  
Universidad de Talca  
Curicó Chile  
marcoriv@utalca.cl

P. Wheeler  
Dep. of Electrical  
and Electronic Engineering  
University of Nottingham  
Nottingham, UK  
pat.wheeler@nottingham.ac.uk

**Abstract**—Matrix converters are devices that allow the management of bidirectional flows of energy with reduced size, increased useful life and high efficiency in ac-ac energy conversion systems. In this paper the experimental results obtained after the application of a predictive current control technique for a SiC-MOSFET based direct matrix converter feeding an isolated load are presented. The results obtained are compared with a scheme based on IGBT technology in terms of power consumption and total harmonic distortion.

**Index Terms**—Matrix converter, predictive current control, SiC-MOSFET technology

### I. INTRODUCTION

Nowadays, the direct matrix converter (MC) is one of the most studied devices in AC-AC power conversion systems. The topologies of the MC offer a direct acac conversion and due to the absence of dc-link capacitors they are more compact and robust. They simultaneously achieve sinusoidal input and output waveforms as well as bidirectional power flow [1], [2]. Compared to a conventional back-to-back inverter (BTB), which requires bulky storage elements, the space saved by a MC has been estimated as a factor of three. The main applications are portable generation systems, for instance in variable speed diesel generation, variable speed wind-diesel topologies, distributed generation applications, emergency vehicles, military and aerospace applications, external elevators for building construction, and skin-pass mills flow [1], [3], [4]. MC are devices constructed from bidirectional switches (Bi-Sw) that have several advantages over their (BTB) counterparty, such as smaller size, less weight and management of bidirectional flows [5]. As for the technology used in manufacturing the Bi-Sw, there are mainly two types of semiconductors, IGBTs and those based on silicon carbide technology SiC-MOSFET [6], [7]. Generally, the preferred technology has been based on IGBT and discrete diodes. However, nowadays the trend points out towards the use of SiC-MOSFETs devices, since in comparison to IGBTs, they report lower losses in switching and conduction, and can even operate at higher frequency and voltage levels [8]. In general, the integration of semiconductors

is sought in a single power module, due to the fact that through this integration it is possible to optimize spaces as well as handle higher power density. As for the operation of the MC it is preferable that the switching occurs at a high frequency in order to decrease the size of the passive components of the filters, SiC-MOSFETs are ideal for this application. In [9]–[11] a comparative analysis is made between the SiC-MOSFET and the IGBT applied in the MC, but operating in a control scheme based on modulation techniques, that do not possess the variable switching frequency characteristic of predictive control. In recent years, predictive current control applied to matrix converters has caught the attention of researchers [12]–[14]. This article presents the results of the setup and experimental implementation of a predictive current control scheme for a three-phase MC based on SiC-MOSFET technology feeding an isolated load and the comparison of the perform of the system and another one based on IGBT technology. The control is implemented using the dSPACE 1103 to solve the algorithm and to determine the optimum vector to be applied at the next sampling time. While the optimal vector application and the switching strategy are carried out in a FPGA Nexys 3. The main contribution of this paper lies in the experimental comparison between IGBT technologies and SiC-MOSFET based technologies in terms of power consumption in the same conditions of input voltages and output currents under a predictive control scheme and the study of variation of the total harmonic distortion (THD) with increasing sampling frequency for both cases.

### II. PROPOSED CONTROL TOPOLOGY

The proposed control scheme is presented by means of Fig. 1 which consists of a three-phase AC-AC conversion scheme using a MC in the power stage as the feeder of an isolated load. The implemented control technique is the model based predictive control (MPC) which will be described below.



# Experimental Assessment of IGBT and SiC-MOSFET based Technologies for Matrix onverter using Predictive Current Control

## Experimental Assessment of IGBT and SiC-MOSFET based Technologies for Matrix Converter using Predictive Current Control

Sergio Toledo <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad de Talca</i> Curicó, Chile stoeldo@utalca.cl	Edgar Maqueda <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay emaqueda@ing.una.py	Marco Rivera <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad de Talca</i> Curicó, Chile marcoriv@utalca.cl	Raúl Gregor <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay rgregor@ing.una.py
David Caballero <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay dcaballero@ing.una.py	Federico Gavilán <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay fgavilan@ing.una.py	Jorge Rodas <i>Faculty of Engineering</i> <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay jrodas@ing.una.py	

**Abstract**—Matrix converters are devices that allow the management of bidirectional flows of energy, reduced size, increased useful life and high efficiency in wind schemes. In this paper we present the experimental results obtained after the application of a predictive current control technique for two matrix converters feeding isolated loads. One scheme is based on IGBT technology and the other on SiC-MOSFET technology. The results obtained reflect the correct functioning of the proposals, reaching a current control working up to 2 kW of power. Finally some comparisons in terms of power consumption and total harmonic distortion are presented.

