

Evaluación del control predictivo  
basado en el modelo aplicado a  
compensadores estáticos  
utilizando convertidores  
multiniveles Puente-H  
en cascada

**LEONARDO  
DAVID  
COMPARATORE  
FRANCO**



**TESIS DE MAESTRIA  
2017**





EVALUACIÓN DEL CONTROL  
PREDICTIVO BASADO EN EL  
MODELO APLICADO A  
COMPENSADORES ESTÁTICOS  
UTILIZANDO CONVERTIDORES  
MULTINIVELES PUENTE-H EN  
CASCADA







UNIVERSIDAD NACIONAL  
DE ASUNCIÓN  
**FACULTAD DE  
INGENIERÍA**

**TESIS DE MAESTRÍA**

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

**EVALUACIÓN DEL CONTROL PREDICTIVO BASADO EN EL  
MODELO APLICADO A COMPENSADORES ESTÁTICOS  
UTILIZANDO CONVERTIDORES MULTINIVELES PUENTE-H EN  
CASCADA**

**Leonardo David Comparatore Franco**  
Autor

**Prof. Dr. Raúl Igmar Gregor Recalde**  
Tutor

**Prof. Dr. Jorge Esteban Rodas Benítez**  
Cotutor

**2017**



## RESUMEN

---

En los últimos años, los problemas de la calidad de energía eléctrica han tenido mayor atención, tanto para las industrias como para la comunidad científica en el ámbito de la ingeniería eléctrica, sobre todo con el amplio uso de modernos equipos electrónicos de potencia y unidades de conversión de energía. Debido a la no linealidad de éstas cargas, las formas de onda de las corrientes y tensiones de línea presentan un alto nivel de contenido armónico y, en consecuencia, se aproximan a un régimen no sinusoidal. Por lo tanto, ya no es suficiente hablar de potencia activa y potencia reactiva en el sentido convencional, puesto que son válidos solamente cuando las formas de onda de las tensiones y corrientes son sinusoidales. Se introduce entonces, un concepto más general, la potencia no activa, constituida por todas las demás posibles componentes de potencia, incluyendo la potencia reactiva clásica, cuyas energías no se traducen finalmente en trabajo útil, pero sí provocan la aparición de problemas en la red y en las cargas conectadas a ella. Con el fin de cancelar y evitar, independiente o simultáneamente, los daños que pueden producir todos los problemas asociados a la calidad de red mencionados anteriormente, la problemática ha sido tradicionalmente afrontada con los llamados filtros pasivos, pero el vertiginoso desarrollo de la electrónica de potencia apunta a buscar otras alternativas para mantener una buena calidad de onda en el sistema. Tal es el caso de los filtros activos de potencia o

compensadores estáticos, cuya ventaja principal frente a los filtros pasivos es que pueden adaptarse si cambia la carga o la red y pueden utilizarse para objetivos adicionales. En este contexto, las técnicas de control automático desempeñan un papel esencial en la evolución de la ingeniería y las ciencias, convirtiéndose en una parte importante e integral en los sistemas electrónicos de potencia, en los sistemas robóticos, en los procesos modernos de fabricación y en cualquier operación industrial que requiera un control de alguna magnitud variable. El principal objetivo de un algoritmo de control automático de un compensador estático (o de un filtro activo de potencia) es la de generar las acciones de control y estimar las variables de referencias usando señales de retroalimentación (variables medidas).

En ese contexto, la presente Tesis de Maestría propone nuevas estrategias de control predictivo basado en el modelo aplicados a compensadores estáticos basados en convertidores multiniveles en configuración Puente-H en cascada trifásicos de tres cables, enfocados en la mejora de la calidad de la potencia eléctrica. Las principales características de los métodos propuestos se centran en proporcionar una frecuencia de conmutación fija y un conmutador de los estados redundantes del convertidor, con el fin de mejorar el rendimiento del compensador estático en términos del error cuadrático medio y la distorsión armónica total de la forma de onda de corriente, como así también, el balance de tensiones en los enlaces *dc* del convertidor. Los enfoques predicen el comportamiento futuro de las acciones de control teniendo en cuenta todos los estados posibles de conmutación. La técnica de control predictivo basado en frecuencia de conmutación fija selecciona dos niveles de tensión óptimos mediante el uso de un proceso de optimización teniendo en cuenta una función de costo definida. A continuación, los niveles óptimos se utilizan con el fin de emular la implementación de una modulación en el espacio vectorial. Luego, el conmutador de los estados redundantes aplica secuencialmente todos los estados redundantes de dichos niveles óptimos al convertidor. Finalmente, se evalúa la eficacia de los enfoques de control propuestos a través de simulaciones, proporcionando un análisis comparativo con una técnica de control predictivo convencional basada en frecuencia de conmutación variable.

LEONARDO COMPARATORE

*Agosto, 2017. San Lorenzo, Paraguay.*



## SUMMARY

---

In recent years, electrical power quality problems have been given greater attention by both, industries and the scientific community in the field of electrical engineering, especially with the widespread use of modern electronic power equipment and power conversion units. Due to the non-linearity of these load, waveforms of currents and voltages present a high level of harmonic content and, consequently, approach a non-sinusoidal regime. Therefore, it is no longer enough to speak of active power and reactive power in the conventional sense, since they are valid only when the waveforms of the voltages and currents are sinusoidal. A more general concept is introduced, the non-active power, consisting of all other possible power components, including classical reactive power, whose energies do not ultimately translate into useful work, but they cause problems on the grid and on the loads connected to it. In order to cancel and avoid, independently or simultaneously, the damages that can cause all the problems associated with the power quality mentioned above, the problem has traditionally been faced with so-called passive filters, but the rapid increase in power electronics aims to look for other alternatives to maintain a good wavelength in the system. Such is the case of active power filters (APF) or static compensators (STATCOMs), whose main advantage over passive filters is that they can be adapted if the load or the grid changes and can be used for additional

purposes. In this context, control techniques play an essential role in the evolution of engineering and the sciences, becoming an important and integral part of electronic power systems, robotic systems, modern manufacturing processes and any industrial operation that requires control of some variable magnitude. The main objective of an automatic control algorithm of a static compensator (or an active power filter) is to generate the control actions and estimate the reference variables using feedback signals (measured variables).

In this context, this final work proposes new Model-Based Predictive Control (MBPC) strategies applied to static compensators based on three-phase three-wire cascade H-bridge (CHB) converters, focused on the improvement of the electric power quality. The main features of the proposed methods focus on providing a fixed switching frequency and a switcher of redundant states of the converter, in order to improve the performance of the STATCOM in terms of mean square error (MSE) and total harmonic distortion (THD) of the current waveform, as well as the voltage balance on the *dc*-links of the converter. The approaches predict the future behavior of control actions taking into account all possible switching states. The predictive control technique based on fixed switching frequency selects two optimal voltage levels by using an optimization process taking into account a defined cost function. Next, the optimal levels are used in order to emulate the implementation of a space vector modulation (SVM). Then, the switcher of the redundant states, sequentially applies all redundant states of such optimal levels to the converter. Finally, the efficacy of the proposed control approaches is evaluated through simulations, providing a comparative analysis with a conventional predictive control technique based on variable switching frequency.

LEONARDO COMPARATORE

*August, 2017. San Lorenzo, Paraguay.*

## AGRADECIMIENTOS

---

A los Profesores Dr. Raúl Igmar Gregor Recalde y Dr. Jorge Esteban Rodas Benítez por transmitirme su vocación investigadora.

A mis compañeros y equipo de trabajo del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción (FIUNA) por su colaboración.

A mi familia y amigos por el apoyo emocional.

Leonardo Comparatore



## AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

---

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por el apoyo económico a través del proyecto de investigación 14-INV-096, el programa de Maestría 14-POS-031 y por medio del programa de vinculación de científicos y tecnólogos PVCT 15-13.

Leonardo Comparatore



*Dedicado a  
mi madre María Franco*





# ÍNDICE GENERAL

---

|                                 |       |
|---------------------------------|-------|
| Resumen                         | v     |
| Summary                         | vii   |
| Agradecimientos                 | ix    |
| Agradecimientos Institucionales | xi    |
| Índice General                  | xv    |
| Índice de Figuras               | xix   |
| Índice de Tablas                | xxi   |
| Acrónimos                       | xxiii |

## PARTE I GENERALIDADES

|          |                            |           |
|----------|----------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introducción</b>        | <b>3</b>  |
| 1.1      | Justificación              | 3         |
| 1.2      | Objetivos                  | 5         |
| 1.3      | Metodología                | 6         |
| 1.4      | Organización del documento | 7         |
|          |                            | <b>xv</b> |

|          |                                                     |          |
|----------|-----------------------------------------------------|----------|
| <b>2</b> | <b>Estado del Arte</b>                              | <b>9</b> |
| 2.1      | Compensadores estáticos, STATCOM                    | 9        |
| 2.1.1    | Clasificación                                       | 12       |
| 2.1.2    | Principio de operación y control                    | 13       |
| 2.2      | Convertidores de fuente de tensión multinivel       | 16       |
| 2.2.1    | Topologías de convertidores multiniveles            | 17       |
| 2.2.2    | Convertidores multiniveles Puente-H en cascada, CHB | 17       |
| 2.3      | Control predictivo basado en el modelo, MBPC        | 24       |
| 2.3.1    | Su uso en electrónica de potencia                   | 25       |
| 2.3.2    | Principio de operación                              | 26       |
| 2.4      | MBPC aplicado a convertidores multiniveles CHB      | 28       |
| 2.5      | Conclusiones del capítulo                           | 29       |

## PARTE II ANÁLISIS DE CONTENIDO

|          |                                                      |           |
|----------|------------------------------------------------------|-----------|
| <b>3</b> | <b>Discusión de las Aportaciones</b>                 | <b>33</b> |
| 3.1      | MBPC convencional                                    | 33        |
| 3.2      | MBPC con incremento del horizonte de predicción, H2  | 40        |
| 3.3      | MBPC operando a frecuencia de conmutación fija       | 42        |
| 3.3.1    | MBPC con modulación por ancho de pulsos, PWM         | 42        |
| 3.3.2    | MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación | 44        |
| 3.4      | MBPC con conmutador de estados redundantes           | 51        |
| 3.5      | MBPC con PWM y conmutador de estados redundantes     | 52        |
| 3.6      | Resultados de simulación                             | 54        |
| 3.7      | Conclusiones del capítulo                            | 72        |
| <b>4</b> | <b>Conclusiones y Trabajos Futuros</b>               | <b>73</b> |
| 4.1      | Principales conclusiones                             | 73        |
| 4.2      | Trabajos Futuros                                     | 74        |
|          | Referencias                                          | 77        |

## PARTE III PUBLICACIONES

|          |                                                                                                                                   |          |
|----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|
| <b>1</b> | <b>Finite-States Model Predictive Control with Increased Prediction Horizon for a 7-Level Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM</b> | <b>1</b> |
| <b>2</b> | <b>A Novel Predictive-Fixed Switching Frequency Technique for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM</b>                           | <b>9</b> |

|          |                                                                                                                                            |           |
|----------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>3</b> | <b>Model Based Predictive Control with a Fixed Switching Frequency Applied to a Single-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM</b>       | <b>17</b> |
| <b>4</b> | <b>Model Based Predictive Current Control for a Three-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM Operating at Fixed Switching Frequency</b> | <b>25</b> |
| <b>5</b> | <b>Model Based Predictive Control with Switcher of Redundant Vectors for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM</b>                         | <b>33</b> |
| <b>6</b> | <b>Modulated Model Based Predictive Control with Switcher of Redundant States for a Three-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM</b>    | <b>39</b> |



## ÍNDICE DE FIGURAS

---

|     |                                                                 |    |
|-----|-----------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 | Tipos de convertidores para desarrollar STATCOM.                | 13 |
| 2.2 | STATCOM basado en VSC trifásico de tres cables.                 | 14 |
| 2.3 | Transformación de Clarke.                                       | 15 |
| 2.4 | Clasificación de los convertidores multiniveles industriales.   | 17 |
| 2.5 | Circuito del convertidor Puente-H.                              | 18 |
| 2.6 | Convertidor CHB de tres celdas Puente-H.                        | 20 |
| 2.7 | Flujograma del MBPC.                                            | 27 |
| 3.1 | Diagrama de bloques del MBPC.                                   | 34 |
| 3.2 | STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB.     | 35 |
| 3.3 | Sistema STATCOM interconectado a la red eléctrica y a la carga. | 36 |
| 3.4 | Diagrama de bloques del MBPC con H2.                            | 41 |
| 3.5 | Diagrama de bloques del MBPC con PWM.                           | 43 |

|      |                                                                                              |    |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.6  | Patrón de conmutación para los estados óptimos.                                              | 49 |
| 3.7  | Diagrama de bloques del MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación.                | 50 |
| 3.8  | Diagrama de bloques del MBPC con conmutador de estados redundantes.                          | 51 |
| 3.9  | Diagrama de bloques del MBPC con PWM y conmutador de estados redundantes.                    | 53 |
| 3.10 | Seguimiento de la corriente de referencia en la fase $a$ .                                   | 56 |
| 3.11 | Error cuadrático medio del seguimiento de la corriente de referencia en la fase $a$ .        | 57 |
| 3.12 | Potencias instantáneas activas.                                                              | 59 |
| 3.13 | Referencia y compensación de potencia instantánea reactiva.                                  | 61 |
| 3.14 | Referencia y compensación de potencia instantánea reactiva debido al patrón de conmutación.  | 63 |
| 3.15 | Tensión de salida $v_c^a$ del convertidor multinivel CHB.                                    | 65 |
| 3.16 | Patrón de conmutación de la tensión de salida $v_c^a$ del convertidor multinivel CHB.        | 66 |
| 3.17 | Evolución de las tensiones en los capacitores de la fase $a$ del convertidor multinivel CHB. | 68 |
| 3.18 | THD de la corriente de la red eléctrica $i_s^a$ .                                            | 70 |
| 3.19 | THD de la tensión de salida $v_c^a$ del convertidor multinivel CHB.                          | 71 |

## ÍNDICE DE TABLAS

---

|     |                                                               |    |
|-----|---------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 | Estados de conmutación del VSI Puente-H convencional.         | 19 |
| 2.2 | Estados de conmutación del convertidor CHB de 7 niveles.      | 21 |
| 2.3 | Estados redundantes del convertidor CHB de 7 niveles.         | 24 |
| 3.1 | Sectores de estados de conmutación activos consecutivos.      | 44 |
| 3.2 | Sectores de niveles activos consecutivos.                     | 52 |
| 3.3 | Parámetros eléctricos de simulación.                          | 54 |
| 4.1 | Resumen de los logros obtenidos durante la Tesis de Maestría. | 74 |





## ACRÓNIMOS

---

|         |                                                                |
|---------|----------------------------------------------------------------|
| APF     | Active Power Filter.                                           |
| BJT     | Bipolar Junction Transistor.                                   |
| CHB     | Cascade H-Bridge.                                              |
| CONACYT | Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.                      |
| CPD     | Custom Power Device.                                           |
| CSC     | Current Source Converter.                                      |
| DMC     | Direct Matrix Converter.                                       |
| DSC     | Digital Signal Controller.                                     |
| DSP     | Digital Signal Processor.                                      |
| DVR     | Dynamic Voltage Restorer.                                      |
| FACTS   | Flexible Alternating Current Transmission System.              |
| FC      | Flying Capacitor.                                              |
| FIUNA   | Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción. |

|         |                                                    |
|---------|----------------------------------------------------|
| FPGA    | Field-Programmable Gate Array.                     |
| GTO     | Gate Turn-off Thyristor.                           |
| IEA     | International Energy Agency.                       |
| IGBT    | Insulated-Gate Bipolar Transistor.                 |
| LSPyC   | Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control.     |
| MBPC    | Model-Based Predictive Control.                    |
| MOSFET  | Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor. |
| MSE     | Mean Square Error.                                 |
| NPC     | Neutral-Point Clamped.                             |
| PCC     | Point of Common Coupling.                          |
| PSC-PWM | Phase Shift Carrier Pulse Width Modulation.        |
| PWM     | Pulse Width Modulation.                            |
| SIT     | Static Induction Thyristor.                        |
| STATCOM | Static Synchronous Compensator.                    |
| SVM     | Space Vector Modulation.                           |
| TCR     | Thyristor-Controlled Reactor.                      |
| THD     | Total Harmonic Distortion.                         |
| TSC     | Thyristor-Switched Capacitor.                      |
| UNA     | Universidad Nacional de Asunción.                  |
| UPQC    | Unified Power Quality Conditioner.                 |
| VMME    | Vice Ministerio de Minas y Energías.               |
| VSC     | Voltage Source Converter.                          |
| VSI     | Voltage Source Inverter.                           |

## PARTE I

---

# GENERALIDADES

---



# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUCCIÓN

---

En el presente capítulo se exponen las razones que justifican la realización de esta Tesis de Maestría, el objetivo general como así también los objetivos específicos, la metodología a ser abordada y finalmente se presenta un breve resumen de los capítulos en los que está estructurado el documento.

### 1.1 Justificación

Estudios recientes de escenarios tendenciales publicados por la Agencia Internacional de Energía (IEA, del inglés *International Energy Agency*) revelan que el uso de la energía a nivel mundial experimentaría un crecimiento del 30% hasta el año 2040, a su vez, la fuerte necesidad mundial de electricidad elevará la demanda en más de 70% [1]. Estas proyecciones vienen justificadas por el cambio estructural en la demanda de energía eléctrica debido al desarrollo económico acelerado de China, India y otras economías emergentes y la proyección de crecimiento sostenido en estos países durante el período 2010-2030 [2]. En este contexto, las estimaciones de crecimiento en el escenario energético del Paraguay

*Tesis de Maestría.*

Por Leonardo Comparatore.

no se encuentran disociadas de la tendencia mundial, lo cual se demuestra claramente en el Balance Energético Nacional 2015, publicado (en septiembre de 2016) por el Vice Ministerio de Minas y Energías (VMME), donde el sector residencial registró un crecimiento de 3,5% en el índice de consumo de energía eléctrica residencial por habitante [3]. El gran crecimiento del consumo de energía eléctrica y el alto índice de pérdidas (pérdidas/energía eléctrica disponible) en las redes de transmisión y distribución, con un crecimiento del 5,5% durante el año 2015 con respecto al año 2014, está generando una saturación acentuada en forma creciente, de la capacidad de los sistemas de transmisión eléctrica con que se cuentan en la actualidad, siendo la demanda de energía eléctrica cada vez mayor y pudiendo su disponibilidad deficitaria desacelerar el actual crecimiento económico del Paraguay [4]. En este contexto, en los últimos años viene repitiéndose uno de los principales problemas del sistema eléctrico, los cortes de servicio debido a picos de consumo masivo superiores a la energía disponible. Estos picos de consumo son fundamentalmente provocados por el funcionamiento simultáneo de todos los sistemas de refrigeración de una misma zona geográfica debidas a las conocidas olas de calor en verano, ocasionando graves consecuencias a nivel social, provocando importantes pérdidas y un gran trastorno en la vida cotidiana. La solución aparentemente obvia sería generar más energía mediante la instalación de nuevas centrales, sin embargo, la tendencia mundial muestra que tanto o más importante como el incrementar la producción energética, es la adopción de esquemas de uso eficiente y racional de ésta, promoviendo medidas de sustitución y modernización de equipos apoyando la incorporación de nuevas tecnologías específicas y con mayores niveles de eficiencia [5]. La amplia normativa vigente a nivel internacional, que hacen especial énfasis en factores que afectan la calidad de red, tales como; la variación de la magnitud o frecuencia fundamental de la tensión de red, la componente de continua, las fluctuaciones de tensión y el efecto *flicker*, los huecos y sobretensiones, las interrupciones y los transitorios de tensión, los desequilibrios entre fases y las tensiones y corrientes armónicas e interarmónicas, evidencia la importancia que va alcanzando, económicamente y socialmente, una buena calidad de la energía eléctrica. Estos requerimientos han obligado a desarrollar nuevos sistemas flexibles de transmisión (y distribución) de corriente alterna (FACTS, del inglés *Flexible Alternating Current Transmission System*) más eficientes, para mejorar la operación y controlabilidad de los sistemas eléctricos de potencia.