**Keywords**—Matrix converter, predictive current control, SiC-MOSFET technology

### I. INTRODUCCIÓN

Debido a los bien sabidos efectos nocivos de los combustibles fósiles y a la creciente demanda de energía a nivel mundial es necesario desarrollar nuevos esquemas de generación de energía a partir de fuentes renovables y amigables con el medio ambiente. En este contexto la energía eólica surge como una buena alternativa para afrontar estos desafíos [1]–[3]. El control predictivo de corriente aplicado a convertidores matriciales ha llamado la atención de los investigadores en los últimos tiempos [4]–[6]. Los convertidores matriciales (MC) son dispositivos construidos a base de interruptores bidireccionales (Bi-Sw) que poseen varias ventajas sobre su contraparte back-to-back [7], como por ejemplo menor tamaño, mayor tiempo de vida útil y posibilidad de manejo de flujos bidireccionales. En cuanto a la tecnología empleada en la fabricación en los Bi-Sw, existen principalmente dos semiconductores ampliamente utilizados, los IGBT y los basados en tecnología de carburo de silicio SiC-MOSFET [8], [9].

Normalmente, la tecnología preferida ha sido la basada en IGBTs y diodos discretos, no obstante en la actualidad la tendencia apunta al uso de dispositivos SiC-MOSFETs, ya que en comparación a los IGBTs, reportan menores pérdidas en la conmutación y conducción, e incluso pueden operar a niveles de frecuencia y tensión más elevados [10].

En general, se busca la integración de los semiconductores en un único módulo de potencia, ya que por medio de esto se consigue optimizar espacios además de manejar mayor densidad de potencia. 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 [11]–[13] se analizan comparativamente los SiC-MOSFETs y los IGBTs en un MC trifásico, pero implementando un esquema de control basado en técnicas de modulación que no poseen la característica de frecuencia variable del control predictivo.

En este artículo se presenta el resultado de la puesta en marcha y la implementación experimental de un esquema de control predictivo de corriente para un MC trifásico alimentando una carga aislada utilizando primeramente un MC con tecnología IGBT y, seguidamente uno basado en tecnología SiC-MOSFET. El control se implementa utilizando el dSPACE 1103 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 principal contribución de este paper radica en la comparación experimental entre las tecnologías IGBT y la basada en SiC-MOSFET en términos de potencia consumida en las mismas condiciones de tensiones de entrada y corrientes



# Active and Reactive Power Control Strategy for Grid-Connected Six-Phase Generator by using Multi-Modular Matrix Converters

## Active and Reactive Power Control Strategy for Grid-Connected Six-Phase Generator by using Multi-Modular Matrix Converters

David CABALLERO\*, Federico GAVILAN\*, Edgar MAQUEDA\*,  
Raúl GREGOR\*, Jorge RODAS\*, Derlis GREGOR†

\*Laboratory of Power and Control Systems, †Laboratory of Distributed Systems  
Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción  
Luque, CP 2060, Paraguay

E-mail: {dcaballero, fgavilan, emaqueda, rgregor, jrodas & dgregor}@ing.una.py

and

Sergio TOLEDO††, Marco RIVERA††

††Faculty of Engineering, Universidad de Talca  
Talca, CP 747 - 721, Chile

E-mail: {stoledo & marcoriv}@utalca.cl

### ABSTRACT

This paper proposes an active and reactive power control strategy based on predictive control approaches applied to grid-connected renewable energy systems. To accomplish this a multi-modular matrix converter topologies are used in combination with a simple but efficient grid synchronization strategy. The theoretical performance analysis is performed considering a six-phase wind energy generator system interconnected with the grid. Results based on a MATLAB/Simulink simulation environment are discussed and the most relevant characteristics of the proposed control technique are highlighted considering the total harmonic distortion and the mean squared error as a parameters of performance.

**Keywords:** Predictive control, matrix converters, renewable energy systems, multiphase induction generator.

### 1. INTRODUCCION

In the last years the interest in power generation from renewable energy sources has experienced a significant growth, mainly justified by the reduced environmental impact generated. Renewable energy systems (RES), such as solar photovoltaic (PV), micro-hydraulic and wind energy systems are widely used as an alternative to the traditional systems. A very active research area in the field of RES are focused in the multiphase wind energy generator (MWEG) systems [1], [2]. In particular, MWEG systems with multiple three-phase windings are very convenient for wind turbine (WT) applications, due to important aspects especially for high-power safety-critical applications such as performance, reliability, smooth torque and partition of power [3]. In MWEG, the six-phase wind energy generator (SpWEG) with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points is probably one of the most widely discussed topology with fully rated back-to-back converter system to grid-connected applications [4]-[6]. Consequently with the development of multiphase topologies and drives, recent research efforts have

been focused in the development of a flexible power interface based on a modular architecture capable to interconnecting different renewable energy sources and load, including energy storage systems to the electrical grid. These efforts converge in the multi-modular matrix converter (MMC) topologies whose the main feature is the ability to provide a three-phase sinusoidal voltages with variable amplitude and frequency using fully controlled bi-directional electronic switches without the use of energy storage elements [7]. These characteristics makes plausible the use of MMC in applications where are required high power density and compact converters such as SpWEG systems, constituting an attractive alternative if it is compared with conventional converter topologies [8], [9].

The main contribution of this paper comparing with the previous works will focus on a theoretical performance analysis of a MMC combined with a SpWEG scheme in order to ensure an efficient active and reactive power control from the generator side to the grid side. Each module of the MMC architecture are connected in cascade to the independent three-phase windings of the SpWEG. A model-based predictive control (MPC) technique is used to predict the effects of future control actions in order to minimize a defined cost function. The control criterion will be the active and reactive power control.

This paper is organized as follows: Section 2 describes the mathematical model of the MMC. Section 3 presents a detailed description of the MPC control strategy. Section 4 discusses the simulation results and a performance analysis of the proposed predictive control technique using the total harmonic distortion (THD) and the mean square error (MSE) as a parameters of performance. Finally, the main remarks are summarized in Section 5.

### 2. POWER CONVERSION MODEL

The proposed topology consists of two three-phase matrix converter (MC) modules connected to the SpWEG by using a passive ( $LC$ ) input filter and then connected to the grid by an output filter, as it was shown in Fig. 1. Each one of



# Multi-Modular Matrix Converter Topology applied to Distributed Generation Systems

## Multi-Modular Matrix Converter Topology applied to Distributed Generation Systems

*S Toledo\**, *R Gregor\**, *M Rivera<sup>†</sup>*, *J Rodas\**, *D Gregor\**, *D Caballero\**, *F Gavilán\** and *E Maqueda\**

*\*Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción*

E-mail: {stoledo, rgregor, jrodas, dgregor, dcaballero, fgavilan, emaqueda}@ing.una.py

*<sup>†</sup>Department of Industrial Technologies, Universidad de Talca*

E-mail: marcoriv@utalca.cl

**Keywords:** Multi-modular matrix control, predictive current control, distributed generation systems.

### Abstract

In this paper, a multi-modular matrix converter (MMC) topology as the power conversion core to interconnect a six-phase wind energy generator to the grid is proposed and analyzed theoretically. The proposed architecture is useful in distributed generation systems, where each module consists of a three-phase matrix converter topology. Furthermore, a model-based predictive control will be applied to the MMC in order to evaluate the dynamic performance in the design of current control. Finally, simulation results based on a MatLab/Simulink will be discussed in order to highlight the most relevant characteristic of the proposed MMC topology.

### 1 Introduction

In the last decades, several renewable energy sources (RES) such as: solar, micro-hydraulic and wind energy systems are being closely studied and harvested to fulfill the needs of electrical energy consumption [1]. In the field of RES, a very active research area is focused in the multiphase wind energy generator (MWEG) systems. In particular, MWEG with multiple three-phase windings are very convenient for wind turbine (WT) and several studies employing these topologies have been conducted recently [2]. The main reasons of multiphase choice for WT are the possibility to split the power and the current between a higher numbers of phases, allowing the per-phase inverter power rating reduction. Furthermore, this configuration guarantees WT working continuity, even in presence of phase and/or inverter faults. Hence, the use of multiphase electrical drives in WT should enable to increase the reliability, the working time, and consequently, the annual energy yield, determining a reduction in the maintenance cost. In MWEG, the six-phase wind energy generator (SpWEG) with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points is probably one of the most widely discussed topology with fully rated back-to-back converter system to interconnect the energy source to the electrical network (grid), focused on distributed generation (DG) [3].

Moreover, on DG systems the most widely used power electronic grid-connected converter (GCC) are the active front-end (AFE), cascaded multilevel converters and neutral-point-clamped (NPC) topologies [4]–[6]. GCC topologies must ensure an efficient active and reactive flux control with minimum current and voltage harmonic distortions besides ensuring proper synchronization with the distribution networks. To accomplish this, several control and modulation methods such as: pulse width modulation (PWM), space vector modulation (SVM), vector control, fuzzy control, model-based predictive control (MPC), etc., have been proposed [7]. Nowadays, most converters used for interconnect the energy sources to the grid used storage energy elements (i.e. capacitor banks) which provide weight, volume and failure possibilities to the GCC topologies.

Recent research efforts have been focused in the development of a flexible power interface based on a modular architecture capable to interconnecting different RES and load, including energy storage systems to the grid. These efforts converge in the multi-modular matrix converter (MMC) topologies whose the main feature is the ability to provide a three-phase sinusoidal voltages with variable amplitude and frequency using fully controlled bi-directional switches without the use of storage energies elements [8]. These characteristics makes plausible the use of MMC in applications where is required high power density and compact converters such as SpWEG systems, constituting an attractive alternative if it is compared with conventional converter topologies [9].

The main contribution of this paper comparing to previous works is focused on a theoretical performance analysis of a MMC combined with a SpWEG scheme in order to ensure an efficient current control from the generator side to the grid side. Each module of the MMC architecture are connected in cascade to the independent three-phase windings of the SpWEG. A predictive current control by using a MPC technique is used to predict the effects of future control actions in order to minimize a defined cost function. The proposed grid interconnection architecture is shown in Fig. 1.