En este contexto, diferentes técnicas de compensación han sido abordadas hasta la fecha, para dar respuesta a los problemas asociados a la calidad de red mencionados anteriormente, de manera a cumplir con las normativas vigentes y con el objetivo de mejorar la eficiencia y la calidad de la potencia eléctrica, tanto así, que la mejora de la calidad de red se ha convertido en un importante tema y área de especialización e investigación en ingeniería eléctrica, lo cual puede ser atestiguado por la literatura

publicada en algunas revistas internacionales de electrónica de potencia (IET Power Electronics, IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE Transactions on Power Delivery, etc.) [6]. Entre las muchas técnicas de compensación, el compensador estático (STATCOM, del inglés *Static Compensator*), que también pueden diseñarse para actuar como filtro activo de potencia (APF, del inglés *Active Power Filter*), se encuentra como una solución factible para proporcionar un control preciso y flexible para mitigar las perturbaciones y mejorar efectivamente la calidad de la energía [7],[8]. De todas las topologías multinivel más utilizados en las aplicaciones STATCOM y APFs, según las últimas investigaciones, el convertidor multinivel basado en una conexión en cascada de celdas Puente-H (CHB, del inglés *Cascade H-Bridge*), es la elección más destacada para el flujo de potencia reactiva y el control de armónicos en el sistema de red de transmisión [9]. Esto resulta debido a su modularidad, extensibilidad, simplicidad de control y salida de alta calidad [10]. Actualmente, gracias al desarrollo exponencial de las capacidades de procesamiento de los controladores digitales de señales (DSCs, del inglés *Digital Signal Controller*), la tecnología de arreglos de compuertas programables en campo (FPGA, del inglés *Field Programmable Gate Array*) y la reducción de los costos asociados a los mismos, es posible abordar estrategias de control y modulación avanzadas en tiempo discreto, que requieren una gran cantidad de cálculos, a un costo computacional reducido [11]. Por las ventajas antes mencionadas y con el objetivo de proponer soluciones innovadoras que den respuesta a los problemas acuciantes del sector eléctrico del Paraguay, a continuación se presentan los objetivos de esta Tesis.

## 1.2 Objetivos

### Objetivo general

El objetivo general de la presente Tesis se centra en el análisis teórico, la evaluación e implementación a nivel de simulación de estrategias de control en tiempo discreto basadas en el control predictivo aplicados a un compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada, enfocados en la mejora de la calidad de la potencia eléctrica.

### Objetivos específicos

1. Elaboración del modelo de simulación del compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada trifásicos de tres cables, utilizando herramientas de simulación.

2. Implementación de algoritmos de control en tiempo discreto basados en el control predictivo, enfocados en la mejora de la calidad de la potencia eléctrica.
3. Análisis y evaluación de las diferentes estrategias de control en tiempo discreto basadas en el control predictivo aplicados al compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada trifásicos de tres cables.
4. Publicación de los resultados obtenidos en conferencias internacionales de reconocido prestigio.

### 1.3 Metodología

La metodología a ser abordada para lograr la mejora de la calidad de la potencia eléctrica se centra en la implementación teórica mediante simulación de estrategias de control en tiempo discreto basadas en el control predictivo aplicados a un compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada, capaz de compensar los factores que degradan la calidad de red, tales como; la polución armónica, el desbalance de carga, el factor de potencia, etc.

Para lograr los objetivos propuestos, la presente Tesis divide la investigación en dos etapas complementarias, siguiendo una metodología de desarrollo gradual de las tareas a ser realizadas, documentando debidamente el trabajo y los resultados obtenidos. Las características principales de los dos ámbitos complementarios a ser abordados en el marco de la presente Tesis, engloban los siguientes puntos:

1. Modelado del compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada: En este punto de la Tesis se pretende modelar un compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada trifásicos de tres cables, capaz de compensar (simultánea y/o individualmente) los problemas asociados a la calidad de red. En este contexto, se propone el uso de la herramienta de modelado computacional *MatLab/Simulink*. Se prevé que el modelo del compensador estático permita evaluar a nivel de simulaciones diferentes algoritmos de control en tiempo discreto basados en el control predictivo enfocados en la compensación de parámetros que afectan a la calidad de la potencia eléctrica.
2. Análisis y evaluación: El segundo punto que aborda esta Tesis se centra en el análisis y la evaluación de nuevas estrategias de control aplicadas al compensador estático basado en convertidores multiniveles Puente-H en cascada trifásicos de tres cables, enfocadas en el aumento de la eficiencia y la mejora de la calidad de la potencia eléctrica. En este contexto, se pretende evaluar el alcance de las estrategias de control



de tipo predictivo, donde la ventaja principal de estos controladores se centra en su característica flexible si se lo compara con controladores convencionales ya que es posible adaptarlo a diferentes requerimientos de control modificando únicamente una función de costo.

#### 1.4 Organización del documento

El documento se ha organizado en tres partes principales.

La Parte I, dividida en dos capítulos, presenta un panorama general acerca de la realización de la Tesis, exhibiendo la fundamentación, los objetivos y la metodología abordada (Capítulo 1). Posteriormente, se describe el estado del arte de los STATCOMs, de los convertidores multiniveles CHB y de la técnica convencional de control predictivo basado en el modelo (MBPC, del inglés *Model-Based Predictive Control*), aplicado a convertidores de potencia (Capítulo 2).

En la Parte II se describen las técnicas de control predictivo propuestas y se discuten los resultados de simulación obtenidos (Capítulo 3). A continuación, se exponen los aportes y las conclusiones principales, como así también, posibles trabajos futuros en la línea de investigación relacionada a esta Tesis (Capítulo 5). Las referencias bibliográficas utilizadas se incluyen en el último apartado.

La Parte III recoge seis artículos desarrollados y publicados, en conjunto con el equipo de investigadores del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción (FIUNA) e investigadores internacionales, durante la elaboración de la Tesis.



## CAPÍTULO 2

---

### ESTADO DEL ARTE

---

La revisión bibliográfica que se presenta en el presente capítulo tiene como objetivo mostrar el estado actual del desarrollo de la tecnología de los convertidores multiniveles CHB para aplicaciones en STATCOMs y el control predictivo basado en el modelo aplicado a convertidores de potencia.

#### 2.1 Compensadores estáticos, STATCOM

En la actualidad los sistemas de distribución de *ac* se enfrentan a un número considerable de problemas asociados a la calidad de la energía, especialmente debido al uso de equipos sensibles en la mayoría de las aplicaciones industriales, residenciales, comerciales y de tracción eléctrica [12]. Estos problemas de la calidad de la energía son clasificados como problemas de calidad de tensión y corriente en sistemas de distribución. Los dispositivos de alimentación personalizados (CPDs, del inglés *Custom Power Devices*), llamados, STATCOMs, restauradores dinámicos de tensión (DVRs, del inglés *Dynamic Voltage Restorers*) y acondicionadores unificados de calidad de energía (UPQCs, del inglés

*Unified Power Quality Conditioners*) son utilizados para mitigar algunos de los problemas dependiendo de los requerimientos [13]. Fuera de estos CPDs, los STATCOMs se utilizan ampliamente para mitigar los problemas de la calidad de la energía basados en la corriente. En la actualidad existen problemas asociados a la calidad de la energía basados en corriente, como bajo factor de potencia o pobre regulación de tensión, corrientes desbalanceadas y elevada corriente en el neutro [14]. Por lo tanto, dependiendo de los problemas, se selecciona la configuración del STATCOM más adecuados para abordar cada uno de estos problemas. La tecnología STATCOM es ahora una tecnología madura para proveer compensación de potencia reactiva, balance de cargas y/o compensación de corriente en el neutro y corrientes armónicas (si es requerido) en redes de distribución de *ac* [15]. Estos sistemas han evolucionado en el último cuarto de siglo con el desarrollo en términos de diversas configuraciones, estrategias de control y dispositivos de estado sólido, (tales como los SiC-MOSFETs). Estos dispositivos de compensación también se utilizan para regular la tensión de los terminales, suprimir el efecto *flicker* de tensión y mejorar el balance de tensiones en sistemas trifásicos [14]. Estos objetivos se alcanzan individualmente o en combinación dependiendo de los requerimientos y la estrategia de control y configuración que deben ser seleccionados apropiadamente.

La tecnología clásica para enfrentar los problemas de la calidad de energía basados en corriente, consiste en capacitores de potencia y compensadores estáticos VAR usando inductores controlados por tiristor (TCRs, del inglés *Thyristor-Controlled Reactors*) y capacitores conmutados por tiristor (TSCs, del inglés *Thyristor-Switched Capacitor*) [16]. Sin embargo, la tecnología STATCOM es considerada la mejor tecnología para mitigar todos los problemas de la calidad de energía basados en corriente [7].

Los STATCOMs son básicamente categorizados en tres tipos de configuraciones, llamados, monofásico de dos cables (*Single-Phase Two-Wire*), trifásicos de tres cables (3P3W, del inglés *Three-Phase Three-Wire*) y trifásicos de cuatro cables (3P4W, del inglés *Three-Phase Four-Wire*) para cumplir los requisitos de los tres tipos de cargas de consumo en sistemas de alimentación [6]. Las cargas monofásicas tales como luces y hornos domésticos, televisores, fuentes de alimentación de computadoras, acondicionadores de aire e impresoras láser causan problemas de calidad de la energía. Los STATCOMs monofásicos de dos cables han sido investigados en diferentes configuraciones y estrategias de control para cumplir con las necesidades de sistemas monofásicos. A partir de 1984, muchas configuraciones y estrategias de control han sido desarrolladas y comercializadas para muchas aplicaciones. Teniendo en cuenta los tipos de convertidores, tanto los convertidores de fuente de corriente con almacenamiento de energía inductiva (CSCs, del inglés *Current Source Converters*) y los convertidores de fuente de tensión con almace-

namiento de energía capacitiva (VSCs, del inglés *Voltage Source Converters*) se utilizan para desarrollar STATCOMs monofásicos.

Una mayor cantidad de energía *ac* es consumida por cargas trifásicas. Un trabajo sustancial a sido reportado en STATCOMs trifásicos de tres cables, a partir de 1984. Muchas configuraciones y estrategias de control tales como la teoría de la potencia reactiva instantánea (*p-q*), teoría *d-q* y el método de detección síncrono se utilizan en el desarrollo de STATCOMs trifásicos.

El problema del aumento de la corriente en el neutro además de un pobre factor de potencia y el desequilibrio de cargas se observan en sistemas trifásicos de cuatro cables, principalmente debido a cargas desbalanceadas y la interconexión de cargas no lineales tales como; fuentes de alimentación de computadoras y luces fluorescentes. Los problemas de corriente en el neutro y el desbalance de cargas pueden ser resueltos utilizando STATCOMs de cuatro cables en sistemas de distribución de cuatro cables, que causan reducción de la corriente en el neutro, balance de cargas, compensación de potencia reactiva y/o compensación de armónicos (si se requiere).

Los problemas de potencia reactiva y desequilibrio de carga han sido identificados hace mucho tiempo y se han agravado en presencia de cargas no lineales. Muchas publicaciones se reportan sobre los compensadores de estado sólido para parpadeo de tensión, potencia reactiva y equilibrio de cargas reactivas tales como hornos y cargas de tracción eléctrica. Muchas más terminologías tales como compensadores estáticos VAR, generadores estáticos VAR, entre otros, han sido utilizadas en la literatura.

Uno de los principales factores en el avance de la tecnología STATCOM es la llegada de los dispositivos de estado sólido rápidos y de conmutación automática [12]. En la etapa inicial, BJTs (del inglés *Bipolar Junction Transistors*) y MOSFETs (del inglés *Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors*) de potencia han sido utilizados para desarrollar STATCOMs; luego, SITs (del inglés *Static Induction Thyristors*) y GTOs (del inglés *Gate Turn-off Thyristors*) han sido empleados para desarrollar STATCOM [16]. Con la introducción de los IGBTs (del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistors*), la tecnología STATCOM tuvo un verdadero impulso y en la actualidad se considera como un dispositivo de estado sólido ideal para para STATCOMs. La tecnología de sensores mejorada, especialmente los sensores de corriente y tensión de efecto Hall, también ha contribuido al mejor rendimiento de los STATCOMs. La disponibilidad de los sensores de efecto Hall y amplificadores de aislamiento a un costo razonable y calificaciones adecuadas ha mejorado el desempeño de los STATCOMs.

El próximo avance en el desarrollo de STATCOMs ha sido el resultado de la revolución de la microelectrónica. Partiendo del uso de componentes analógicos y digitales discretos, la progresión ha sido a microprocesadores, microcontroladores y DSPs (del inglés *Digital*

*Signal Processors*) [17]. Ahora es posible implementar algoritmos complejos en línea para el control de STATCOMs a un costo razonable. Este desarrollo en DSPs ha hecho posible utilizar diferentes algoritmos de control tales como controlador PI (proporcional-integral), estructura de control variable, control de lógica difusa y control de red neuronal para mejorar el rendimiento dinámico y estacionario de los STATCOMs [15]. Con estas mejoras los STATCOMs son capaces de proveer una rápida acción correctiva incluso con cargas dinámicamente cambiantes tales como hornos y tracción eléctrica.

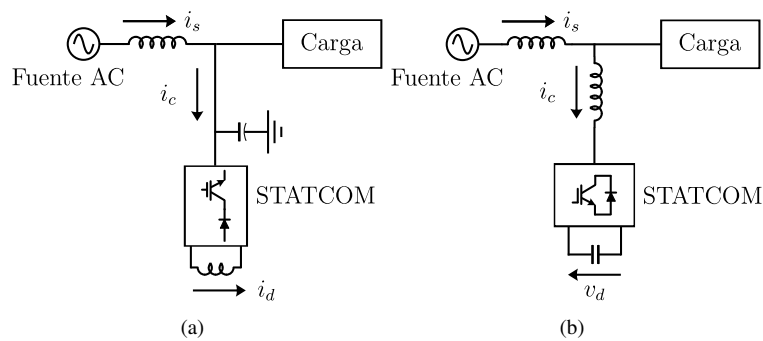
### 2.1.1 Clasificación

Los STATCOMs pueden clasificarse basados en el tipo de convertidor utilizado, la topología y el número de fases [6]. El convertidor utilizado en el STATCOM puede ser un convertidor de fuente de corriente o un convertidor de fuente de tensión. Diferentes topologías de STATCOMs puede realizarse mediante el uso de transformadores y varios circuitos de VSCs. La tercera clasificación es basada en el número de fases, llamados, sistemas monofásicos de dos cables, trifásicos de tres cables y trifásicos de cuatro cables.

**2.1.1.1 Basado en convertidores** Se utilizan dos tipos de convertidores para desarrollar STATCOMs. La **Figura 2.1** (a) muestra un STATCOM usando un puente CSC. Se utiliza un diodo en serie con el dispositivo de conmutación automática (IGBT) para bloqueo de tensión inversa. Sin embargo, las configuraciones STATCOM basadas en GTO no necesitan el diodo en serie pero tienen frecuencia de conmutación restringida. Son considerados suficientemente fiables, pero tienen altas pérdidas y requieren altos valores de capacitores de potencia de  $ac$  en paralelo. Además, no se pueden utilizar en modos multiniveles para mejorar el rendimiento del STATCOM en mayores potencias.

El otro convertidor utilizado en un STATCOM es el VSC mostrado en la **Figura 2.1** (b). Tiene el enlace de tensión de  $dc$  independiente con un capacitor de  $dc$  grande. Es más ampliamente utilizado porque es ligero, barato y extensible a versiones multiniveles para mejorar el rendimiento con frecuencias de conmutación más bajas.

**2.1.1.2 Basado en su topología** Los STATCOMs también pueden clasificarse según su topología, por ejemplo, VSCs sin transformadores, VSCs con transformadores no aislados y VSCs con transformadores aislados. Los STATCOMs también se utilizan como generadores estáticos VAR avanzados en la red del sistema de potencia para estabilizar y mejorar el perfil de tensión. Por lo tanto, un gran número de circuitos de STATCOMs con o sin transformadores se desarrollan para cumplir con los requisitos específicos de las aplicaciones.



**Figura 2.1** Tipos de convertidores para desarrollar STATCOM: (a) usando CSC, (b) usando VSC.

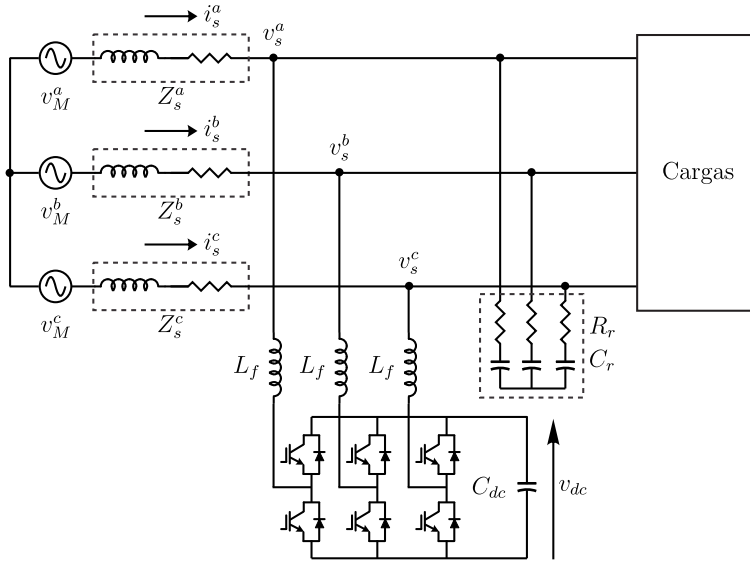
**2.1.1.3 Basado en el sistema de suministro** Esta clasificación de STATCOM se basa en el sistema de suministro y/o carga, por ejemplo, sistemas monofásicos de dos cables (tales como electrodomésticos conectados a sistemas de suministro monofásicos), trifásicos de tres cables (cargas trifásicas sin terminal neutro, como por ejemplo hornos y variadores de velocidad ajustables) y trifásicos de cuatro cables (cargas monofásicas distribuidas en sistemas trifásicos de alimentación de cuatro cables, tales como computadoras e iluminación comercial). En consecuencia, los STATCOM también pueden clasificarse como STATCOM de dos cables, tres cables y cuatro cables.

## 2.1.2 Principio de operación y control

La función básica de los STATCOMs es mitigar la mayoría de los problemas de la calidad de la energía basados en la corriente, como la potencia reactiva, corrientes desequilibradas, corriente en el neutro y los armónicos (si los hay) y proporcionar corrientes sinusoidales equilibradas en la alimentación con el enlace *dc* independiente del VSC utilizado como STATCOM.

Un circuito fundamental del STATCOM para un sistema trifásico de tres cables de *ac* con cargas equilibradas/desequilibradas se muestra en la **Figura 2.2**. En este esquema, un VSC controlado por corriente basado en dispositivos IGBT con un capacitor de enlace de *dc* se utiliza como STATCOM. Utilizando un algoritmo de control, las corrientes del STATCOM se controlan directamente mediante la estimación de las corrientes del STATCOM de referencia. Sin embargo, en lugar de las corrientes del STATCOM, las corrientes de suministro de referencia pueden estimarse para un control indirecto de corriente del VSC. Las señales de disparo al STATCOM se generan empleando un control de corriente determinado sobre las corrientes de referencia y de alimentación medidas,

resultando así un control indirecto de corriente. Mediante el STATCOM se consigue la compensación de la potencia reactiva y la compensación de corrientes desequilibradas en todos los algoritmos de control.