The paper is organized as follows. Section 2 describes the six-phase induction generator model. Section 3 discusses the modeling of the system. Section 4 is focus to the control





# Predictive Current Control with Reactive Power Minimization in Six-phase Wind Energy Generator using Multi-Modular Direct Matrix Converter

## Predictive Current Control with Reactive Power Minimization in Six-phase Wind Energy Generator using Multi-Modular Direct Matrix Converter

Sergio Toledo and Marco Rivera  
Department of Electrical Engineering  
Universidad de Talca  
Curicó, Chile

Raúl Gregor, Jorge Rodas and Leonardo Comparatore  
Laboratory of Power and Control Systems  
Universidad Nacional de Asunción  
Luque, Paraguay

**Abstract**—Increasing worldwide energy demand and well known pollution effects of fossil fuels, make necessary to develop new environmentally friendly energy generation systems such as wind energy. In this research a predictive current control with reactive power reduction is proposed for a six-phase energy generator - multi-modular matrix converter system. The proposal shows a significant harmonic reduction in the generator side and a THD less than 0.6% at the load side, with good current tracking, making it suitable for further grid interconnection.

**Index Terms**—Multi-modular matrix converter, multiphase generator, predictive control, wind generation.

### I. INTRODUCTION

Owing to the well-known detrimental effect over the environment of fossil fuels, nowadays worldwide energy generation focus has shifted to generating power from renewable energy sources (RES) [1]. In the field of RES, a very active research area is focused in the multiphase wind energy generator (MWEG) systems [2]. In particular, MWEG with multiple three-phase windings are very convenient for wind turbine (WT) and several studies employing these topologies have been conducted recently [3]. The main reasons of multiphase choice for WT are the possibility to split the power and the current between a higher numbers of phases, allowing the per-phase inverter power rating reduction, consequently, power semiconductors with lower power rates can be used [4]. Furthermore, this configuration guarantees WT working continuity, even in presence of phase and/or inverter faults [5]. Hence, the use of multiphase electrical drives in WT should enable to increase the availability, the working time, and consequently, the annual energy yield. In MWEG, the six-phase wind energy generator (SpWEG) is probably one of the most widely discussed topology [3]. Over all the possibilities in power converters present in the literature, fully rated back-to-back converter is the most used in actual applications [6]. However, these converters required storage energy elements (i.e. capacitor banks) which provide weight, volume and failure possibilities to the power converter stage. Recent research efforts have been focused in the development

of a flexible power interfaces based on a modular architecture capable to interconnecting different RES [2].

These efforts converge in the multi-modular matrix converter (MMMC) topologies whose main feature is the ability to provide a three-phase sinusoidal voltages with variable amplitude and frequency using fully controlled bi-directional switches without the use of storage energy elements [7].

Ideally a matrix converter (MC) should feed the load with sinusoidal currents while generating sinusoidal input currents with controlled power factor to the mains [8]. Model-based predictive control (MPC) was introduced in the late seventies and in recent years it has been introduced for power converters and has been used for different applications [9], showing in several cases better performance than the classic PWM modulation techniques [10].

Considering the above background, the main contribution of this paper comparing to previous works is focused on a theoretical performance analysis of a MMC combined with a SpWEG intended for ensure an efficient current control with source reactive power minimization, in order to reduce the harmonic injection both the load and towards the generator.

In Section II SpWEG model is briefly described. Then, Section III shows the model of the conversion system. The main contribution is shown in Section IV, presenting the proposed cost function and control design. Afterwards, in Section V, simulation results are depicted and finally, concluding remarks are summarized in Section VI.

### II. SIX-PHASE WIND ENERGY GENERATOR MODEL

The mathematical model of the SpWEG is very similar to the six-phase induction motor model, with differences in the SpWEG has a capacitor bank connected to its stator terminals, which must be considered in the model of the generator, and in this case, rotor speed, provided by the turbine is considered as input, and not output as the motor case. A detailed explanation of the generator model is not included here for sake of conciseness and can be found in [11]. As the stator of the self-excited SpWEG is connected to an isolated load, the magnetizing inductance and stator magnetizing current cannot

# Predictive Voltage Control Techniques for AC UPS Applications

ICA-ACCA 2018, October 17-19, 2018, Greater Concepción, Chile

## Predictive Voltage Control Techniques for AC UPS Applications

S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, T. Dragicevic and R. Gregor

**Abstract**—The classical model based predictive control leads to a variable switching frequency which could produce resonances in the input filter of the power converter, affecting the performance of the system. This paper proposes a fixed switching frequency model based predictive voltage control for UPS applications and a performance comparative between the proposed control and the variable switching frequency counterpart, showing the advantages and disadvantages among the two strategies.

**keywords**—Fixed frequency, IEC 62040, power converter, predictive voltage control, UPS.

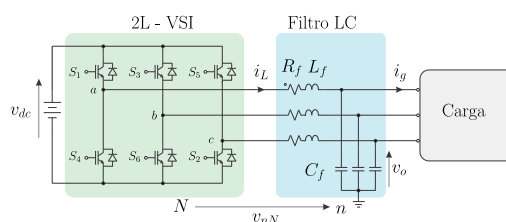


Fig. 1: Topología de control de potencia propuesto.

### I. INTRODUCCIÓN

El uso de convertidores de potencia controlados como interfaces activas e inteligentes entre la fuente de generación de energía eléctrica y su aplicación final permite la electrificación de varios procesos verdaderamente importantes. Sin embargo, sus inherentes no linealidades contribuyen al incremento en armónicos generados por lo cual es necesario desarrollar nuevas y eficientes técnicas de control que garanticen señales de tensión de la calidad deseada en la red de energía [1]. Para implementar una microred AC capaz de alimentar una diversa variedad de cargas tanto lineales como no lineales con señales de calidad, se debe diseñar un esquema de fuente de alimentación ininterrumpida (UPS por sus siglas en inglés) la cual se basa principalmente en el control de la tensión suministrada a la carga según una referencia deseada. El objetivo del control de tensión en los sistemas de energía eléctrica es mejorar la capacidad del sistema para resistir las posibles contingencias en los sistemas de transmisión y generación, variaciones en la carga o cualquier otra condición indeseada, de tal manera que las tensiones proveídas al usuario se mantengan dentro de los límites deseados [2]. En este contexto, el control predictivo basado en modelo (MPC por sus siglas en inglés) ha emergido como un enfoque más que interesante debido a sus importantes ventajas tales como respuesta dinámica rápida, inclusión sencilla tanto de no linealidades como de restricciones, control multivariable utilizando un solo lazo de control, entre otros [3].

Los autores expresan su gratitud al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología del Paraguay (CONACYT), por el apoyo y financiamiento a través de los Proyectos 14-INV-097 y PINV15-0584, al CONICYT de Chile a través del Proyecto FONDECYT Regular 1160690 y el Proyecto MEC 80150056.

S. Toledo y M. Rivera, investigadores del Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile, e-mail: (ver en <http://marcorivera.cl>).

T. Dragicevic es investigador adscrito al Departamento de Tecnologías Energéticas de la Aalborg University, 9220 Aalborg East, Denmark (e-mail: [tdr@et.aau.dk](mailto:tdr@et.aau.dk)).

E. Maqueda y R. Gregor, investigadores del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control, Facultad de Ingeniería UNA, Luque, CP2060, Paraguay, e-mail: (ver en <http://www.dspyc.com.py/equipo.html>).

EL MPC ha sido implementado de manera exitosa en varias aplicaciones de electrónica de potencia [4], [5] como control de par mecánico y flujo electromagnético [6], [7], control de corriente y potencia [8]–[10] así como UPSs [11], [12]. A pesar de las importantes ventajas mencionadas en el párrafo anterior, el MPC clásico produce una frecuencia de conmutación variable lo cual podría eventualmente ocasionar resonancias en los filtros del convertidor, afectando el desempeño del sistema [13]. Varios trabajos han abordado esta problemática [13]–[19], y se han reportado mejoras en términos de distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) para control de corriente, par mecánico, flujo electromagnético y control de potencia tanto activa como reactiva. Sin embargo, el control predictivo a frecuencia fija para control de tensión en sistemas de UPS no ha sido detectado durante la presente revisión bibliográfica. La principal contribución de este artículo consiste por un lado en la propuesta de un esquema de control predictivo de tensión con frecuencia de conmutación fija para aplicaciones de UPS tipo AC y por el otro, en una comparación entre el desempeño del control predictivo de tensión trabajando a frecuencia fija y a frecuencia variable, ambos cumpliendo con el estándar internacional IEC 62040 para fuentes de alimentación ininterrumpida.

### II. CONTROL PREDICTIVO DE TENSIÓN

La estrategia MPC consiste en predecir el comportamiento futuro del sistema en cuestión, para cada estado posible de la entrada basado en las ecuaciones dinámicas que lo dominan y, elegir aquel que de mejor manera cumpla con los objetivos de salida deseados. De esta manera, el primer paso en la implementación de este control consiste en modelar el sistema de interés. La topología del sistema de conversión se muestra en la Fig. 1, la cual consiste de una fuente DC, un inversor de fuente de tensión de dos niveles (2L-VSI), un filtro de salida LC y finalmente una carga.



# Predictive Voltage Control using Matrix Converter for a Stand-alone Wind Energy based Microgrid

ICA-ACCA 2018, October 17-19, 2018, Greater Concepción, Chile

## Predictive Voltage Control using Matrix Converter for a Stand-alone Wind Energy based Microgrid

D. Caballero, S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, F. Gavilan, C. Romero and R. Gregor.

**Abstract**—This paper proposes a voltage control strategy based on predictive control approach applied to a stand-alone energy generation systems. To accomplish this, a matrix converter based topology is used in combination with a three-phase wind energy generation system. Results based on a MATLAB/Simulink simulation environment are discussed and the most relevant characteristics of the proposed predictive control approach are highlighted taking into account the harmonic distortion as a performance parameter and complying with the specifications of the standards for uninterruptible power supplies.

**keywords**—IEC 62040, predictive control, stand-alone systems, voltage control.

### I. INTRODUCCIÓN

LOS microrredes basadas en energía renovable, los sistemas autónomos y los sistemas de alimentación ininterrumpida, son sistemas muy sensibles que deben tener niveles de voltaje de salida con características de alta calidad, como una baja distorsión armónica total (THD) y respuesta dinámica rápida, principalmente si operan en modo aislado [1], [2]. El control predictivo basado en modelo (MPC, por sus siglas en inglés) se ha convertido recientemente en una técnica de control bien establecida, principalmente debido a su rápida respuesta dinámica, simplicidad conceptual y la capacidad de incluir restricciones en el diseño del controlador [3], [4].