**Figura 2.2** STATCOM basado en VSC trifásico de tres cables.

**2.1.2.1 Principio de operación** El principal objetivo de STATCOMs es mitigar los problemas de calidad de energía basados en la corriente en sistemas de distribución. Un STATCOM mitiga la mayoría de los problemas de calidad basados en la corriente presentes en las cargas del consumidor o en el sistema y proporciona corrientes sinusoidales balanceadas en la fuente con su enlace *dc* de regulación de tensión.

En general, un STATCOM tiene un VSC conectado a un enlace *dc* y sus lados de *ac* están conectados en paralelo normalmente a través de las cargas del consumidor o a través del punto de acoplamiento común (PCC, del inglés *Point of Common Coupling*) como se muestra en la **Figura 2.2**. El VSC, por lo general, utiliza el control basado en la modulación por ancho de pulsos (PWM, del inglés *Pulse-Width Modulation*), por lo tanto, requiere de filtros de rizado para mitigar los efectos de la conmutación a altas frecuencias. Requiere de sensores de tensión y corriente de efecto Hall para señales de realimentación y normalmente se utiliza un DSP para implementar el algoritmo de control requerido para generar señales de disparo para los dispositivos de estado sólido del VSC del STATCOM. El VSC se controla normalmente en el modo de control PWM para inyectar corrientes apropiadas en el sistema. El STATCOM también necesita muchos elementos pasivos tales

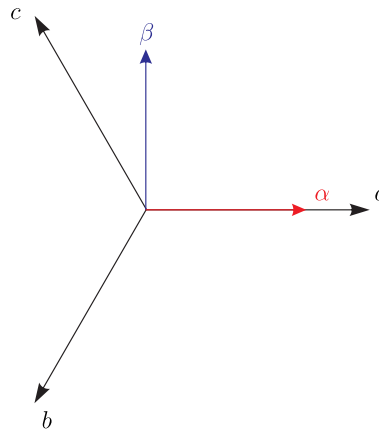


como enlace de capacitores  $dc$ , inductores de interacción  $ac$ , transformadores de inyección y aislamiento y filtros pasivos.

**2.1.2.2 Control** El objetivo principal de un algoritmo de control de STATCOM es estimar las corrientes de referencia utilizando señales de realimentación. Estas corrientes de referencia junto con las correspondientes corrientes medidas se utilizan en el controladores de corriente (PWM) para obtener las señales de disparo para los dispositivos de conmutación (IGBT) del VSC utilizado como STATCOM. Las corrientes de referencia para el control de STATCOM deben determinarse en consecuencia y estas señales pueden estimarse usando una serie de algoritmos de control. Hay muchos algoritmos de control reportados en la literatura para el control de STATCOM, los cuales se clasifican como algoritmos de control implementados en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia [6].

Uno de los métodos de cálculo de la corriente no activa de la carga más empleado en sistemas trifásicos de tres cables es el basado en la teoría  $p-q$ . La técnica se basa en el cálculo de la potencia instantánea consumida por la carga en un marco de referencia estacionario y su posterior utilización para el cálculo de la generación de la señal de referencia.

La aplicación de la transformación de Clarke (**Figura 2.3**) permite convertir los valores instantáneos de la tensión y corriente en la carga, representados en el plano  $a-b-c$ , a un plano complejo  $\alpha-\beta$ . Su uso se justifica debido que es una transformación matemática empleada para simplificar el análisis de circuitos trifásicos.



**Figura 2.3** Transformación de Clarke.

## 2.2 Convertidores de fuente de tensión multinivel

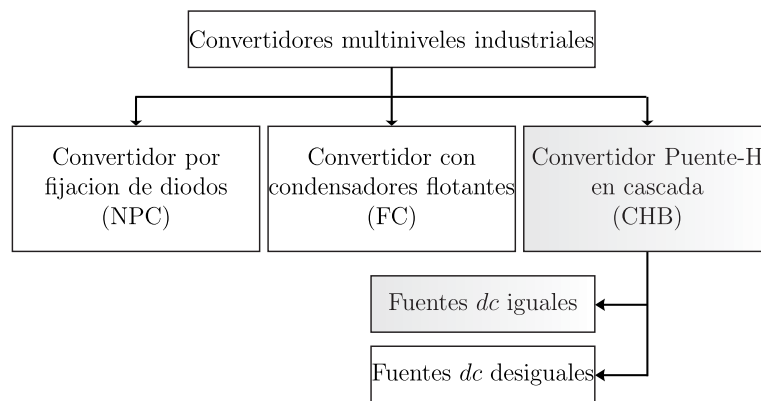
Varias aplicaciones exigen mayor potencia debido a la economía de escala y las razones de eficiencia [18]. Para alcanzar altos niveles de potencia, se necesitan VSC para aumentar su operación de tensión por encima de los límites impuestos por la tecnología de semiconductores. La conexión en serie de dispositivos en topologías de dos niveles puede aumentar la tensión nominal del convertidor, pero se obtienen  $dv/dt$  altos. Además, la mala distribución de tensión entre los dispositivos conectados en serie debida a la conmutación asíncrona de los dispositivos, conduce a la reducción de potencia de los dispositivos y menos fiabilidad debido a posibles sobretensiones a través de un dispositivo. Los convertidores multiniveles fueron desarrollados especialmente para permitir que las topologías de fuente de tensión alcancen tensiones más altas [19]. En lugar de conectar varios interruptores de potencia en serie, las estructuras de convertidores multiniveles organizan los semiconductores con enlaces de capacitores  $dc$  adicionales que subdividen la tensión total del convertidor al límite de bloqueo del semiconductor. Los enlaces de capacitores  $dc$  adicionales, por lo tanto, las fuentes de  $dc$ , están conectados a la carga en secuencias a través de los diferentes estados de conmutación del arraigo de semiconductores, permitiendo la posibilidad no sólo de aumentar la tensión sino también de generar más niveles de tensión en la salida, mejorando la calidad de la forma de onda de salida generada. La diferencia entre el concepto de la forma de onda de tensión de dos niveles y de la tensión multinivel muestra que se obtiene una clara mejora en la forma de onda de tensión en términos de reducción de la distorsión armónica total y una disminución de  $1/(l-1)$  del  $dv/dt$  de la forma de onda de dos niveles para la misma tensión nominal, si se utiliza un convertidor de  $l$  niveles. Esto también significa que la tensión nominal se puede incrementar  $(l-1)$  veces dado un límite específico de tensión de bloqueo de semiconductores, que aumenta efectivamente la potencia nominal del convertidor.

Estas propiedades hacen que los convertidores multiniveles sean muy atractivos para aplicaciones de alta potencia que alcancen el nivel de media tensión como bombas, ventiladores, transportadores, tracción de alta velocidad y propulsión de buques, por nombrar algunos [18]. Actualmente varias topologías han encontrado aceptación industrial y son comercializadas por varios fabricantes de convertidores de media tensión. A pesar del nivel de madurez que estos convertidores han alcanzado, los convertidores multiniveles tienen una estructura de circuitos más compleja, con más semiconductores, por lo tanto más estados de conmutación u opciones de control, que conjuntamente introducen varias fallas técnicas. En contrapartida, estos estados de conmutación adicionales permiten también un gran número de posibilidades y grados de libertad adicionales. Esta es la razón

por la cual nuevas topologías y métodos de modulación siguen siendo temas muy activos en investigación y desarrollo en la actualidad.

### 2.2.1 Topologías de convertidores multiniveles

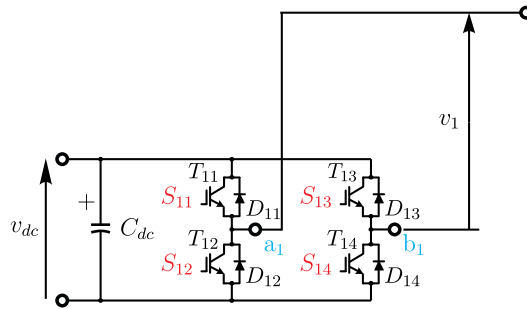
Hay un gran número de topologías de convertidores multiniveles que se reportan en la literatura, pero las topologías multiniveles más comunes en la industria son el convertidor por fijación de diodos, también llamado por fijación de punto neutro (NPC, del inglés *Neutral-Point Clamped*), convertidor con capacitores flotantes (FC, del inglés *Flying Capacitor*) y el convertidor CHB [20]. Una clasificación de topologías de convertidores multiniveles se representa en la **Figura 2.4**, que incluyen estos tres convertidores. Dado que el CHB se ha introducido con éxito como producto comercial durante más de una década [21] y como conforma el enfoque de esta Tesis, se tratará con más detalle en esta sección.



**Figura 2.4** Clasificación de los convertidores multiniveles industriales.

### 2.2.2 Convertidores multiniveles Puente-H en cascada, CHB

El convertidor Puente-H en cascada multinivel (usualmente llamado convertidor CHB) está formado por la conexión en serie de varias celdas Puente-H con sus correspondientes fuentes de tensión independientes. En la **Figura 2.5**, se muestra un inversor de fuente de tensión (VSI, del inglés *Voltage Source Inverter*) convencional. Este circuito puede ser considerado como la celda básica para desarrollar convertidores multiniveles CHB y sus principios operativos se introducen a continuación:



**Figura 2.5** Circuito del convertidor Puente-H.

El Puente-H se compone de dos piernas inversoras de medio puente conectadas en paralelo para proporcionar dos nodos de salida  $a_1$  y  $b_1$  para conectar la carga entre ellos, como se muestra en la **Figura 2.5**. Cada pierna inversora de medio puente contiene dos conmutadores semiconductores (pierna 1:  $T_{11}$  y  $T_{12}$ , pierna 2:  $T_{13}$  y  $T_{14}$ ) con diodos de rueda libre montados en paralelo (pierna 1:  $D_{11}$  y  $D_{12}$ , pierna 2:  $D_{13}$  y  $D_{14}$ ) utilizados para proporcionar una trayectoria de corriente negativa a través del conmutador cuando se requiere. Obsérvese que los IGBT se utilizan como conmutadores de potencia en la **Figura 2.5** con fines ilustrativos, pero podrían ser cualquier otro semiconductor de potencia (MOSFET, GTO, etc.), aunque los MOSFETs e IGBTs son los más utilizados en esta topología debido a la potencia y el campo de aplicación. El inversor también cuenta con un capacitor en el enlace  $dc$  ( $C_{dc}$ ). Vale la pena mencionar que el capacitor del lado  $dc$  no corresponde a la fuente de tensión continua, ya que no puede proporcionar potencia activa. En su lugar, la fuente de lado  $dc$  está representada por la tensión constante  $v_{dc}$  en los nodos de entrada de extremo abierto, y podría ser proporcionada por cualquier fuente  $dc$  (rectificadores, baterías, pilas de combustible, etc.).

Cada pierna tiene su propia señal de control binaria  $S_{11}$  y  $S_{13} \in \{1, 0\}$ , respectivamente, donde “1” representa el estado de “encendido” del interruptor (el interruptor está conduciendo) y “0” el estado de “apagado” (el interruptor está abierto). Los interruptores semiconductores en cada pierna inversora se controlan con señales complementarias para evitar tanto la conducción al mismo tiempo como el cortocircuito del enlace  $dc$ , y evitar que ambos interruptores estén simultáneamente abiertos y que conduzcan a tensiones de salida no definidos, esto es, las señales  $S_{11}$  y  $S_{13}$  son complementarias a las señales  $S_{12}$  y  $S_{14}$  respectivamente.

Los posibles estados de conmutación del VSI Puente-H convencional se enumeran en la **Tabla 2.1**.

**Tabla 2.1** Estados de conmutación del VSI Puente-H convencional.

| $S_{11}$ | $S_{13}$ | $S_{12}$ | $S_{14}$ | $F_1$ |
|----------|----------|----------|----------|-------|
| 1        | 0        | 0        | 1        | +1    |
| 1        | 1        | 0        | 0        | 0     |
| 0        | 0        | 1        | 1        | 0     |
| 0        | 1        | 1        | 0        | -1    |

El VSI Puente-H de la **Figura 2.5** puede alcanzar dos tensiones posibles a la salida (excluyendo la tensión nula) y, por lo tanto es llamado convertidor de dos niveles. El parámetro  $F_1$  de la **Tabla 2.1**, es llamado función de conmutación y su valor depende de los estados de conmutación. Como puede apreciarse en la **Tabla 2.1** los valores posibles de  $F_1$  son +1, 0 y -1 que corresponden a las tensiones  $+v_{dc}$ , 0 y  $-v_{dc}$ , respectivamente. Finalmente, la tensión  $v_1$  en los nodos de salida  $a_1$  y  $b_1$  puede escribirse como función de  $F_1$  y la tensión en el enlace  $dc$  de la siguiente manera:

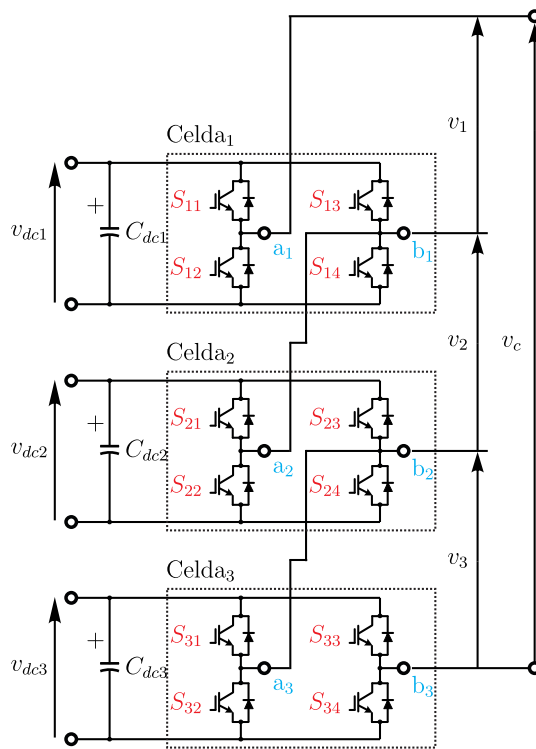
$$v_1 = F_1 v_{dc} \quad (2.1)$$

Un CHB es fácil de construir conectando varias celdas Puente-H en serie [22], como el de siete niveles que se muestra en la **Figura 2.6**. De esta forma, la topología del CHB es capaz de alcanzar niveles de tensión más altos añadiendo simplemente celdas Puente-H en serie. Esta característica de alta modularidad es muy atractiva para alcanzar tensiones medias de hasta 10 o incluso 13.8 kV en algunas aplicaciones industriales [20]. Debido a que la tensión es compartida entre tantas celdas y dispositivos, se utilizan normalmente IGBTs de baja tensión. Sin embargo, el principal inconveniente de esta topología es que cada celda básica necesita una fuente de tensión independiente,  $v_{dc1}$ ,  $v_{dc2}$  y  $v_{dc3}$ , tal como se muestra en la **Figura 2.6**, que son usualmente iguales a  $v_{dc}$ . Estas fuentes de  $dc$  aisladas se proporcionan comúnmente por un transformador multi-secundario con diodos rectificadores. Los secundarios del transformador se desplazan en fase (transformadores en zig-zag) de manera que junto con los diodos rectificadores se consigue una configuración de rectificador multipulso que permite la mitigación de armónicos de corriente de entrada. Por lo tanto, el transformador puede ser visto como un inconveniente en términos de complejidad de diseño e implementación y costo adicional, pero por otro lado introduce mejoras en la calidad de energía. El CHB convencional supone que todas las fuentes de tensión  $dc$  tienen exactamente los mismos valores, esto corresponde al CHB con fuentes  $dc$  iguales de la clasificación de la **Figura 2.4**. Suponiendo esta relación convencional de tensión  $dc$  y considerando un convertidor en cascada de tres celdas, como el que se muestra en la **Figura 2.6**, los posibles estados de conmutación del convertidor ( $S_{v,\eta}$ , donde  $\eta$  es el

número de estado) se enumeran en la **Tabla 2.2**, donde  $F_{s,\eta}$  es la función de conmutación del convertidor correspondiente al estado de conmutación  $\eta$  y está dada por la siguiente ecuación:

$$F_{s,\eta} = \sum_{i=1}^{n_c} F_i \quad (2.2)$$

donde las  $F_i$  son las funciones de conmutación de cada celda Puente-H cuyos valores son los mismos que se muestran en la **Tabla 2.1** y  $n_c$  la cantidad de celdas del convertidor CHB.



**Figura 2.6** Convertidor CHB de tres celdas Puente-H.

Tabla 2.2: Estados de conmutación del convertidor CHB de 7 niveles.

| $S_{v,\eta}$ |          |          |          |          |          | $\eta$ | $F_{s,\eta}$ |
|--------------|----------|----------|----------|----------|----------|--------|--------------|
| Celda 1      |          | Celda 2  |          | Celda 3  |          |        |              |
| $S_{11}$     | $S_{13}$ | $S_{21}$ | $S_{23}$ | $S_{31}$ | $S_{33}$ |        |              |
| 0            | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1      | 0            |
| 0            | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 2      | -1           |
| 0            | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 3      | 1            |
| 0            | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 4      | 0            |
| 0            | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 5      | -1           |
| 0            | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 6      | -2           |
| 0            | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 7      | 0            |
| 0            | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 8      | -1           |
| 0            | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 9      | 1            |
| 0            | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 10     | 0            |
| 0            | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 11     | 2            |
| 0            | 0        | 1        | 0        | 1        | 1        | 12     | 1            |
| 0            | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 13     | 0            |
| 0            | 0        | 1        | 1        | 0        | 1        | 14     | -1           |
| 0            | 0        | 1        | 1        | 1        | 0        | 15     | 1            |
| 0            | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 16     | 0            |
| 0            | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 17     | -1           |
| 0            | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 18     | -2           |
| 0            | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 19     | 0            |
| 0            | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        | 20     | -1           |
| 0            | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 21     | -2           |
| 0            | 1        | 0        | 1        | 0        | 1        | 22     | -3           |
| 0            | 1        | 0        | 1        | 1        | 0        | 23     | -1           |
| 0            | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | 24     | -2           |

Sigue en la página siguiente.

Tabla 2.2: Estados de conmutación del convertidor CHB de 7 niveles.  
(Continuación).

| $S_{v,\eta}$ |          |          |          |          |          | $\eta$ | $F_{s,\eta}$ |
|--------------|----------|----------|----------|----------|----------|--------|--------------|
| Celda 1      |          | Celda 2  |          | Celda 3  |          |        |              |
| $S_{11}$     | $S_{13}$ | $S_{21}$ | $S_{23}$ | $S_{31}$ | $S_{33}$ |        |              |
| 0            | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 25     | 0            |
| 0            | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 26     | -1           |
| 0            | 1        | 1        | 0        | 1        | 0        | 27     | 1            |
| 0            | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        | 28     | 0            |
| 0            | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 29     | -1           |
| 0            | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        | 30     | -2           |
| 0            | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 31     | 0            |
| 0            | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 32     | -1           |
| 1            | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 33     | 1            |
| 1            | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 34     | 0            |
| 1            | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 35     | 2            |
| 1            | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 36     | 1            |
| 1            | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 37     | 0            |
| 1            | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 38     | -1           |
| 1            | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 39     | 1            |
| 1            | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 40     | 0            |
| 1            | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 41     | 2            |
| 1            | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 42     | 1            |
| 1            | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 43     | 3            |
| 1            | 0        | 1        | 0        | 1        | 1        | 44     | 2            |
| 1            | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 45     | 1            |
| 1            | 0        | 1        | 1        | 0        | 1        | 46     | 0            |
| 1            | 0        | 1        | 1        | 1        | 0        | 47     | 2            |
| 1            | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 48     | 1            |

Sigue en la página siguiente.