Debido a los efectos nocivos de los combustibles fósiles y a la creciente demanda de energía a nivel mundial, es necesario desarrollar nuevos esquemas de generación de energía a partir de fuentes renovables y amigables con el medio ambiente. En este contexto, la energía eólica surge como una buena alternativa para afrontar estos desafíos [5]–[8]. Los convertidores matriciales (MC) son dispositivos construidos a base de interruptores bidireccionales (Bi-Sw) que poseen varias ventajas sobre su contraparte back-to-back [9], como por ejemplo menor tamaño, mayor tiempo de vida útil y posibilidad de manejo de flujos bidireccionales. En cuanto a la tecnología empleada en la fabricación en los Bi-Sw, existen principalmente dos semiconductores utilizados, la tecnología

Los autores expresan su gratitud al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología del Paraguay (CONACYT), por el apoyo y financiamiento a través del Proyecto 14-INV-097 y al CONICYT de Chile a través del Proyecto FONDECYT Regular 1160690 y el Proyecto MEC 80150056.

D. Caballero, E. Maqueda, F. Gavilan, C. Romero y R. Gregor, investigadores del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control, Facultad de Ingeniería UNA, Luque, CP2060, Paraguay, e-mail: (<http://www.dspyc.com.py/equipo.html>).

S. Toledo y M. Rivera, investigadores del Laboratorio de Conversión de Energía y Electrónica de Potencia, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile, e-mail: (<http://marcorivera.cl/web/index.php/equipo-de-trabajo/>).

mas difundida ha sido la basada en IGBTs, no obstante en la actualidad la tendencia apunta al uso de dispositivos basados en la tecnología de carburo de silicio como los SiC-MOSFETs, ya que en comparación a los IGBTs, reportan menores pérdidas en la conmutación y conducción, e incluso pueden operar a niveles de frecuencia y tensión más elevados [10]–[12].

El control predictivo aplicado a convertidores matriciales ha llamado la atención de los investigadores en los últimos años, principalmente para el control de corriente y aplicaciones de potencia [13], [14]. El control de voltaje en MC se ha empleado para aplicaciones en accionamientos de inducción trifásicos utilizando la técnica de control de Venturini en combinación con el control PID [15]. Sin embargo, en lo referente al control de voltaje con MC utilizando MPC es un área aún incipiente. Este estudio aplica MPC a un MC con 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 IEC 62040-3 [16], [17].

La principal contribución de este documento en comparación con trabajos anteriores se centrará en un análisis de rendimiento teórico de un MC combinado con un esquema de generación de energía eólica para garantizar un control de voltaje eficiente desde el lado del generador al lado de la carga. El documento está organizado de la siguiente manera; la Sección II describe la topología de control propuesta, el diseño del entorno de simulación y principales resultados se presentan en la Sección III. La Sección IV presenta el resumen y las principales conclusiones del trabajo para finalizar con los agradecimientos.

### II. TOPOLOGÍA DE CONTROL PROPUESTA

El esquema de control predictivo de voltaje propuesto se presenta por medio de la Fig. 1 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 técnica de control utilizada es el control predictivo basado en modelo (MPC) que se describirá brevemente más adelante.

#### A. Convertidor Matricial. Principios Básicos

Para introducir los principios básicos referentes a los convertidores matriciales, se considera el sistema de conversión AC-AC trifásico de la Fig. 1.



# Active and Reactive Power Control based on an Inner Predictive Voltage Control Loop for AC generation systems with Direct Matrix Converter

2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2019). Ixtapa, Mexico

## Active and Reactive Power Control based on an Inner Predictive Voltage Control Loop for AC generation systems with Direct Matrix Converter

S. Toledo and M. Rivera  
Dept. of Electrical Engineering  
Universidad de Talca  
Curicó, Chile  
{stoledo,mrivera}@utalca.cl

P. Wheeler  
Dept. of Electrical and Electronic Engineering  
University of Nottingham  
Nottingham, UK  
pat.wheeler@nottingham.ac.uk

T. Dragicevic  
Dept. of Energy Technology  
Aalborg University  
Aalborg, Denmark  
tdr@et.aau.dk

D. Caballero, R. Gregor, E. Maqueda and F. Gavilán  
Engineering Faculty  
Universidad Nacional de Asunción  
Luque, Paraguay  
{rgregor,emaqueda,dcaballero,fgavilan}@ing.una.py

**Abstract**—In order to satisfied the growing electrical energy demand around the world, renewable energy generation systems under distributed generation frame emerges as a plausible solution. In this context wind and micro-hydro generation systems consist of renewable AC sources that need efficient and totally controlled power conversion stages. In this work a novel active and reactive power control strategy based on two cascade control loops using a combination of classical PR controller and Model Based Predictive Voltage Control strategy for AC generation systems are presented. The performance of the system are analysed regarding tracking of reference and THD with satisfying transient results and THD lower than 1 % in the injected current widely accomplishing with international standards.

**Index Terms**—Active and Reactive Power Control, Predictive Voltage Control, Matrix Converter, Grid Connected Generation Systems.

### I. INTRODUCTION

The new energy paradigm knew as Distributed Generation Systems (DGS) is focused on the interaction between several energy sources, mainly using renewable energies, interacting in a synergistic manner based on small-scale, decentralised, local on-side generation [1]. Wind energy harvesting emerges as one of the most promising sources under DGS scheme [2]–[4]. The core of the wind DGS is the power electronic converter which role is becoming critical considering that many advanced functions can be realised through the control of this part of the system [5]. Direct Matrix Converter (DMC) consists of a semiconductor-based switches technology power converter that have many benefits because of the absence of large energy storage elements reducing the volume, enhancing the efficiency and increasing the lifetime, only requiring small filters to suppress the ripples generated by the switching actions [6].

In recent years, model based predictive control (MPC) has been successfully applied controlling various types of converters on several applications [7], [8], as for example torque and flux control [9], [10], current and power control [11], [12] and uninterrupted power supply (UPS) systems [13], [14].

MPC uses the model of the system in order to predict the future behaviour of it for every feasible input and chose the one that better fulfils some desired output defined by a cost function that is evaluated during every sampling time. The input that minimise the cost function is the one to be applied in the beginning of the next sampling time [15]. In the case of power converters, these are composed of semiconductors that operate in only two states: cutting and saturation. Therefore, there is always a finite number of possible combinations of switching states in any power converter. This feature greatly simplifies the application of the MPC, since, instead of having to waste time in a continuous optimisation algorithm, it is possible to perform the direct evaluation of all possible switching states and select the best combination to be used in accordance to the proposed control objectives. MPC has emerged as a plausible option for the controlled switching in power converters for applications in distributed generation systems [16]–[18]. The objective of these systems is to inject high quality controlled currents to the main distribution system and therefore controlling the active and reactive power.

The control objectives in the MPC are represented by a cost function, which evaluates the errors between the references and the actual values of the variables of interest. In addition, it is possible to add some additional control objectives such as temperature control and minimisation of commutation and conduction losses [19], common mode voltages reduction [20], among others. Also, non-linear operations, such as restrictions and limitations can be easily added, greatly increasing the





# Predictive Voltage Control of the Direct Matrix Converter applied to Grid Current Injection

CHILECON 2019, October 29-31, Valparaíso, Chile

## Predictive Voltage Control of the Direct Matrix Converter applied to Grid Current Injection

S. Toledo, M. Rivera, T. Dragicevic, D. Caballero, P. Wheeler and R. Gregor

**Abstract**—Predictive control applied to direct matrix converter provide a feasible option to control the output voltage of a generation system with good performance. In this work a predictive voltage control strategy is proposed as the inner loop control of an outer PR current control strategy to inject controlled power to the main distribution grid from an AC generation system. The proposal shows good performance in terms of THD and desired current tracking.

**Keywords**—predictive voltage control, distributed generation, matrix converter, current control.

### I. INTRODUCCIÓN

LA creciente demanda de energía a nivel mundial y los conocidos efectos nocivos de los combustibles fósiles hacen necesario el desarrollar nuevos esquemas de generación de energía a partir de fuentes renovables y amigables con el medio ambiente [1]–[3]. En los últimos años, el control predictivo basado en modelo (MPC) ha sido implementado de manera exitosa en varias aplicaciones de electrónica de potencia [4], [5], como el control de par mecánico y flujo electromagnético [6], [7], control de corriente y potencia [8], [9], así como en fuentes de suministro ininterrumpido (UPS) [10], [11]. Así también, el MPC ha surgido como una opción plausible para la conmutación controlada de los interruptores en convertidores de potencia para aplicaciones en sistemas de generación distribuida [12]–[14]. El objetivo de estos sistemas es inyectar corrientes controladas de calidad al sistema de distribución principal y por ende la potencia activa y reactiva.

Uno de los principales elementos para implementar una estrategia de control MPC es un modelo preciso del sistema de manera a tener una predicción adecuada. El modelo depende directamente de la aplicación que se desea dar al sistema [15].

En el caso de los convertidores de potencia, 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

Los autores expresan su gratitud al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología del Paraguay (CONACYT), por el apoyo y financiamiento a través del Proyecto PINV15-0584, al CONICYT de Chile a través del Proyecto FONDECYT Regular 1160690, el Proyecto MEC 80150056 y la beca CONICYT-PFCHA/Doctorado Nacional/2019-21192003

S. Toledo y M. Rivera, investigadores del Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile, e-mail: (ver en <http://marcorivera.cl>).

T. Dragicevic is with the Department of Energetic Technologies of Aalborg University, 9220 Aalborg East, Denmark (e-mail: [tdr@et.aau.dk](mailto:tdr@et.aau.dk))

D. Caballero y R. Gregor, investigadores del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control, Facultad de Ingeniería UNA, Luque, CP2060, Paraguay, e-mail: (ver en <http://www.dspyc.com.py/equipo.html>).

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.

Los objetivos de control en el MPC son representados 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 [16], tensiones de modo común [17], 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. Es posible separar este principio de operación en tres pasos (i) cálculo de las variables predichas utilizando el modelo discreto, (ii) evaluación de la función de costo para cada uno de los estados válidos del convertidor, y (iii) selección y aplicación del estado de conmutación óptimo. Estas etapas están presentes en todos los esquemas de MPC, ya que es posible modificar cada una independientemente para ajustar el esquema de control a cualquier configuración.