Tabla 2.2: Estados de conmutación del convertidor CHB de 7 niveles.  
(Continuación).

| $S_{v,\eta}$ |          |          |          |          |          | $\eta$ | $F_{s,\eta}$ |
|--------------|----------|----------|----------|----------|----------|--------|--------------|
| Celda 1      |          | Celda 2  |          | Celda 3  |          |        |              |
| $S_{11}$     | $S_{13}$ | $S_{21}$ | $S_{23}$ | $S_{31}$ | $S_{33}$ |        |              |
| 1            | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 49     | 0            |
| 1            | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 50     | -1           |
| 1            | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 51     | 1            |
| 1            | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        | 52     | 0            |
| 1            | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 53     | -1           |
| 1            | 1        | 0        | 1        | 0        | 1        | 54     | -2           |
| 1            | 1        | 0        | 1        | 1        | 0        | 55     | 0            |
| 1            | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | 56     | -1           |
| 1            | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 57     | 1            |
| 1            | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 58     | 0            |
| 1            | 1        | 1        | 0        | 1        | 0        | 59     | 2            |
| 1            | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        | 60     | 1            |
| 1            | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 61     | 0            |
| 1            | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        | 62     | -1           |
| 1            | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 63     | 1            |
| 1            | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 64     | 0            |

Las tres celdas Puente-H conectadas en serie alcanzan siete tensiones posibles de salida y, por lo tanto es un convertidor CHB de siete niveles. Esto es, los posibles valores de la función de conmutación  $F_{s,\eta}$ , son +3, +2, +1, 0, -1, -2 y -3 que corresponden a las tensiones de salida  $+3v_{dc}$ ,  $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ , 0,  $-v_{dc}$ ,  $-2v_{dc}$  y  $-3v_{dc}$ , respectivamente. En términos generales, el número de diferentes niveles de tensión de salida generados por un convertidor CHB con  $n_c$  celdas Puente-H es  $l = 2n_c + 1$  y la cantidad total de estados de conmutación posibles es  $\varepsilon = 2^{2n_c} = 64$ .

La tensión en los nodos de salida del convertidor CHB ( $v_c$ , ver **Figura 2.6**) se obtiene como una función de  $F_{s,\eta}$  y la tensión en los enlaces  $dc$  (que se suponen iguales) de la siguiente manera:

$$v_c = F_{s,\eta} v_{dc} \quad (2.3)$$

o de manera más general (independientemente de si todas las tensiones en los enlaces  $dc$  son iguales o no) como la suma de las tensiones de cada celda:

$$v_c = \sum_{i=1}^{n_c} v_i \quad (2.4)$$

Muchos de los estados de conmutación generan el mismo nivel de tensión de salida (redundancia del nivel de tensión), que aumenta proporcionalmente a la cantidad de celdas.

La cantidad de estados redundantes ( $r$ ) del convertidor CHB de siete niveles por nivel se resume en la **Tabla 2.3**.

**Tabla 2.3** Estados redundantes del convertidor CHB de 7 niveles.

| Nivel de tensión ( $\times v_{dc}$ ) | -3 | -2 | -1 | 0  | 1  | 2 | 3 |
|--------------------------------------|----|----|----|----|----|---|---|
| Estados redundantes ( $r$ )          | 1  | 6  | 15 | 20 | 15 | 6 | 1 |

### 2.3 Control predictivo basado en el modelo, MBPC

El control lineal es la estrategia de control más utilizada, empleada en casi todas las aplicaciones industriales debido a su diseño bien conocido y su implementación sencilla. Sin embargo, existen varias condiciones presentes en muchas aplicaciones, como el caso de las plantas no lineales, donde el control lineal presenta varias restricciones en términos de respuesta dinámica, manejo de restricciones e incluso estabilidad cuando cambian los parámetros. La teoría de control ha mostrado grandes avances en los últimos años, proponiendo nuevas técnicas de control con capacidades más altas, como control robusto, H-infinito, lógica difusa, control generalizado, control basado en pasividad, etc., complejos, no lineales y fuertemente limitados [11]. Después de años de desarrollo, el control predictivo ha encontrado una creciente aceptación, particularmente en la industria de procesos, siendo considerado como uno de los mayores avances en las últimas dos décadas en el campo de la teoría del control. Ahora, la comunidad científica está observando una creciente aplicación del control predictivo a la electrónica de potencia, para controlar y transformar energía eléctrica utilizando semiconductores de potencia no lineales, justifi-

cado principalmente por la característica discreta de la aplicación de los dispositivos de potencia [11].

### 2.3.1 Su uso en electrónica de potencia

MBPC ha encontrado aplicación acertada en la industria química y de proceso por varias décadas, principalmente debido a sus modelos complejos y dinámica de baja velocidad [23]. Los convertidores electrónicos de potencia también tienen modelos complejos y una dinámica más rápida que los procesos químicos; por lo tanto, son necesarias mejoras en las capacidades de los microprocesadores y modelado discreto para permitir el uso de MBPC en tales convertidores. Por otra parte, una de las características más atractivas del MBPC es su procedimiento intuitivo y lógico para establecer el problema de control, lo que lo hace un concepto fácil de entender y fácil de implementar [24]. Uno de los elementos clave requeridos en MBPC es un modelo preciso del sistema a controlar para tener una predicción precisa de las variables que se desean controlar. Estos modelos dependen directamente de la aplicación y del convertidor de potencia utilizados [25]. Por ejemplo, en accionamientos, son básicamente máquinas eléctricas cuyos modelos físicos han sido ampliamente estudiados, tales como inducción, imanes síncronos, permanentes, reluctancia conmutada, etc. Para otras aplicaciones, las cargas, fuentes y filtros pueden ser modelados como combinaciones de resistencias, inductores y capacitores. Los sistemas mecánicos y su interacción con sistemas eléctricos también pueden ser modelados e incluidos en el algoritmo MBPC. Estos elementos tienen modelos matemáticos bien conocidos establecidos en la teoría de redes eléctricas y máquinas [26]. Los convertidores de potencia están compuestos por semiconductores que operan en sólo dos estados: corte y saturación. Por lo tanto, siempre existe un número finito de combinaciones posibles de los estados de conmutación en cualquier convertidor de potencia. Esta característica simplifica en gran medida la aplicación del control predictivo porque, en lugar de un algoritmo de optimización continuo que consume tiempo, se puede realizar una evaluación directa de los estados posibles de conmutación. Los objetivos de control en la electrónica de potencia son por lo general seguir las referencias de corrientes, tensiones, potencia, par, flujo, etc. [27]. Estos objetivos están representados en MBPC por una función de costo que evalúa los errores entre estas referencias y las variables reales. También se pueden incluir objetivos de control adicionales, como pérdidas de conmutación, tensiones de modo común, frecuencia de conmutación y otros. Además, el funcionamiento no lineal, tales como restricciones y limitaciones, puede agregarse fácilmente aumentando considerablemente la flexibilidad y el alcance de esta estrategia de control [28]. Hoy en día, es posible encontrar microprocesadores muy potentes en el mercado, que pueden

realizar una gran cantidad de cálculos a un costo reducido. Estos cálculos pueden ser lo suficientemente rápidos para predecir el comportamiento de variables como corrientes eléctricas o tensiones en tiempo real sin afectar negativamente el rendimiento del sistema bajo control, permitiendo el uso del MBPC en aplicaciones de electrónica de potencia [23].

### 2.3.2 Principio de operación

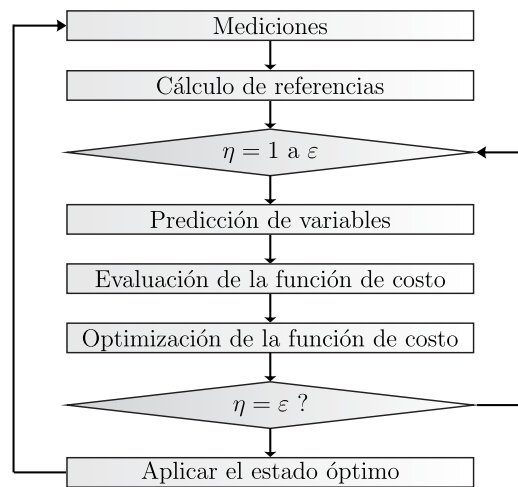
El principio de trabajo del MBPC se basa en la predicción del comportamiento del sistema físico usando un modelo matemático del mismo y la optimización de la función de costo definida usando los valores predichos para cumplir los objetivos de control. Cuando se aplica a convertidores de potencia, este principio de trabajo puede separarse en los tres pasos siguientes [23]:

- Cálculo de las variables predichas del sistema utilizando un modelo discreto.
- Evaluación de la función de costo para cada uno de los estados de conmutación del convertidor.
- Selección y aplicación del estado de conmutación óptimo.

Estas etapas están presentes en todos los esquemas de control predictivo, ya que es posible modificar cada uno independientemente para ajustar el esquema del controlador a cualquier configuración. Por ejemplo: si la carga cambia, sólo debe modificarse el modelo discreto; Si el convertidor cambia, sólo deben ajustarse los estados de conmutación en los que se evalúa el modelo; y si el objetivo de control cambia, sólo la función de costo debe adaptarse en consecuencia. Los pasos que se ejecutan al implementar la técnica MBPC se pueden describir en el algoritmo mostrado en la **Figura 2.7**.

El algoritmo comienza con las mediciones de las variables al comienzo del tiempo de muestreo. Una vez que todas las variables están disponibles, se evalúa el modelo para el primer estado de conmutación ( $\eta = 1$  siendo  $\eta$  un contador) obteniendo las variables predichas, que se utilizan en la función de costo. Dependiendo del resultado, se selecciona o descarta el estado de conmutación y se repite el bucle. Una vez que se evaluaron los estados de conmutación ( $\eta = \varepsilon$ , donde  $\varepsilon$  es el número total de estados de conmutación), el estado de conmutación seleccionado se aplica al convertidor. El algoritmo anterior se puede implementar, adaptándolo para su implementación en microprocesadores que funcionan secuencialmente o para su implementación en FPGA, los cuales funcionan en paralelo [26].

**2.3.2.1 Modelos para el control predictivo** La mayoría de los modelos de convertidores de electrónica de potencia se basan en fenómenos físicos con modelos matemáticos



**Figura 2.7** Flujograma del MBPC.

bien conocidos. Por ejemplo, se utilizan ecuaciones dinámicas de corrientes, tensiones, cargas o flujos para modelar las variables eléctricas más comunes. La potencia instantánea activa y reactiva también puede modelarse basándose en disposiciones matemáticas de tensiones y corrientes. Además, en el control predictivo pueden incluirse modelos no directamente relacionados con ecuaciones físicas, tales como frecuencia de conmutación, pérdidas por conmutación e incluso costos. Estos modelos matemáticos deben escribirse en tiempo discreto. Normalmente, se puede usar un modelo de primer orden para el siguiente tiempo de muestreo, pero también se pueden usar modelos más complejos dependiendo del sistema.

**2.3.2.2 Función de costo** La función de costo es una representación de los objetivos de control que suelen estar relacionados para hacer que las variables sigan las referencias. Por lo tanto, el valor cuadrático del error, o su valor absoluto, se emplea comúnmente para encontrar el valor mínimo de la función de costo [25]. Cuando dos o más objetivos deben alcanzarse simultáneamente, pueden combinarse en una suma de términos de error. Si estas variables tienen la misma naturaleza, tal como la componente directa y en cuadratura de la corriente o la potencia activa y reactiva, pueden añadirse directamente. Si las variables tienen diferentes naturalezas, deben agregarse incluyendo una normalización. En ambos casos, un factor de ponderación puede multiplicarse por estos términos para dar importancia relativa a uno u otro. En la electrónica de potencia, el objetivo más común

es controlar las corrientes. Por lo tanto, la función de costo está compuesta por la suma cuadrática de los errores predichos [26]:

$$g = \| i_c^*(k+1) - i_c(k+1) \|^2 \quad (2.5)$$

donde la corriente y su referencia se expresan como un vector.

Uno de los aspectos donde el MBPC muestra su flexibilidad es en la incorporación de elementos no lineales en el modelo. Por ejemplo, las restricciones se pueden agregar simplemente usando una función lógica donde el valor es cero si la variable está dentro de la región permitida y un valor muy alto si está fuera de esa región:

$$g = \| i_c^*(k+1) - i_c(k+1) \|^2 + \lambda_c (|R| > R_{lim}) \quad (2.6)$$

También se pueden incluir en la función de costo términos adicionales que mejoran las características particulares de cada convertidor, tales como minimizar la tensión en modo común, reducir la frecuencia de conmutación, minimizar las pérdidas o reducir la distorsión armónica total. Esta característica ofrece una alta flexibilidad para el control predictivo, lo cual es muy difícil de conseguir con controladores lineales que requieren controladores adicionales y generalmente complejos.

## 2.4 MBPC aplicado a convertidores multiniveles CHB

Con el fin de proporcionar un adecuado equilibrio entre el buen seguimiento de las variables de referencia, un THD reducido, baja frecuencia de conmutación, bajas pérdidas por conmutación y así como el balance de las tensiones de los enlaces  $dc$ , se pueden aplicar varias técnicas de control y modulación a los convertidores CHB, tales como: modulación de equilibrio de tensión [29],[30], modulación por ancho de pulsos por desplazamiento de fase (PSC-PWM, del inglés *Phase Shift Carrier - Pulse Width Modulation*) [31], modulación en el espacio vectorial (SVM) [32],[33], control lineal, modulación por histéresis [34] y MBPC [35]-[37], entre otros. MBPC, en particular, es una técnica de control bien establecida y una de las más relevantes en el campo de convertidores de potencia y accionamientos. Las principales ventajas de MBPC son el diseño simple basado en el modelo de predicción y la función de costo, sin etapa de modulación, fácil inclusión de no linealidades, requisitos y restricciones. Además, en los convertidores electrónicos de potencia, debido al funcionamiento de los dispositivos semiconductores, sólo se permite un número finito de estados. La aplicación del MBPC es simplificada por esta característica, porque se requiere un costo computacional menor si se lo compara con un número infinito de estados. No obstante, debido al número finito de estados

posibles, la ausencia de un modulador se convierte en una desventaja para la técnica MBPC. Esto provoca, sobre todo, un seguimiento incorrecto de las variables de referencias y, por consiguiente, no se pueden calcular las acciones de control intermedias. Además, se obtiene una operación de frecuencia de conmutación variable, debido a que MBPC no sigue un patrón de conmutación dado, ni tiene un control de qué acción de control se aplicó previamente. Todos los inconvenientes antes mencionados generan diferentes tensiones y pérdidas de potencia activa en los dispositivos semiconductores de potencia, mostrando un espectro ensanchado y armónicos de alta frecuencia en las formas de onda de salida, provocando así un mal funcionamiento del sistema en términos de calidad de potencia eléctrica [38]-[46]. Los diversos inconvenientes del MBPC pueden resolverse incluyendo los objetivos en la función de costo mediante una sub-función multiplicada por un factor de ponderación. Sin embargo, el diseño heurístico de los factores de ponderación se considera otra desventaja. Para superar estos inconvenientes, se reporta en la literatura, una nueva técnica de control predictivo, denominada control predictivo modulado o control predictivo operando a frecuencia de conmutación fija, aplicada a rectificadores activos trifásicos [38], a VSIs de dos niveles [39]-[41], a convertidores matriciales directos (DMC, del inglés *Direct Matrix Converters*) [42]-[43], a compensadores activos de potencia [44], a convertidores NPC [45] y a convertidores de siete niveles CHB espalda-espalda [46].

Con el fin de mantener la sencillez de la técnica MBPC aplicada a los convertidores multiniveles CHB y considerando que la propuesta presentada en [38]-[46] no ha sido aplicada hasta la fecha al STATCOM basado en convertidores multiniveles CHB, la presente Tesis extiende esta innovadora estrategia de control predictivo operando a una frecuencia de conmutación fija al convertidor multinivel CHB para aplicaciones STATCOM, incluyendo además un conmutador de estados redundantes para obtener un balance de tensiones del enlace  $dc$  de forma natural, teniendo en cuenta el modelo predictivo que describe la dinámica del sistema. Finalmente, se procede a realizar un estudio teórico basado en simulaciones con el fin de validar la mejoras introducidas.

## 2.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha presentado un análisis del estado del arte de la tecnología de los convertidores multiniveles CHB para aplicaciones en STATCOMs y el control predictivo basado en el modelo aplicado a convertidores de potencia. Justificando el uso de la técnica MBPC en STATCOMs basados en convertidores multiniveles CHB.





## PARTE II

---

# ANÁLISIS DE CONTENIDO

---



## CAPÍTULO 3

---

### DISCUSIÓN DE LAS APORTACIONES

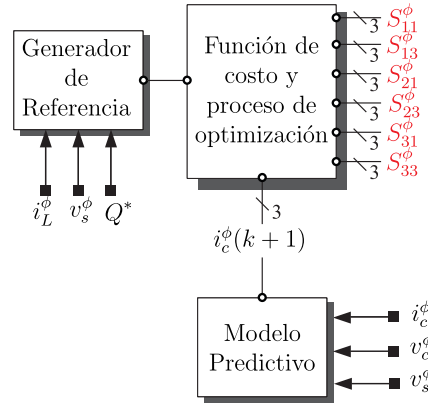
---

En el presente capítulo se realiza una evaluación de las técnicas de control predictivo propuestas para el control de convertidores multinivel CHB para aplicaciones STATCOMs, exhibiendo un análisis comparativo con la técnica MBPC convencional.

#### 3.1 MBPC convencional

La técnica MBPC aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico, utiliza el modelo predictivo del convertidor para predecir el comportamiento de los estados futuros de todos los posibles estados de conmutación. Hecho esto, mediante un proceso de minimización de una función de costo definida, selecciona el estado de conmutación óptimo a ser aplicado al convertidor. La función de costo proporciona al MBPC la capacidad de incorporar el objetivo de control. Un diagrama de bloques detallado de la técnica de control predictivo aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico se proporciona en la **Figura 3.1**.

*Tesis de Maestría.*  
Por Leonardo Comparatore.



**Figura 3.1** Diagrama de bloques del MBPC aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico.

### Modelo predictivo del CHB

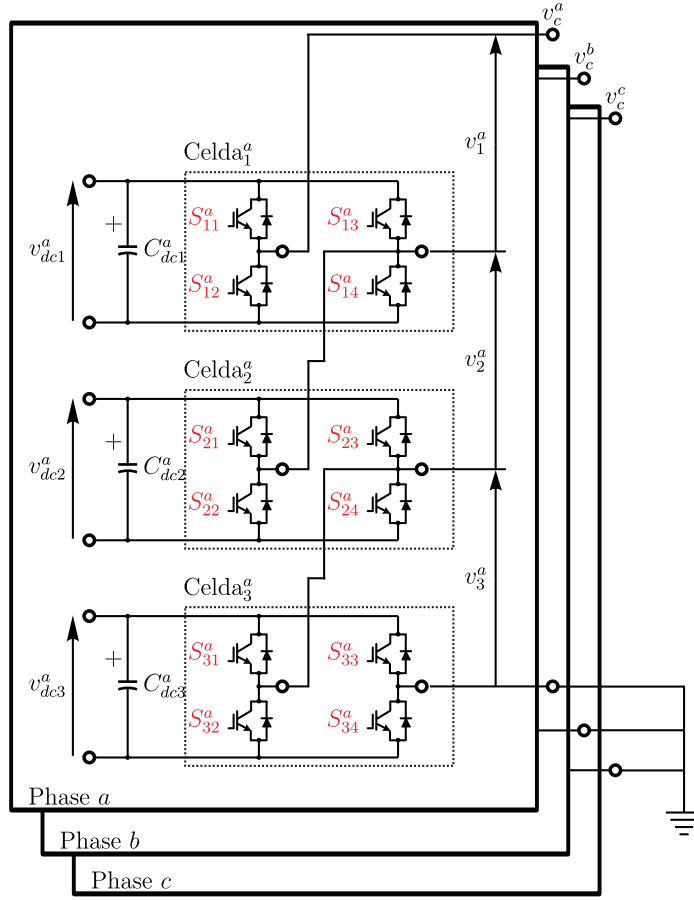
La **Figura 3.2** muestra el STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB. Cada fase ( $\phi$ ) del STATCOM, está compuesto por un convertidor CHB de tres celdas ( $n_c = 3$ ). Nótese que cada convertidor es el mismo que se describe en la sección 2.2.2, con la diferencia de que a todos los parámetros se les agrega el superíndice  $\phi$  para indicar la fase correspondiente ( $a, b$  o  $c$ ). Para ajustar la tensión de salida  $v_c^\phi$ , se requieren  $2n_c = 6$  señales digitales  $S_{ij}^\phi$  por fase, donde  $i$  representa la celda 1, 2 o 3 del convertidor de la fase  $\phi$  y  $j$  el dispositivo de conmutación 1, 2, 3 o 4 de dicha celda, con un total de  $\varepsilon = 2^{2n_c} = 64$  estados de conmutación o funciones de conmutación posibles por fase, los cuales corresponden a los dados en la **Tabla 2.2**.