En este trabajo se presenta una propuesta de control de corriente inyectada a la red de distribución principal con base en un lazo de control interno en el cual se implementa un control predictivo de tensión de salida para un convertidor matricial directo y un lazo de control externo proporcional derivativo (PR) con una señal de prealimentación para general la tensión de referencia del control MPC de tensión.

### II. ESQUEMA GENERAL DE SISTEMAS DE GENERACIÓN DISTRIBUIDA INTERCONECTADOS A LA RED

El esquema general de un sistema interconectado a la red se muestra en la Fig. 1. Esta topología permite inyectar corriente eléctrica a la red principal en base al control de tensión en el capacitor del filtro de salida. El bloque PLL (Lazo de amarre de fase) mide la fase de la tensión de la red de manera a generar una tensión sincronizada con la misma a la salida del convertidor. Este proceso se lleva a cabo para interconectar ambos sistemas y poder inyectar energía. De esta manera se debe diseñar un esquema de control interior de tensión y un lazo de control de corriente exterior que proporcione la tensión de referencia al lazo interno para generar la corriente deseada.

#### A. Convertidor Matricial Directo. Principios Básicos

Para introducir los principios básicos referentes a los convertidores matriciales, se considera el sistema de conversión



# Active and Reactive Power Control based on Predictive Voltage Control in a Six-Phase System using Modular Matrix Converters

## Active and Reactive Power Control based on Predictive Voltage Control in a Six-Phase Generation System using Modular Matrix Converters

S. Toledo  
Lab. of Energy Conversion and  
Power Electronics  
Universidad de Talca  
Curicó, Chile  
stoledo@utalca.cl

T. Dragicevic  
Dept. of Energy Technology  
Aalborg University  
Aalborg, Denmark  
tdr@et.aau.dk

M. Ayala, E. Maqueda, R. Gregor,  
A. Renault  
Lab. of Power and Control Systems  
Universidad Nacional de Asunción  
Luque, Paraguay  
{mayala, emaqueda, rgregor, arenault}@ing.una.py

M. Rivera  
Lab. of Energy Conversion and  
Power Electronics  
Universidad de Talca  
Curicó, Chile  
marcoriv@utalca.cl

P. Wheeler  
Dept. of Electrical and Electronic Engineering  
University of Nottingham  
Nottingham, UK  
pat.wheeler@nottingham.ac.uk

**Abstract**—Renewable energy generation systems under distributed generation frame emerges as a plausible solution for nowadays growing world energy demands. In this context multiphase wind generation systems are a feasible option that consist of renewable AC source that need efficient and totally controlled power conversion stages. In this work a novel active and reactive power control strategy based on two cascade control loops using a combination of classical PR controller and Model Based Predictive Voltage Control is proposed. Furthermore, the generator is a Permanent Magnet Synchronous Generator and the power stage is based on a multi-modular direct matrix converter topology providing interesting features to the scheme. The performance of the whole system is analysed regarding tracking of reference and THD with satisfying transient results and THD lower than 1.52 % in the injected current widely accomplishing with international standards.

**Index Terms**—Distributed Generation System, Multi-modular Matrix Converter, Multi-phase Machines, Predictive Control, Predictive Voltage Control.

### I. INTRODUCTION

The new energy paradigm known as Distributed Generation Systems (DGS) is focused on the interaction between several energy sources, mainly using renewable energies (RES), interacting in a synergistic manner based on small-scale, decentralised, local on-side generation [1]. Wind energy harvesting emerges as one of the most promising sources under DGS scheme [2]–[4] and a very active research area is focused in multiphase wind energy generator (MWEG) systems [5]. Multiple three-phase windings in MWEG are very convenient for wind turbines (WT) and several studies employing these topologies have been conducted recently [6]. The possibility to split the power and the current between a higher numbers

of phases, allowing the per-phase inverter power rating reduction is the main reason of selecting multiphase topologies for WT [5], [7], [8]. Moreover, this configuration guarantees WT working continuity, even in presence of phase and/or inverter faults. Hence, the use of multiphase electrical drives in WT should enable an increase of availability, the working time, and consequently, the annual energy yield, determining a reduction in the maintenance cost. In MWEG, the six-phase wind energy generator (SpWEG) with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 and 60 electrical degrees and isolated neutral points are probably the most widely discussed topologies with fully rated back-to-back converter system to interconnect the energy source to the electrical network (grid), focused on distributed generation (DG) [9]–[11]. Furthermore, on DG systems the most widely used power electronic grid-connected converter (GCC) are the active front-end (AFE) [12], [13], cascaded multi-level converters [14], [15] and neutral-point-clamped (NPC) topologies [16], [17]. GCC topologies must ensure an efficient active and reactive flux control with minimum current and voltage harmonic distortions besides ensuring proper synchronisation with the grid. Several control methods have been addressed to accomplish this, such as: pulse width modulation (PWM), space vector modulation (SVM), fuzzy control, model based predictive control (MPC), etc. [18]–[21]. However, most converters used to interconnect the energy sources to the grid used storage energy elements (i.e. capacitor banks) which provide weight, volume and failure possibilities to the GCC topologies. Latest research efforts have been focused in the development of a flexible power interface