La ecuación (2.2), de la función de conmutación  $F_{s,\eta}^\phi$  del convertidor correspondiente al estado de conmutación  $\eta$ , para el caso del STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB, resulta en la siguiente ecuación:

$$F_{s,\eta}^\phi = \sum_{i=1}^{n_c} F_i^\phi \quad (3.1)$$

y la ecuación (2.3), de las tensiones de salida del convertidor CHB  $v_c^\phi$ , para el caso del STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB, resulta como sigue:

$$v_c^\phi = F_{s,\eta}^\phi v_{dc} \quad (3.2)$$

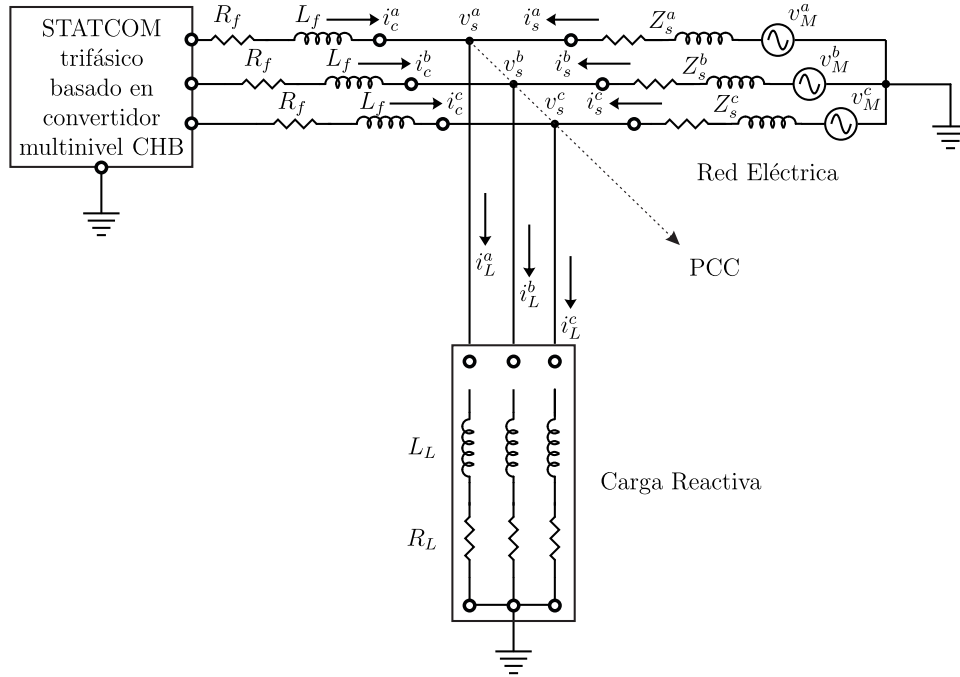


**Figura 3.2** STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB.

La **Figura 3.3** muestra el sistema interconectado por un lado a la red eléctrica, y por el otro, a la carga a través del PCC. Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff al esquema de la **Figura 3.3**, la dinámica del sistema, en el dominio de tiempo continuo, puede ser expresado en términos de las corrientes  $i_c^\phi$  de la siguiente manera:

$$\frac{di_c^\phi(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} v_s^\phi(t) - \frac{R_f}{L_f} i_c^\phi(t) - \frac{1}{L_f} v_c^\phi(t) \quad (3.3)$$

donde  $i_c^\phi$  son las corrientes de inyección del STATCOM basado en el convertidor CHB de la **Figura 3.2**,  $v_s^\phi$  las tensiones de la red eléctrica,  $v_c^\phi$  las tensiones de salida del convertidor y  $R_f$  es la resistencia parásita (serie) del inductor  $L_f$  del filtro de potencia de derivación.



**Figura 3.3** Sistema STATCOM interconectado a la red eléctrica y a la carga.

El modelo en el dominio del tiempo discreto se obtiene utilizando el modelo matemático en el dominio de tiempo continuo del STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB descrito por la ecuación (3.3) y el método de discretización de Euler hacia adelante (aproximación de la derivada) dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{di_c^\phi(t)}{dt} \approx \frac{i_c^\phi(k+1) - i_c^\phi(k)}{T_s}, \quad (3.4)$$

donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo.

Aplicando (3.4) en (3.3), el resultado de la discretización del modelo matemático del STATCOM trifásico basado en convertidores multiniveles CHB está dado por:

$$i_c^\phi(k+1) = \left\{ 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right\} i_c^\phi(k) + \frac{T_s}{L_f} \{ v_s^\phi(k) - v_c^\phi(k) \} \quad (3.5)$$

donde  $k$  es el instante de muestreo actual y  $i_c^\phi(k+1)$  son las predicciones de las corrientes de fase del STATCOM en el instante de muestra  $k+1$  evaluadas en el instante  $k$ .

### Generador de referencia

Las referencias de potencia instantánea activa y reactiva se obtienen mediante la transformación de Clarke en el marco de referencia  $\alpha - \beta$ . Con el propósito de obtener una expresión de potencia invariante se utiliza la siguiente matriz de transformación:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Aplicando (3.6) las tensiones de la red eléctrica  $v_s^\phi(k)$  y las corrientes de fase en la carga  $i_L^\phi(k)$ , en el marco de referencia  $\alpha - \beta$  resultan:

$$\begin{bmatrix} v_s^\alpha(k) \\ v_s^\beta(k) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} v_s^a(k) \\ v_s^b(k) \\ v_s^c(k) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_L^\alpha(k) \\ i_L^\beta(k) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_L^a(k) \\ i_L^b(k) \\ i_L^c(k) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

y las potencias instantáneas activa y reactiva consumidas por la carga están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$P_L(k) = v_s^\alpha(k) i_L^\alpha(k) + v_s^\beta(k) i_L^\beta(k) \quad (3.9)$$

$$Q_L(k) = v_s^\beta(k) i_L^\alpha(k) - v_s^\alpha(k) i_L^\beta(k) \quad (3.10)$$

Con el fin de permitir un factor de potencia unitario en el lado de la red eléctrica y considerando que idealmente el STATCOM no absorbe potencia activa, las referencias de potencia instantáneas se pueden escribir como:

$$P_c^*(k) = 0 \quad (3.11)$$

$$Q_c^*(k) = -Q_L(k) \quad (3.12)$$

donde el superíndice (\*) denota las variables de referencia,  $Q_L$  la potencia reactiva instantánea de la carga que debe ser compensada por el STATCOM y,  $P_c^*(k)$  y  $Q_c^*(k)$  son las referencias de potencia instantánea activa y reactiva, respectivamente.

Las referencias de potencia activa y reactiva pueden ser expresadas en términos de corrientes de referencia en el marco de referencia  $\alpha - \beta$ , según las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} i_c^{\alpha*}(k) \\ i_c^{\beta*}(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_s^{\alpha}(k)^2 + v_s^{\beta}(k)^2} \begin{bmatrix} v_s^{\alpha}(k) & v_s^{\beta}(k) \\ v_s^{\beta}(k) & -v_s^{\alpha}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^*(k) \\ Q_c^*(k) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Finalmente, las referencias de corrientes de fase del STATCOM, utilizadas en el proceso de optimización son:

$$\begin{bmatrix} i_c^{a*}(k) \\ i_c^{b*}(k) \\ i_c^{c*}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} i_c^{\alpha*}(k) \\ i_c^{\beta*}(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

### Función de costo y proceso de optimización

Los errores predichos para el seguimiento de corriente se calculan de la siguiente manera:

$$ei_c^{\phi}(k+1) = i_c^{\phi*}(k+1) - i_c^{\phi}(k+1) \quad (3.15)$$

donde  $i_c^{\phi*}(k+1)$  puede ser aproximado a  $i_c^{\phi*}(k)$ .

Como lo expresado en la sección 2.3.2.2, las funciones de costo se definen típicamente como una medida cuadrática de los errores de corriente predichos, esto es:

$$g^{\phi} = \| ei_c^{\phi}(k+1) \|^2 \quad (3.16)$$

donde  $\| \cdot \|$  denota la magnitud de las variables

El proceso de optimización consiste en computar, las predicciones, los errores predichos y las funciones de costo sobre todos los posibles estados de conmutación. Puesto para el caso que se aborda en esta Tesis se tiene  $\varepsilon = 64$  estados de conmutación, el cálculo se realiza 64 veces. El algoritmo de optimización selecciona el estado de conmutación óptimo  $S_{v,opt}^{\phi}$  que minimiza la función de costo  $g^{\phi}$ . El estado de conmutación óptimo contiene las  $2n_c = 6$  señales de activación de los dispositivos de conmutación del convertidor. Una vez finalizado el proceso de optimización, el estado de conmutación seleccionado se aplica al convertidor durante un periodo de muestreo, para luego repetir el proceso.



La técnica del MBPC aplicado al convertidor CHB para aplicación en STATCOM se ilustra en el **Algoritmo 1**. Al comienzo del tiempo de muestreo, se almacenan las mediciones del instante  $k$ . Luego se calculan las variables de referencia (para el instante  $k+1$ ) y se inicializan las funciones de costo a un valor elevado para garantizar una solución óptima al problema de optimización. Posteriormente, inicia el bucle de optimización. Una vez finalizado el bucle, se asigna a la salida el estado de conmutación óptimo.

---

**Algoritmo 1:** Algoritmo de la técnica MBPC

---

1. Almacenar  $i_L^a(k)$ ,  $i_L^b(k)$  y  $i_L^c(k)$
  2. Almacenar  $v_s^a(k)$ ,  $v_s^b(k)$  y  $v_s^c(k)$
  3. Calcular  $i_L^\alpha(k)$  y  $i_L^\beta(k)$
  4. Calcular  $v_s^\alpha(k)$  y  $v_s^\beta(k)$
  5. Calcular  $i_c^{a*}(k)$ ,  $i_c^{b*}(k)$  y  $i_c^{c*}(k)$
  6. Inicializar  $g_{opt}^a := \infty$ ,  $g_{opt}^b := \infty$ ,  $g_{opt}^c := \infty$ ,  $\eta := 0$
  7. **Mientras**  $\eta \leq \varepsilon$  **hacer**
  8.   Calcular  $i_c^a(k+1)$ ,  $i_c^b(k+1)$  y  $i_c^c(k+1)$
  9.   Calcular  $ei_c^a(k+1)$ ,  $ei_c^b(k+1)$  y  $ei_c^c(k+1)$
  10.   Calcular  $g^a$ ,  $g^b$  y  $g^c$
  11.   **Si**  $g^a < g_{opt}^a$  **entonces**
  12.      $g_{opt}^a \leftarrow g^a$
  13.      $F_{s,opt}^a \leftarrow F_{s,\eta}^a$
  14.   **fin Si**
  15.   **Si**  $g^b < g_{opt}^b$  **entonces**
  16.      $g_{opt}^b \leftarrow g^b$
  17.      $F_{s,opt}^b \leftarrow F_{s,\eta}^b$
  18.   **fin Si**
  19.   **Si**  $g^c < g_{opt}^c$  **entonces**
  20.      $g_{opt}^c \leftarrow g^c$
  21.      $F_{s,opt}^c \leftarrow F_{s,\eta}^c$
  22.   **fin Si**
  23.    $\eta := \eta + 1$
  24. **fin Mientras**
-

### 3.2 MBPC con incremento del horizonte de predicción, H2

Este enfoque predice el comportamiento futuro de las acciones de control considerando todos los  $\varepsilon = 64$  posibles estados de conmutación considerando un segundo paso del horizonte de predicción (H2) para seleccionar el estado de conmutación óptimo utilizando un proceso de optimización considerando una función de costo definido. El hecho de llevar a cabo una segunda etapa de predicción [ecuación (3.17)], es a causa de considerar que las corrientes y tensiones medidas al comienzo del tiempo de muestreo, utilizadas en el bucle de control, no son válidas para el final del tiempo de muestreo, cuando el microcontrolador envía los estados de conmutación, debido al tiempo de cálculo del microprocesador y también a una respuesta dinámica rápida del sistema. De esta manera la ecuación de predicción de las corrientes del STATCOM se representan de la siguiente manera:

$$i_c^\phi(k+2) = \left\{ 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right\} i_c^\phi(k+1) + \frac{T_s}{L_f} \{ v_s^\phi(k+1) - v_c^\phi(k+1) \} \quad (3.17)$$

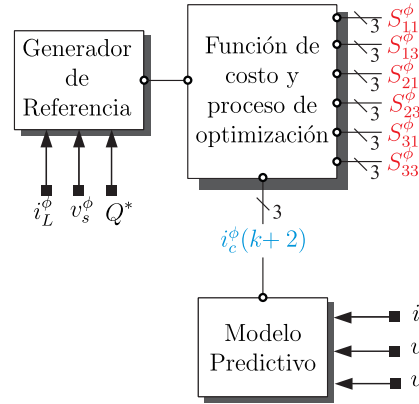
Siendo los errores predichos [ecuación (3.18)] y la función de costo [ecuación (3.19)] para el seguimiento de corriente definidos de la siguiente manera:

$$ei_c^\phi(k+2) = i_c^{\phi*}(k+2) - i_c^\phi(k+2) \quad (3.18)$$

donde  $i_c^{\phi*}(k+2)$  puede ser aproximado a  $i_c^{\phi*}(k)$ .

$$g^\phi = \| ei_c^\phi(k+2) \|^2 \quad (3.19)$$

El diagrama de bloques se muestra en la **Figura 3.4** (similar al de la **Figura 3.1**) y el **Algoritmo 2** describe la técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción. Al comienzo del tiempo de muestreo, se almacenan las mediciones del instante  $k$ . Luego se calculan las variables de referencia (para el instante  $k+1$ ), se calculan las primeras predicciones con los estados óptimos aplicados anteriormente y se inicializan las funciones de costo a un valor elevado para garantizar una solución óptima al problema de optimización. Posteriormente, inicia el bucle de optimización considerando un segundo paso del horizonte de predicción. Una vez finalizado el bucle, se asigna a la salida el estado de conmutación óptimo.



**Figura 3.4** Diagrama de bloques del MBPC con incremento del horizonte de predicción aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico.

---

**Algoritmo 2:** Algoritmo de la técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción

---

1. Almacenar  $i_L^a(k)$ ,  $i_L^b(k)$  y  $i_L^c(k)$
  2. Almacenar  $v_s^a(k)$ ,  $v_s^b(k)$  y  $v_s^c(k)$
  3. Calcular  $i_L^\alpha(k)$  y  $i_L^\beta(k)$
  4. Calcular  $v_s^\alpha(k)$  y  $v_s^\beta(k)$
  5. Calcular  $i_c^{a*}(k)$ ,  $i_c^{b*}(k)$  y  $i_c^{c*}(k)$
  6. Calcular las primeras predicciones  $i_c^a(k+1)$ ,  $i_c^b(k+1)$  y  $i_c^c(k+1)$
  7. Inicializar  $g_{opt}^a := \infty$ ,  $g_{opt}^b := \infty$ ,  $g_{opt}^c := \infty$ ,  $\eta := 0$
  8. **Mientras**  $\eta \leq \varepsilon$  **hacer**
  9.   Calcular  $i_c^a(k+2)$ ,  $i_c^b(k+2)$  y  $i_c^c(k+2)$
  10.   Calcular  $ei_c^a(k+2)$ ,  $ei_c^b(k+2)$  y  $ei_c^c(k+2)$
  11.   Calcular  $g^a$ ,  $g^b$  y  $g^c$
  12.   **Si**  $g^a < g_{opt}^a$  **entonces**
  13.      $g_{opt}^a \leftarrow g^a$
  14.      $F_{s,opt}^a \leftarrow F_{s,\eta}^a$
  15.   **fin Si**
  16.   **Si**  $g^b < g_{opt}^b$  **entonces**
  17.      $g_{opt}^b \leftarrow g^b$
  18.      $F_{s,opt}^b \leftarrow F_{s,\eta}^b$
  19.   **fin Si**
  20.   **Si**  $g^c < g_{opt}^c$  **entonces**
  21.      $g_{opt}^c \leftarrow g^c$
  22.      $F_{s,opt}^c \leftarrow F_{s,\eta}^c$
  23.   **fin Si**
  24.    $\eta := \eta + 1$
  25. **fin Mientras**
-

### 3.3 MBPC operando a frecuencia de conmutación fija

El MBPC convencional, calcula el estado óptimo de los  $\varepsilon = 64$  posibles (de cada fase). El estado seleccionado proporciona la solución óptima en términos del error de seguimiento de corriente (objetivo de control). Una vez finalizada la rutina de control, el estado óptimo, es aplicado durante todo el periodo de muestreo.

Sin embargo, en ambos casos presentados en los apartados anteriores, la operación a frecuencia de conmutación variable provoca un mal funcionamiento del sistema en términos de calidad de potencia, como se mencionó en el capítulo anterior. Los inconvenientes generados a causa de la frecuencia de conmutación variable del MBPC convencional pueden resolverse incluyendo una etapa de modulación al final del proceso de optimización.

#### 3.3.1 MBPC con modulación por ancho de pulsos, PWM

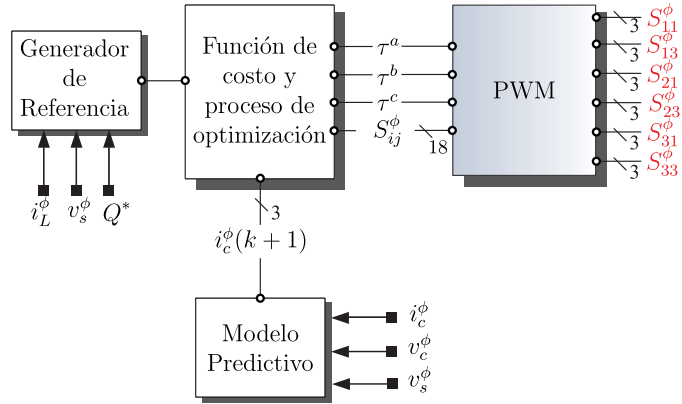
El método MBPC con PWM utiliza el estado óptimo seleccionado para calcular los ciclos de trabajo ( $\tau^\phi$ ) como sigue:

$$\begin{bmatrix} \tau^a \\ \tau^b \\ \tau^c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc}^{-1} \begin{bmatrix} v_{c,opt}^a \\ v_{c,opt}^a \\ v_{c,opt}^a \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

donde las tensiones  $v_{c,opt}^\phi$  están dadas por la ecuación (2.3) para el estado óptimo.

Los ciclos de trabajo están asociados con las tensiones de fase del convertidor multinivel CHB y están normalizados entre  $-1$  y  $1$ . El cálculo del periodo de sub-modulación se propone como un problema de optimización dirigido a minimizar el error de predicción. Este procedimiento puede interpretarse como una aplicación sistemática en un período de muestreo de la combinación óptima de más de un estado (un estado activo y un estado nulo) con el fin de minimizar los errores de seguimiento corriente.

El diagrama de bloques se muestra en la **Figura 3.5** y el **Algoritmo 3** describe la técnica MBPC con PWM. El procedimiento es equivalente al presentado para el caso de la técnica MBPC convencional. Una vez finalizado el bucle de optimización, se calculan los ciclos de trabajo antes de asignar a la salida el estado de conmutación óptimo.



**Figura 3.5** Diagrama de bloques del MBPC con PWM aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico.

---

**Algoritmo 3:** Algoritmo de la técnica MBPC con PWM

---

1. Almacenar  $i_L^a(k)$ ,  $i_L^b(k)$  y  $i_L^c(k)$
  2. Almacenar  $v_s^a(k)$ ,  $v_s^b(k)$  y  $v_s^c(k)$
  3. Calcular  $i_L^\alpha(k)$  y  $i_L^\beta(k)$
  4. Calcular  $v_s^\alpha(k)$  y  $v_s^\beta(k)$
  5. Calcular  $i_c^{a*}(k)$ ,  $i_c^{b*}(k)$  y  $i_c^{c*}(k)$
  6. Inicializar  $g_{opt}^a := \infty$ ,  $g_{opt}^b := \infty$ ,  $g_{opt}^c := \infty$ ,  $\eta := 0$
  7. **Mientras**  $\eta \leq \varepsilon$  **hacer**
    8. Calcular  $i_c^a(k+1)$ ,  $i_c^b(k+1)$  y  $i_c^c(k+1)$
    9. Calcular  $ei_c^a(k+1)$ ,  $ei_c^b(k+1)$  y  $ei_c^c(k+1)$
    10. Calcular  $g^a$ ,  $g^b$  y  $g^c$
    11. **Si**  $g^a < g_{opt}^a$  **entonces**
      12.  $g_{opt}^a \leftarrow g^a$
      13.  $F_{s,opt}^a \leftarrow F_{s,\eta}^a$
    14. **fin Si**
    15. **Si**  $g^b < g_{opt}^b$  **entonces**
      16.  $g_{opt}^b \leftarrow g^b$
      17.  $F_{s,opt}^b \leftarrow F_{s,\eta}^b$
    18. **fin Si**
    19. **Si**  $g^c < g_{opt}^c$  **entonces**
      20.  $g_{opt}^c \leftarrow g^c$
      21.  $F_{s,opt}^c \leftarrow F_{s,\eta}^c$
    22. **fin Si**
    23.  $\eta := \eta + 1$
  24. **fin Mientras**
  25. Calcular  $\tau^a$ ,  $\tau^b$  y  $\tau^c$
-

### 3.3.2 MBPC con modulación por ancho de pulsos en el espacio de estados de conmutación

El método MBPC con modulación por ancho de pulsos en el espacio de estados de conmutación procede como la modulación en el espacio vectorial. En la SVM, cada sector está definido por dos vectores adyacentes (y uno o más vectores nulos), sin embargo, en esta técnica, los “sectores” se definen por dos estados de conmutación activos consecutivos (o no nulos) y un estado de conmutación nulo. El método selecciona el sector óptimo, compuesto por dos estados de conmutación óptimos y un estado de conmutación nulo. Para el caso de estudio existen 44 estados activos (consecutivos) y 20 estados nulos. Por lo tanto, existen  $\varrho = 44$  sectores, lo cuales se muestran en la **Tabla 3.1**.

Tabla 3.1: Sectores de estados de conmutación activos consecutivos del convertidor CHB de 7 niveles.

| $S_{v,\eta}^\phi$ |               |               |               |               |               | $\eta$ | $F_{s,\eta}^\phi$ | SECTOR |
|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------|-------------------|--------|
| Celda 1           |               | Celda 2       |               | Celda 3       |               |        |                   |        |
| $S_{11}^\phi$     | $S_{13}^\phi$ | $S_{21}^\phi$ | $S_{23}^\phi$ | $S_{31}^\phi$ | $S_{33}^\phi$ |        |                   |        |
| 0                 | 0             | 0             | 0             | 0             | 1             | 2      | -1                | 1      |
| 0                 | 0             | 0             | 0             | 1             | 0             | 3      | 1                 |        |
| 0                 | 0             | 0             | 0             | 1             | 0             | 3      | 1                 | 2      |
| 0                 | 0             | 0             | 1             | 0             | 0             | 5      | -1                |        |
| 0                 | 0             | 0             | 1             | 0             | 0             | 5      | -1                | 3      |
| 0                 | 0             | 0             | 1             | 0             | 1             | 6      | -2                |        |
| 0                 | 0             | 0             | 1             | 0             | 1             | 6      | -2                | 4      |
| 0                 | 0             | 0             | 1             | 1             | 1             | 8      | -1                |        |
| 0                 | 0             | 0             | 1             | 1             | 1             | 8      | -1                | 5      |
| 0                 | 0             | 1             | 0             | 0             | 0             | 9      | 1                 |        |
| 0                 | 0             | 1             | 0             | 0             | 0             | 9      | 1                 | 6      |
| 0                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 0             | 11     | 2                 |        |
| 0                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 0             | 11     | 2                 | 7      |
| 0                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 1             | 12     | 1                 |        |

Sigue en la página siguiente.

Tabla 3.1: Sectores de estados de conmutación activos consecutivos del convertidor CHB de 7 niveles. (Continuación).

| $S_{v,\eta}^\phi$ |               |               |               |               |               | $\eta$ | $F_{s,\eta}^\phi$ | SECTOR |
|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------|-------------------|--------|
| Celda 1           |               | Celda 2       |               | Celda 3       |               |        |                   |        |
| $S_{11}^\phi$     | $S_{13}^\phi$ | $S_{21}^\phi$ | $S_{23}^\phi$ | $S_{31}^\phi$ | $S_{33}^\phi$ |        |                   |        |
| 0                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 1             | 12     | 1                 | 8      |
| 0                 | 0             | 1             | 1             | 0             | 1             | 14     | -1                |        |
| 0                 | 0             | 1             | 1             | 0             | 1             | 14     | -1                | 9      |
| 0                 | 0             | 1             | 1             | 1             | 0             | 15     | 1                 |        |
| 0                 | 0             | 1             | 1             | 1             | 0             | 15     | 1                 | 10     |
| 0                 | 1             | 0             | 0             | 0             | 0             | 17     | -1                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 0             | 0             | 0             | 17     | -1                | 11     |
| 0                 | 1             | 0             | 0             | 0             | 1             | 18     | -2                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 0             | 0             | 1             | 18     | -2                | 12     |
| 0                 | 1             | 0             | 0             | 1             | 1             | 20     | -1                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 0             | 1             | 1             | 20     | -1                | 13     |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 0             | 21     | -2                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 0             | 21     | -2                | 14     |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 1             | 22     | -3                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 1             | 22     | -3                | 15     |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 1             | 0             | 23     | -1                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 1             | 0             | 23     | -1                | 16     |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 1             | 1             | 24     | -2                |        |
| 0                 | 1             | 0             | 1             | 1             | 1             | 24     | -2                | 17     |
| 0                 | 1             | 1             | 0             | 0             | 1             | 26     | -1                |        |
| 0                 | 1             | 1             | 0             | 0             | 1             | 26     | -1                | 18     |
| 0                 | 1             | 1             | 0             | 1             | 0             | 27     | 1                 |        |
| 0                 | 1             | 1             | 0             | 1             | 0             | 27     | 1                 | 19     |

Sigue en la página siguiente.

Tabla 3.1: Sectores de estados de conmutación activos consecutivos del convertidor CHB de 7 niveles. (Continuación).

| $S_{v,\eta}^\phi$ |               |               |               |               |               | $\eta$ | $F_{s,\eta}^\phi$ | SECTOR |
|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------|-------------------|--------|
| Celda 1           |               | Celda 2       |               | Celda 3       |               |        |                   |        |
| $S_{11}^\phi$     | $S_{13}^\phi$ | $S_{21}^\phi$ | $S_{23}^\phi$ | $S_{31}^\phi$ | $S_{33}^\phi$ |        |                   |        |
| 0                 | 1             | 1             | 1             | 0             | 0             | 29     | -1                | 19     |
| 0                 | 1             | 1             | 1             | 0             | 0             | 29     | -1                | 20     |
| 0                 | 1             | 1             | 1             | 0             | 1             | 30     | -2                |        |
| 0                 | 1             | 1             | 1             | 0             | 1             | 30     | -2                | 21     |
| 0                 | 1             | 1             | 1             | 1             | 1             | 32     | -1                |        |
| 0                 | 1             | 1             | 1             | 1             | 1             | 32     | -1                | 22     |
| 1                 | 0             | 0             | 0             | 0             | 0             | 33     | 1                 |        |
| 1                 | 0             | 0             | 0             | 0             | 0             | 33     | 1                 | 23     |
| 1                 | 0             | 0             | 0             | 1             | 0             | 35     | 2                 |        |
| 1                 | 0             | 0             | 0             | 1             | 0             | 35     | 2                 | 24     |
| 1                 | 0             | 0             | 0             | 1             | 1             | 36     | 1                 |        |
| 1                 | 0             | 0             | 0             | 1             | 1             | 36     | 1                 | 25     |
| 1                 | 0             | 0             | 1             | 0             | 1             | 38     | -1                |        |
| 1                 | 0             | 0             | 1             | 0             | 1             | 38     | -1                | 26     |
| 1                 | 0             | 0             | 1             | 1             | 0             | 39     | 1                 |        |
| 1                 | 0             | 0             | 1             | 1             | 0             | 39     | 1                 | 27     |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 0             | 0             | 41     | 2                 |        |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 0             | 0             | 41     | 2                 | 28     |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 0             | 1             | 42     | 1                 |        |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 0             | 1             | 42     | 1                 | 29     |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 0             | 43     | 3                 |        |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 0             | 43     | 3                 | 30     |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 1             | 44     | 2                 |        |

Sigue en la página siguiente.



Tabla 3.1: Sectores de estados de conmutación activos consecutivos del convertidor CHB de 7 niveles. (Continuación).

| $S_{v,\eta}^\phi$ |               |               |               |               |               | $\eta$ | $F_{s,\eta}^\phi$ | SECTOR |
|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------|-------------------|--------|
| Celda 1           |               | Celda 2       |               | Celda 3       |               |        |                   |        |
| $S_{11}^\phi$     | $S_{13}^\phi$ | $S_{21}^\phi$ | $S_{23}^\phi$ | $S_{31}^\phi$ | $S_{33}^\phi$ |        |                   |        |
| 1                 | 0             | 1             | 0             | 1             | 1             | 44     | 2                 | 31     |
| 1                 | 0             | 1             | 1             | 0             | 0             | 45     | 1                 |        |
| 1                 | 0             | 1             | 1             | 0             | 0             | 45     | 1                 | 32     |
| 1                 | 0             | 1             | 1             | 1             | 0             | 47     | 2                 |        |
| 1                 | 0             | 1             | 1             | 1             | 0             | 47     | 2                 | 33     |
| 1                 | 0             | 1             | 1             | 1             | 1             | 48     | 1                 |        |
| 1                 | 0             | 1             | 1             | 1             | 1             | 48     | 1                 | 34     |
| 1                 | 1             | 0             | 0             | 0             | 1             | 50     | -1                |        |
| 1                 | 1             | 0             | 0             | 0             | 1             | 50     | -1                | 35     |
| 1                 | 1             | 0             | 0             | 1             | 0             | 51     | 1                 |        |
| 1                 | 1             | 0             | 0             | 1             | 0             | 51     | 1                 | 36     |
| 1                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 0             | 53     | -1                |        |
| 1                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 0             | 53     | -1                | 37     |
| 1                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 1             | 54     | -2                |        |
| 1                 | 1             | 0             | 1             | 0             | 1             | 54     | -2                | 38     |
| 1                 | 1             | 0             | 1             | 1             | 1             | 56     | -1                |        |
| 1                 | 1             | 0             | 1             | 1             | 1             | 56     | -1                | 39     |
| 1                 | 1             | 1             | 0             | 0             | 0             | 57     | 1                 |        |
| 1                 | 1             | 1             | 0             | 0             | 0             | 57     | 1                 | 40     |
| 1                 | 1             | 1             | 0             | 1             | 0             | 59     | 2                 |        |
| 1                 | 1             | 1             | 0             | 1             | 0             | 59     | 2                 | 41     |
| 1                 | 1             | 1             | 0             | 1             | 1             | 60     | 1                 |        |
| 1                 | 1             | 1             | 0             | 1             | 1             | 60     | 1                 | 42     |

Sigue en la página siguiente.

Tabla 3.1: Sectores de estados de conmutación activos consecutivos del convertidor CHB de 7 niveles. (Continuación).

| $S_{v,\eta}^\phi$ |               |               |               |               |               | $\eta$ | $F_{s,\eta}^\phi$ | SECTOR |
|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|--------|-------------------|--------|
| Celda 1           |               | Celda 2       |               | Celda 3       |               |        |                   |        |
| $S_{11}^\phi$     | $S_{13}^\phi$ | $S_{21}^\phi$ | $S_{23}^\phi$ | $S_{31}^\phi$ | $S_{33}^\phi$ |        |                   |        |
| 1                 | 1             | 1             | 1             | 0             | 1             | 62     | -1                | 42     |
| 1                 | 1             | 1             | 1             | 0             | 1             | 62     | -1                | 43     |
| 1                 | 1             | 1             | 1             | 1             | 0             | 63     | 1                 |        |
| 1                 | 1             | 1             | 1             | 1             | 0             | 63     | 1                 | 44     |
| 0                 | 0             | 0             | 0             | 0             | 1             | 2      | -1                |        |

El sector óptimo es elegido evaluando, separadamente, dos funciones de costo definidas por la ecuación (3.16), para los dos estados de conmutación activos que componen dicho sector. La nueva función de costo se define como la suma ponderada de las funciones de costo  $g_1^\phi$  y  $g_2^\phi$ , cuyos respectivos factores de ponderación son los ciclos de trabajo  $\tau_1^\phi$  y  $\tau_2^\phi$ , como:

$$g^\phi = \tau_1^\phi g_1^\phi + \tau_2^\phi g_2^\phi \quad (3.21)$$

Los ciclos de trabajo  $\tau_1^\phi$  y  $\tau_2^\phi$  de los estados de conmutación que conforman el sector que está siendo evaluado se calculan teniendo en cuenta cuál es el estado de conmutación que genera un valor más bajo de la función de costo,  $g_1^\phi$  o  $g_2^\phi$ . Esto es, el estado de conmutación que genera un valor más bajo de la función de costo debe aplicarse durante mayor tiempo, es decir, el ciclo de trabajo debe ser inversamente proporcional a la función de costo. Los ciclos de trabajo para los dos estados de conmutación activos y uno nulo se calculan resolviendo las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \tau_0^\phi &= K^\phi / g_0^\phi \\ \tau_1^\phi &= K^\phi / g_1^\phi \\ \tau_2^\phi &= K^\phi / g_2^\phi \\ \tau_0^\phi + \tau_1^\phi + \tau_2^\phi &= 1 \end{aligned} \quad (3.22)$$

donde  $\tau_0^\phi$  corresponde al ciclo de trabajo del estado de conmutación nulo, el cual es evaluado una sola vez y  $K^\phi$  es la constante de proporcionalidad.

La expresiones de los ciclos de trabajo se dan resolviendo la ecuación (3.22) para  $K^\phi$  como:

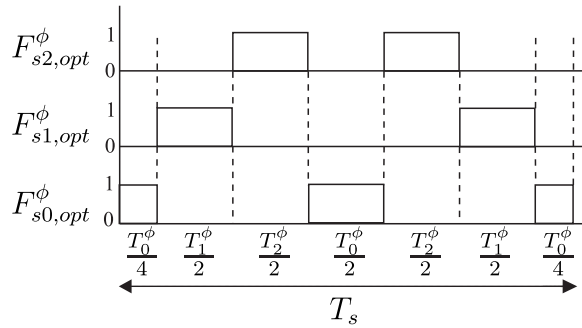
$$\begin{aligned}\tau_0^\phi &= g_1^\phi g_2^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \\ \tau_1^\phi &= g_0^\phi g_2^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \\ \tau_2^\phi &= g_0^\phi g_1^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi)\end{aligned}\quad (3.23)$$

A continuación, se calcula la función de costo dada por la ecuación (3.21), para posteriormente seleccionar la solución óptima al problema de optimización.

Cada uno de los dos estados de conmutación óptimos activos y el estado de conmutación nulo que conforman el sector óptimo seleccionado, se aplican durante sus respectivos tiempos de encendido, dados por la siguiente ecuación:

$$T_i^\phi = T_s \tau_i^\phi \quad (3.24)$$

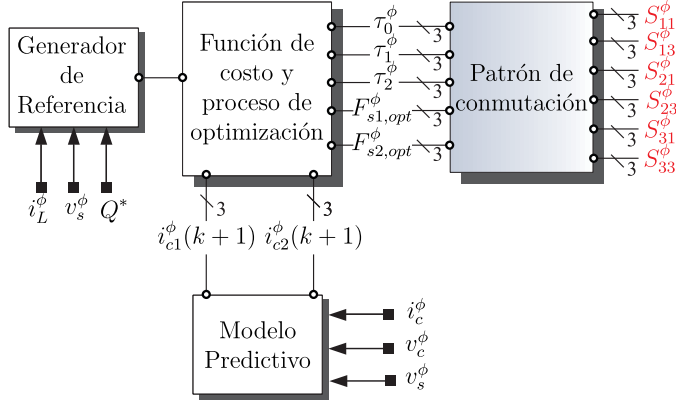
Finalmente, los dos estados de conmutación óptimos activos y el estado de conmutación nulo se aplican utilizando el patrón de conmutación que se muestra en la **Figura 3.6**.



**Figura 3.6** Patrón de conmutación para los estados óptimos.

Al igual que la técnica MBPC con PWM, la operación a frecuencia de conmutación fija debida a la modulación por ancho de pulsos en el espacio de estados de conmutación está dirigida a la minimización del error de seguimiento corriente.

El diagrama de bloques se muestra en la **Figura 3.7** y el **Algoritmo 4** describe la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación.



**Figura 3.7** Diagrama de bloques del MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico.

---

**Algoritmo 4:** Algoritmo de la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación

---

1. Almacenar  $i_L^a(k)$ ,  $i_L^b(k)$  y  $i_L^c(k)$
  2. Almacenar  $v_s^a(k)$ ,  $v_s^b(k)$  y  $v_s^c(k)$
  3. Calcular  $i_L^\alpha(k)$  y  $i_L^\beta(k)$
  4. Calcular  $v_s^\alpha(k)$  y  $v_s^\beta(k)$
  5. Calcular  $i_c^{\phi*}(k)$
  6. Calcular  $i_{c0}^\phi(k+1)$
  7. Calcular  $ei_{c0}^\phi(k+1)$
  8. Calcular  $g_0^\phi = g_0^\phi(k+1)$
  9. Inicializar  $g_{opt}^\phi := \infty, \eta := 0$
  10. **Mientras**  $\eta \leq \varrho$  **hacer**
    11. Calcular  $i_{c1}^\phi(k+1)$  y  $i_{c2}^\phi(k+1)$
    12. Calcular  $ei_{c1}^\phi(k+1)$  y  $ei_{c2}^\phi(k+1)$
    13. Calcular  $g_1^\phi = g_1^\phi(k+1)$  y  $g_2^\phi = g_2^\phi(k+1)$
    14. Calcular  $\tau_0^\phi, \tau_1^\phi$  y  $\tau_2^\phi$
    15. Calcular  $g^\phi = \tau_1^\phi g_1^\phi + \tau_2^\phi g_2^\phi$
    16. **Si**  $g^\phi < g_{opt}^\phi$  **entonces**
      17.  $g_{opt}^\phi \leftarrow g^\phi$
      18. Calcular  $T_0^\phi, T_1^\phi$  y  $T_2^\phi$
      19.  $F_{s1,opt}^\phi \leftarrow F_{s1,\eta}^\phi, F_{s2,opt}^\phi \leftarrow F_{s2,\eta}^\phi$
    20. **fin Si**
    21.  $\eta := \eta + 1$
  22. **fin Mientras**
-

### 3.4 MBPC con conmutador de estados redundantes

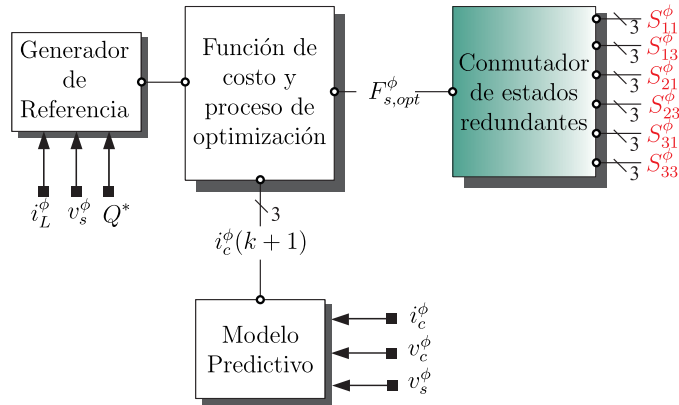
El MBPC con conmutador de estados redundantes, calcula el nivel óptimo de los  $l = 7$  posibles (de cada fase). El nivel seleccionado proporciona la solución óptima en términos del error de seguimiento de corriente. Una vez finalizada la rutina de control, el nivel óptimo, es aplicado durante todo el periodo de muestreo. Nótese que cada nivel posee  $r$  estados de conmutación redundantes, donde  $r$  varía de acuerdo al nivel según la **Tabla 2.3**. El conmutador de estados redundantes calcula los ciclos de trabajo de cada estado de conmutación redundante del nivel óptimo seleccionado y los aplica secuencialmente al convertidor. Los ciclos de trabajo vienen dados por:

$$\tau_i^\phi = \frac{T_s}{r} \quad (3.25)$$

Es decir, supongamos que se selecciona como nivel óptimo el nivel  $-1$ , el cual posee 15 estados de conmutación redundantes, como se indica en la **Tabla 2.3**, entonces, durante todo el periodo de muestreo se aplican secuencialmente con un ciclo de trabajo igual a  $\frac{T_s}{15}$  todos estos estados redundantes. Sin embargo, al ser  $r$  variable de acuerdo al nivel, para simplificar el algoritmo se utiliza siempre  $\frac{T_s}{20}$ , y en el caso del ejemplo se vuelve a aplicar los 5 primeros estados de conmutación que producen el nivel  $-1$  (se aplican los 15 estados y luego se reinicia el conteo y se re-aplican 5 más para completar 20).

La aplicación de todos lo estados de conmutación redundantes se propone como solución al problema del balance de tensiones en los enlaces  $dc$ .

El diagrama de bloques se muestra en la **Figura 3.8** y el **Algoritmo 5** describe la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes.



**Figura 3.8** Diagrama de bloques del MBPC con conmutador de estados redundantes aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico.

**Algoritmo 5:** Algoritmo de la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes

- 
1. Almacenar  $i_L^a(k)$ ,  $i_L^b(k)$  y  $i_L^c(k)$
  2. Almacenar  $v_s^a(k)$ ,  $v_s^b(k)$  y  $v_s^c(k)$
  3. Calcular  $i_L^\alpha(k)$  y  $i_L^\beta(k)$
  4. Calcular  $v_s^\alpha(k)$  y  $v_s^\beta(k)$
  5. Calcular  $i_c^{\phi*}(k)$
  6. Inicializar  $g_{opt}^\phi := \infty, \eta := 0$
  7. **Mientras**  $\eta \leq l$  **hacer**
  8.   Calcular  $i_c^\phi(k+1)$
  9.   Calcular  $ei_c^\phi(k+1)$
  10.   Calcular  $g^\phi = g^\phi(k+1)$
  11.   **Si**  $g^\phi < g_{opt}^\phi$  **entonces**
  12.      $g_{opt}^\phi \leftarrow g^\phi$
  13.      $F_{s,opt}^\phi \leftarrow F_{s,\eta}^\phi$
  14.   **fin Si**
  15.    $\eta := \eta + 1$
  16. **fin Mientras**
- 

**3.5 MBPC con PWM y conmutador de estados redundantes**

Esta técnica es una combinación de las técnicas descritas en las secciones 3.3.2 y 3.4, la diferencia radica en la definición de los “sectores”, los cuales ya no se componen por dos estados de conmutación activos consecutivos (o no nulos) y un estado de conmutación nulo (**Tabla 3.1**), en este caso, los “sectores” se definen por dos niveles activos consecutivos (o no nulos) y el nivel nulo, como se muestra en la **Tabla 3.2**. El método selecciona el sector óptimo, compuesto por dos niveles activos óptimos y el nivel nulo.

**Tabla 3.2** Sectores de niveles activos consecutivos del convertidor CHB de 7 niveles.

| NIVELES DE Tensión ( $\times v_{dc}$ ) | SECTOR |
|----------------------------------------|--------|
| -3 y -2                                | 1      |
| -2 y -1                                | 2      |
| -1 y 1                                 | 3      |
| 1 y 2                                  | 4      |
| 2 y 3                                  | 5      |
| 3 y -3                                 | 6      |

El calculo de las funciones de costo y los ciclos de trabajo se realizan de la misma manera descrita en la sección 3.3.2, con la diferencia de que en este caso se trabaja con los

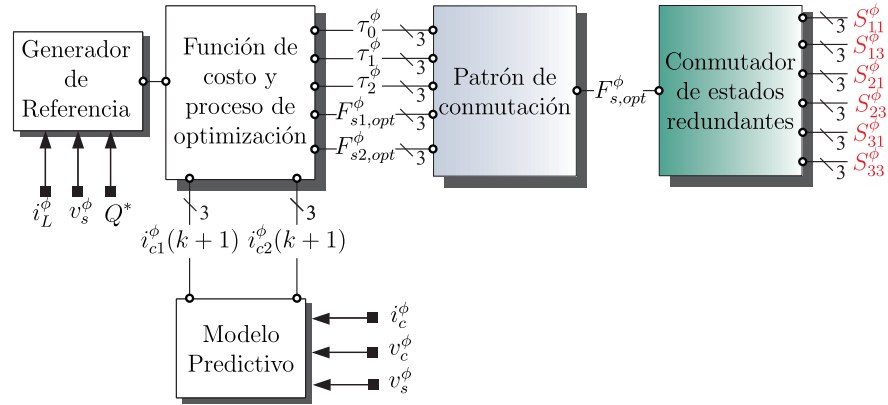
niveles y no con los estados de conmutación. Los dos niveles óptimos activos y el nivel nulo se aplican durante sus respectivos tiempos de encendido usando el mismo patrón de conmutación que se muestra en la **Figura 3.6**.

El conmutador de estados redundantes calcula los ciclos de trabajo de cada estado de conmutación redundante de los niveles óptimos seleccionados y los aplica secuencialmente al convertidor. Los ciclos de trabajo vienen dados por:

$$\tau_i^\phi = \frac{T_i^\phi}{r} \quad (3.26)$$

Esto es, supongamos que se selecciona el sector que contiene a los niveles activos 1, 2 y el nivel nulo 0 cuyos tiempos de encendido son  $T_1^\phi$ ,  $T_2^\phi$  y  $T_0^\phi$ , respectivamente. Durante el tiempo  $T_1^\phi$  se aplican secuencialmente con un ciclo de trabajo igual a  $\frac{T_1^\phi}{15}$  todos los estados redundantes pertenecientes al nivel 1, durante el tiempo  $T_2^\phi$  se aplican secuencialmente con un ciclo de trabajo igual a  $\frac{T_2^\phi}{6}$  todos los estados redundantes pertenecientes al nivel 2 y durante el tiempo  $T_0^\phi$  se aplican secuencialmente con un ciclo de trabajo igual a  $\frac{T_0^\phi}{20}$  todos los estados redundantes pertenecientes al nivel 0. Sin embargo, al ser  $r$  variable de acuerdo al nivel (según la **Tabla 2.3**), para simplificar el algoritmo se utiliza siempre  $\frac{T_i^\phi}{20}$ , y en el caso de los niveles con menor cantidad de estados redundantes se reinicia el conteo y se re-aplican los estados hasta completar 20 estados.

Un diagrama de bloques de la técnica MBPC con PWM y conmutador de estados redundantes se muestra en la **Figura 3.9** y el algoritmo de control es similar al **Algoritmo 4**, con la diferencia de que  $\varrho = 6$ , ya que se trata de sectores de niveles activos consecutivos y no de estados activos consecutivos.



**Figura 3.9** Diagrama de bloques del MBPC con PWM y conmutador de estados redundantes aplicado a un convertidor multinivel CHB trifásico.

### 3.6 Resultados de simulación

Con el propósito de evaluar la viabilidad de los métodos MBPC propuestos en la presente Tesis, se hace un estudio mediante simulaciones. Un medio válido para el modelado, análisis y simulación, entre las herramientas disponibles, es el entorno *MatLab/Simulink*. La importancia de utilizar esta herramienta radica además en que el lenguaje de programación utilizado es similar al lenguaje C, esto redundando en beneficio de la implementación del algoritmo sobre un sistema real. El STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB se ha modelado en *MatLab/Simulink* para validar los esquemas de control propuestos, teniendo en cuenta los parámetros eléctricos que se muestran en la **Tabla 3.3**.

**Tabla 3.3** Parámetros eléctricos de simulación.

| PARÁMETRO                           | SÍMBOLO       | VALOR   | UNIDAD   |
|-------------------------------------|---------------|---------|----------|
| Red eléctrica                       |               |         |          |
| Frecuencia de la red                | $f_e$         | 50      | Hz       |
| Tensión de la red                   | $v_s$         | 310.2   | V        |
| Convertidor CHB de 7 niveles        |               |         |          |
| Resistencia del filtro              | $R_f$         | 0.09    | $\Omega$ |
| Inductancia del filtro              | $L_f$         | 3       | mH       |
| Tensión del enlace de continua      | $v_{dc}$      | 114     | V        |
| Capacitancia del enlace de continua | $C_{dc}$      | 65.7662 | $\mu F$  |
| Carga eléctrica                     |               |         |          |
| Resistencia de la carga             | $R_L$         | 23.2    | $\Omega$ |
| Inductancia de la carga             | $L_L$         | 55      | mH       |
| Parámetros de control               |               |         |          |
| Periodo de muestreo <sup>a</sup>    | $T_s$         | 25      | $\mu s$  |
| Periodo de muestreo <sup>b</sup>    | $T_s$         | 33.33   | $\mu s$  |
| Paso de simulación                  | —             | 1       | $\mu s$  |
| Tiempo de interconexión             | $t_{STATCOM}$ | 0.02    | s        |

<sup>a</sup>para el MBPC convencional y el MBPC con incremento del horizonte de predicción

<sup>b</sup>para las demás estrategias

Se han realizado simulaciones para mostrar la exactitud de las técnicas MBPC y el rendimiento de los mismos se han analizado en términos de compensación de potencia reactiva, seguimiento de corriente de referencia, tensión de salida del convertidor, y evolución de las tensiones en los capacitores del enlace de continua. La integración



numérica por medio del método de Runge-Kutta se ha aplicado para calcular la evolución de las variables paso a paso en el dominio del tiempo.

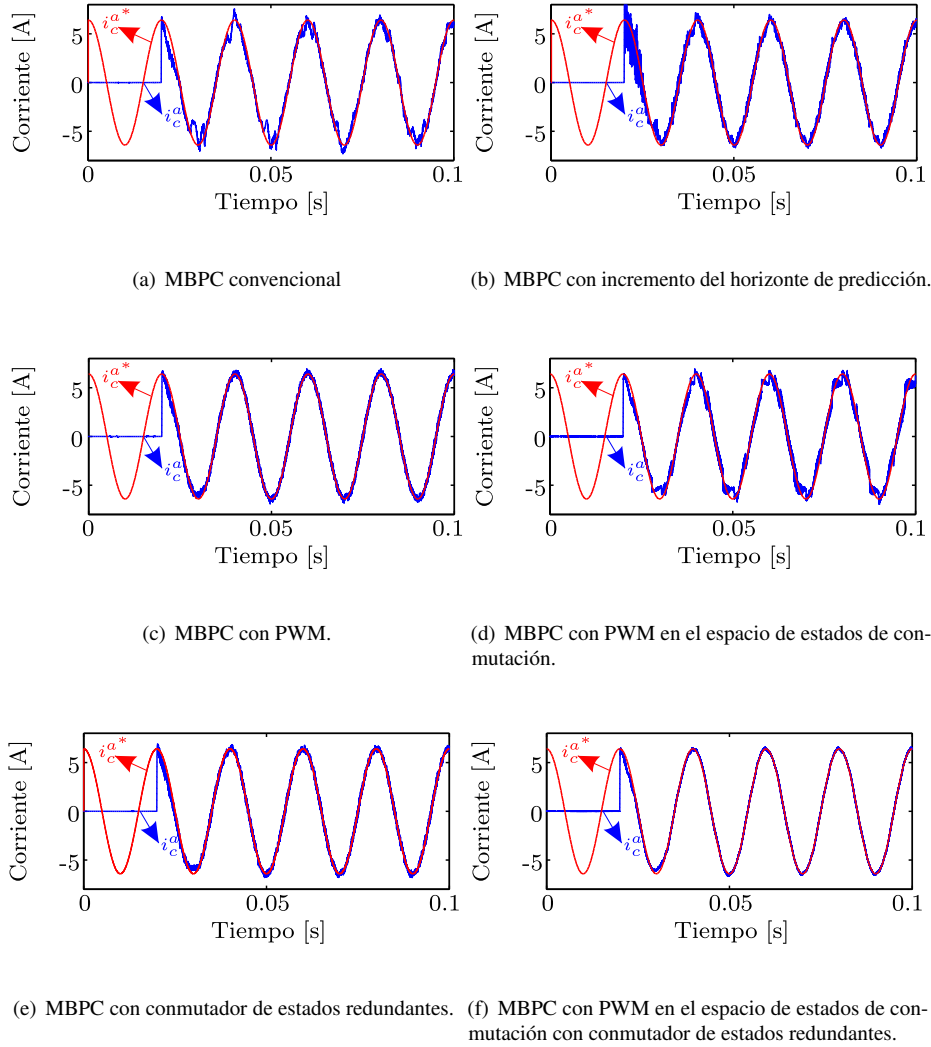
El error cuadrático medio (MSE, del inglés *Mean Square Error*), entre la corriente de referencia y el valor real de la corriente [Ecuación (3.27)], y la distorsión armónica total (THD, del inglés *Total Harmonic Distortion*), de la corriente de la red eléctrica [Ecuación (3.28)] se han utilizado como índices de calidad de rendimiento para comparar cuantitativamente la eficiencia de los controladores abordados y propuestos en esta Tesis.

$$\text{MSE}(\Psi) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \Psi_j^2} \quad (3.27)$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_i^2} \quad (3.28)$$

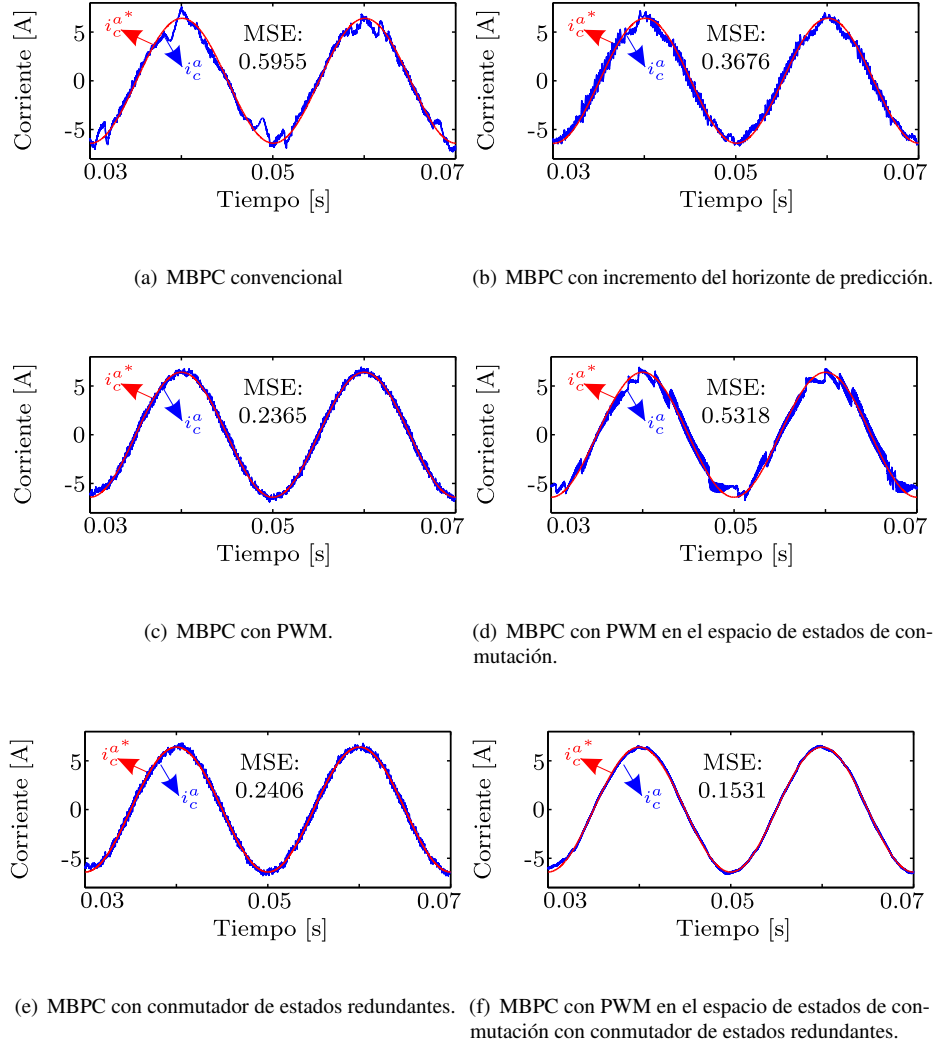
siendo  $\Psi$  el error de seguimiento de corriente,  $N$  el número de elementos o muestras,  $i_1$  la amplitud de la frecuencia fundamental de la corriente analizada y  $i_i$  los armónicos de corriente.

Las **Figuras 3.10** (a) al (f), muestran el comportamiento dinámico del seguimiento de corriente en la fase  $a$ , para un cambio en la referencia de potencia reactiva (de 0 a  $-Q_L = -2.982$  kVAR, en el instante 0.02 s) de las distintas técnicas MBPC implementadas. Se puede observar como los valores medidos  $i_c^a$  convergen rápidamente a los valores de referencia  $i_c^{a*}$  (en menos de  $t < 0.001$  s aproximadamente). El pico más alto alcanzado de la corriente  $i_c^a$ , utilizando la técnica MBPC convencional es de 7.57 A [**Figura 3.10** (a)], siendo el valor mínimo  $-7.29$  A. Utilizando la técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción, el pico máximo es de 8.14 A y el mínimo de  $-6.65$  A [**Figura 3.10** (b)]. El valor máximo de la corriente  $i_c^a$  utilizando la técnica MBPC con PWM es de 6.92 A y el valor mínimo es de  $-6.89$  A [**Figura 3.10** (c)]. El valor máximo de la corriente  $i_c^a$  utilizando la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación es de 6.91 A y el valor mínimo es de  $-6.96$  A [**Figura 3.10** (d)]. Utilizando la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes, el valor máximo es de 6.92 A y el valor mínimo es de  $-6.79$  A [**Figura 3.10** (e)]. Se obtiene un mejor rendimiento en términos de ondulación de corriente  $i_c^a$  utilizando la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes, arrojando un valor máximo de 6.56 A y un valor mínimo de  $-6.65$  A [**Figura 3.10** (f)], con respecto a las demás técnicas MBPC implementadas.



**Figura 3.10** Seguimiento de la corriente de referencia en la fase  $a$ .

Las porciones de interés para el cálculo del valor del parámetro MSE para el seguimiento de corriente  $i_c^a$ , para cada una de las técnicas MBPC implementadas, pueden apreciarse en las **Figuras 3.11** (a) al (f), dichas porciones se toman en el intervalo de 0.03 s a 0.07 s (dos ciclos) y, considerando el paso de simulación de 1  $\mu$ s, resulta un total de 40000 muestras para el cálculo del parámetro MSE.



**Figura 3.11** Error cuadrático medio del seguimiento de la corriente de referencia en la fase  $a$ .

Para el caso que se muestra en la **Figura 3.11** (a), el valor del parámetro MSE obtenido con la técnica MBPC convencional da un valor de 0.5955 A, el MBPC con incremento del horizonte de predicción reduce el parámetro MSE en aproximadamente un 38.3 % (de 0.5955 A a 0.3676 A) [**Figura 3.11** (b)]. La reducción en el MSE es de aproximadamente el 60.3 % (de 0.5955 A a 0.2365 A) para el caso del MBPC con PWM [**Figura 3.11** (c)], una reducción del 10.7 % (de 0.5955 A a 0.5318 A) para el caso de la técnica MBPC

con PWM en el espacio de estados de conmutación [Figura 3.11 (d)], el MSE se reduce aproximadamente en 59.6 % (de 0.5955 A a 0.2406 A) para el caso del MBPC con conmutador de estados redundantes [Figura 3.11 (e)] y en 74.3% (de 0.5955 A a 0.1531 A) para el caso del MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes [Figura 3.11 (f)]. Nótese que todas las comparaciones se realizan siempre con respecto a la técnica MBPC convencional.

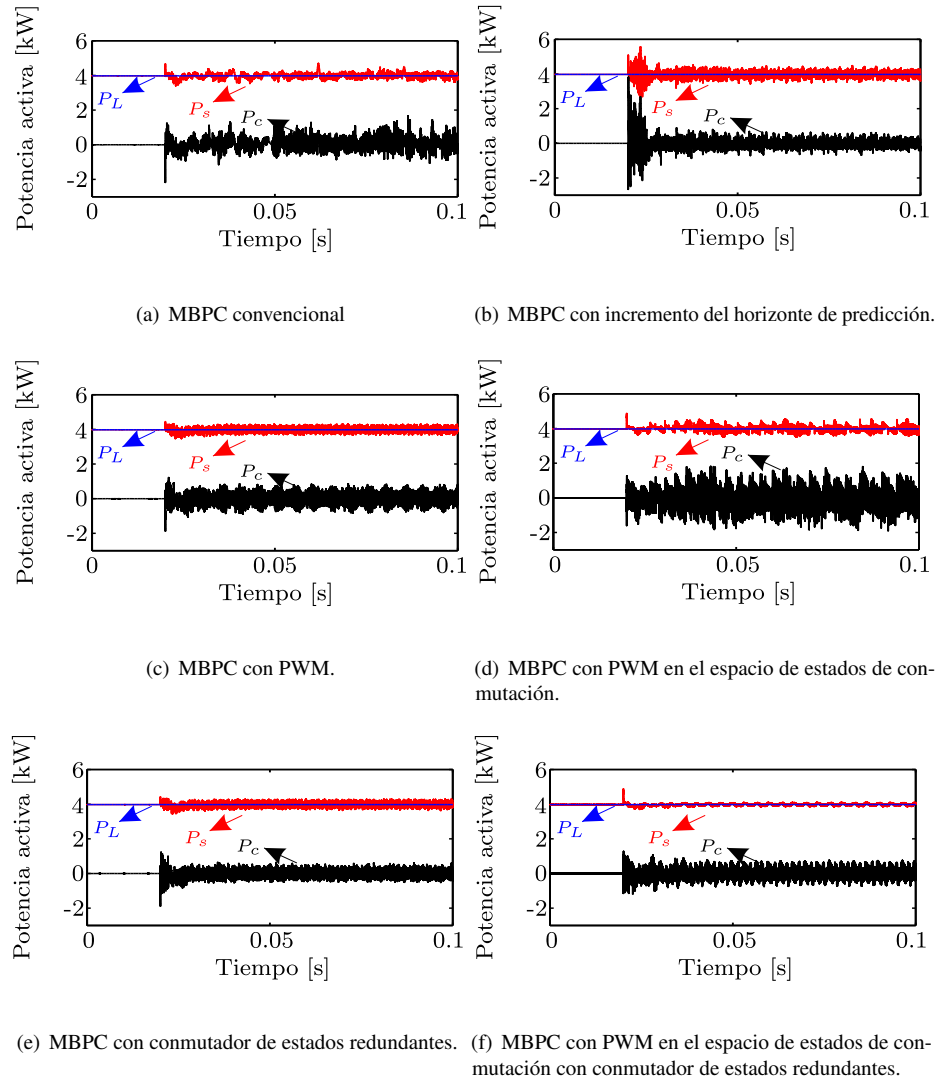
En lo que se refiere al parámetro MSE para el seguimiento de corriente, se puede concluir que la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes presenta un mejor índice de calidad.

Las Figuras 3.12 (a) al (f) muestran la eficiencia de los distintos algoritmos propuestos, en términos de potencias instantáneas activas. En todos los casos se observa que la potencia activa consumida por el STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB posee un valor (medio) de  $P_c = 0$ , lo cual concuerda con la suposición inicial de que idealmente el STATCOM no absorbe potencia activa. Así también, puede apreciarse que la potencia activa (media) suministrada por la red eléctrica es  $P_s = P_L$ .

Siendo la potencia activa requerida por la carga  $P_L = 3.976$  kW, la técnica MBPC convencional arroja un valor máximo de  $P_s$  de 4.697 KW y un valor mínimo de 3.393 kW [Figura 3.12 (a)]. Así también, los valores máximo y mínimo de  $P_c$  son 1.668 kW y  $-2.176$  kW, respectivamente. La técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción arroja un valor máximo de  $P_s$  de 5.239 KW y un valor mínimo de 2.976 kW y, los valores máximo y mínimo de  $P_c$  son 2.524 kW y  $-2.277$  kW, respectivamente [Figura 3.12 (b)]. Para el caso de la técnica MBPC con PWM el valor máximo de  $P_s$  es de 4.451 KW y el valor mínimo es de 3.458 kW [Figura 3.12 (c)]. Así también, los valores máximo y mínimo de  $P_c$  son 1.220 kW y  $-1.873$  kW, respectivamente. La técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación arroja un valor máximo de  $P_s$  de 4.561 KW y un valor mínimo de 3.500 kW y, los valores máximo y mínimo de  $P_c$  son 1.821 kW y  $-1.902$  kW, respectivamente [Figura 3.12 (d)]. Para el caso de la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes el valor máximo de  $P_s$  es de 4.431 KW y el valor mínimo es de 3.427 kW [Figura 3.12 (e)]. Así también, los valores máximo y mínimo de  $P_c$  son 1.233 kW y  $-1.885$  kW, respectivamente. Por último, la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes, arroja un valor máximo de  $P_s$  de 4.481 KW y un valor mínimo de 3.692 kW y, los valores máximo y mínimo de  $P_c$  son 1.282 kW y  $-1.199$  kW, respectivamente [Figura 3.12 (f)].

Cabe destacar que estos picos de potencias instantáneas activas ( $P_s$  y  $P_c$ ) se dan, en la mayoría de los casos, casi en el instante 0.02 s cuando la referencia de potencia reactiva pasa de 0 a  $-Q_L$ , esto es, durante el estado transitorio.

En lo que se refiere al seguimiento de potencia activa (referencia  $P_c^* = 0$ ), de acuerdo con los resultados de simulación mostrados en las **Figuras 3.12** (a) al (f), se puede concluir que la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes presenta una mejor respuesta en estado estacionario y en estado transitorio (potencia activa  $P_s$  vista desde la red eléctrica).



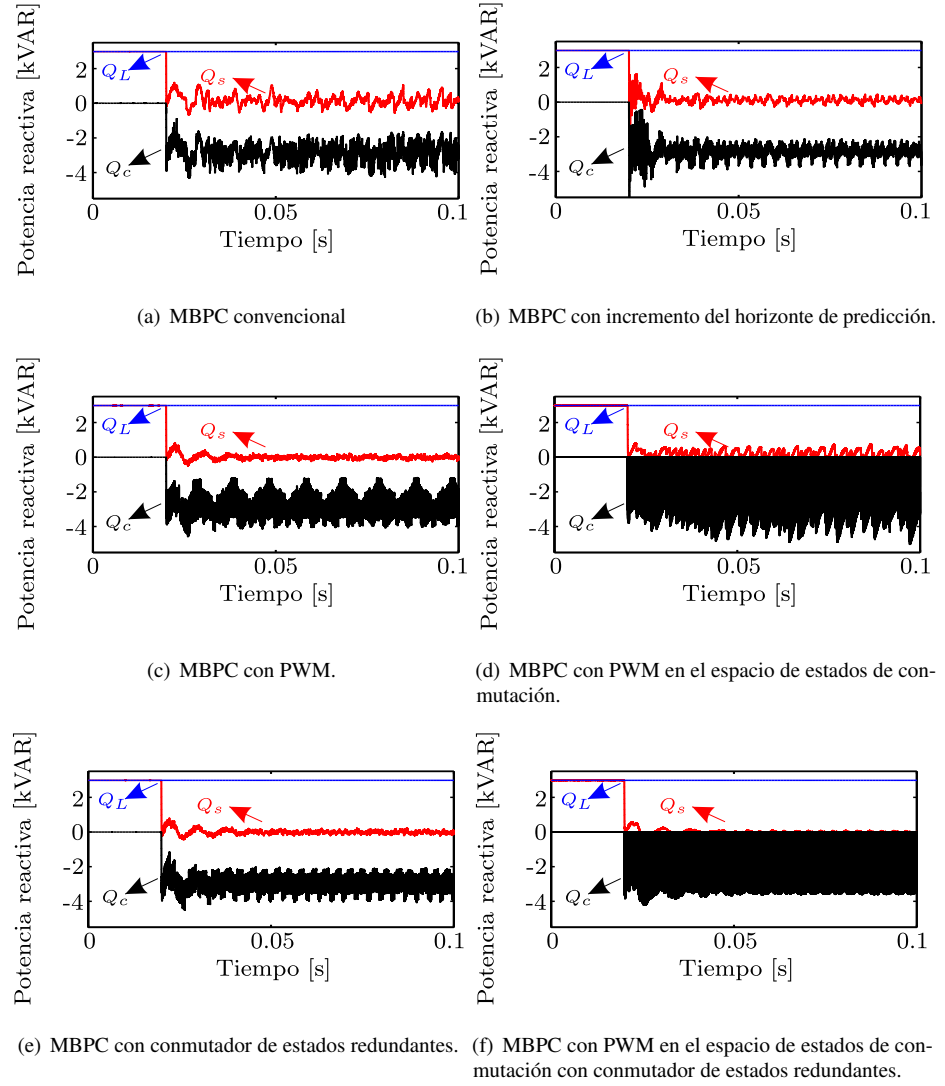
**Figura 3.12** Potencias instantáneas activas.

Las **Figuras 3.13** (a) al (f) muestran el efecto de la compensación instantánea de la potencia reactiva, para cada una de las técnicas MBPC implementadas. De los resultados de las simulaciones se pueden observar que, para todos los casos, la potencia reactiva  $Q_c$  suministrada por el STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB cambia repentinamente para compensar la potencia reactiva mostrando una rápida respuesta dinámica durante el transitorio ( $Q_s$  se aproxima a cero en menos de  $t < 0.001$  s aproximadamente), cuando la referencia de potencia reactiva  $Q_c^*$  pasa de 0 a  $-Q_L$ .

Siendo la potencia reactiva requerida por la carga  $Q_L = 2.982$  kVAR, la técnica MBPC convencional arroja un valor máximo de  $Q_s$  de 1.198 kVAR y un valor mínimo de  $-670$  VAR [**Figura 3.13** (a)]. Así también, los valores máximo y mínimo de  $Q_c$  son  $-891$  VAR y  $-4.319$  kVAR, respectivamente. La técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción arroja un valor máximo de  $Q_s$  de 1.223 kVAR y un valor mínimo de  $-774$  VAR y, los valores máximo y mínimo de  $Q_c$  son  $-305$  VAR y  $-5.004$  kVAR, respectivamente [**Figura 3.13** (b)]. Para el caso de la técnica MBPC con PWM el valor máximo de  $Q_s$  es de 839 VAR y el valor mínimo es de  $-503$  VAR [**Figura 3.13** (c)]. Así también, los valores máximo y mínimo de  $Q_c$  son  $-1.173$  kVAR y  $-4.583$  kVAR, respectivamente. La técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación arroja un valor máximo de  $Q_s$  de 824 VAR y un valor mínimo de  $-550$  VAR y, los valores máximo y mínimo de  $Q_c$  son 0.224 VAR y  $-5.032$  kVAR, respectivamente [**Figura 3.13** (d)]. Para el caso de la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes el valor máximo de  $Q_s$  es de 796 VAR y el valor mínimo es de  $-451$  VAR [**Figura 3.13** (e)]. Así también, los valores máximo y mínimo de  $Q_c$  son  $-1.154$  kVAR y  $-4.518$  kVAR, respectivamente. Por último, la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes, arroja un valor máximo de  $Q_s$  de 580 VAR y un valor mínimo de  $-362$  VAR y, los valores máximo y mínimo de  $Q_c$  son 0.022 VAR y  $-4.206$  kVAR, respectivamente [**Figura 3.13** (f)].

Al igual que para el caso de las potencias instantáneas activas de las **Figuras 3.12** (a) al (f), los picos de potencias instantáneas reactivas ( $Q_s$  y  $Q_c$ ) se dan, en la mayoría de los casos, casi en el instante 0.02 s cuando la referencia de potencia reactiva pasa de 0 a  $-Q_L$ , esto es, durante el estado transitorio.

En lo que se refiere al seguimiento de potencia reactiva (referencia  $Q_c^* = -Q_L$ ), de acuerdo con los resultados de las simulaciones mostrados en las **Figuras 3.13** (a) al (f), se puede concluir que la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes presenta una mejor respuesta en estado estacionario y en estado transitorio (potencia reactiva  $Q_s$  vista desde la red eléctrica).

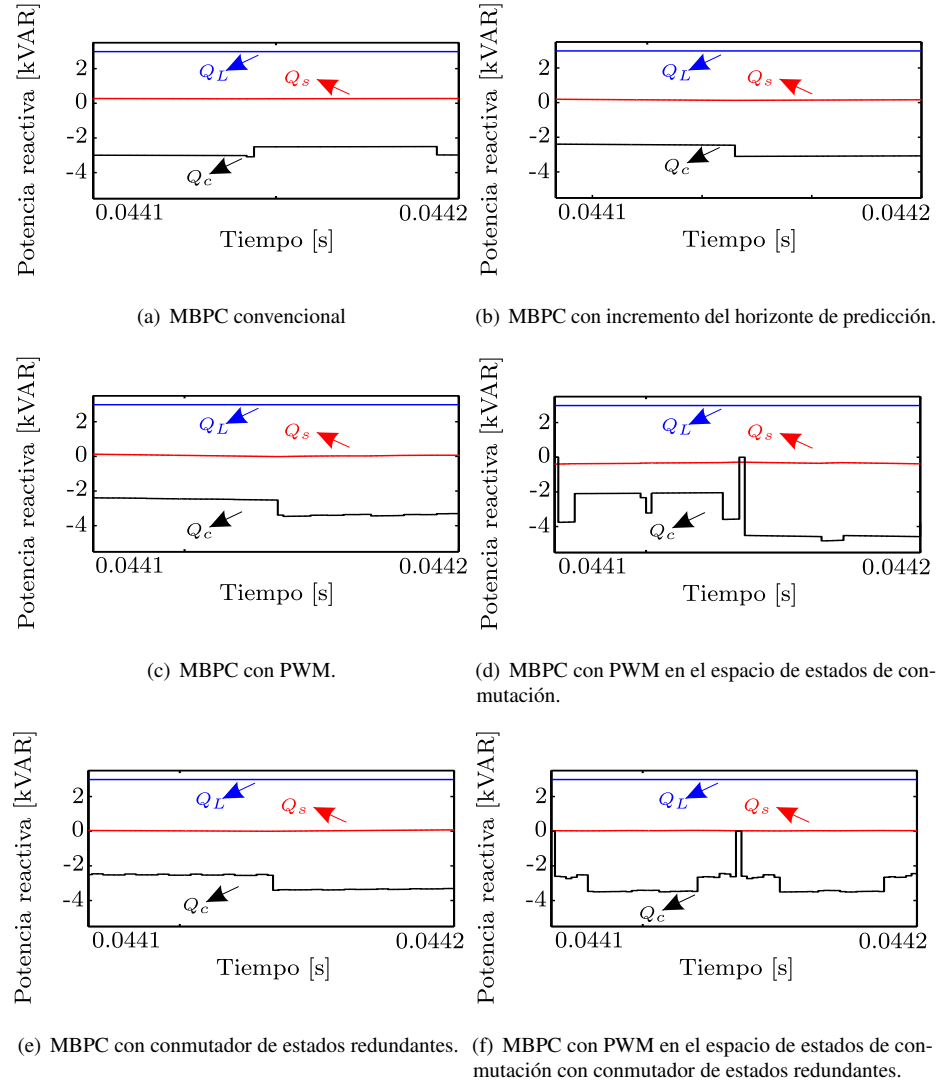


**Figura 3.13** Referencia y compensación de potencia instantánea reactiva.

En las **Figuras 3.14** (a) al (f) pueden apreciarse el efecto de la aplicación de uno o varios niveles de tensión (debido a uno o varios estados de conmutación) en la compensación instantánea de la potencia reactiva para cada uno de los distintos algoritmos de control predictivo propuestos, en el intervalo de  $0.044$  s a  $0.044 + 4T_m$  s.

En la **Figura 3.14** (a) puede apreciarse el efecto de la aplicación de un nivel de tensión (debido a un determinado estado de conmutación) en la compensación instantánea de la potencia reactiva para el caso de la técnica MBPC convencional. Se observa el efecto producido en la compensación instantánea de la potencia reactiva cuando el mismo nivel de tensión es aplicado un periodo de muestreo anterior, para el caso de la técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción [**Figura 3.14** (b)]. De esta manera se aprecia el efecto de la compensación de retardo gracias a una segunda etapa de predicción. El mismo nivel de tensión es aplicado en el mismo periodo de muestreo para el caso del MBPC con PWM y para el caso del MBPC con conmutador de estados redundantes, que para el caso del MBPC convencional, cuyos efectos en las potencias instantáneas reactivas pueden observarse en las **Figuras 3.14** (c) y **3.14** (e), respectivamente. Además se observan ligeras fluctuaciones debidas a la incorporación de una etapa de modulación PWM [**Figura 3.14** (c)] y a la aplicación de todos los estados redundantes de dicho nivel de tensión [**Figura 3.14** (e)]. Puede observarse el efecto producido en la compensación instantánea de la potencia reactiva debido al patrón de conmutación propuesto, mostrado en la **Figura 3.6**, de las técnicas MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación y MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes en las **Figuras 3.14** (d) y **3.14** (f), respectivamente. Los picos elevados son consecuencia de la aplicación del estado nulo en el patrón de conmutación propuesto para el caso de la **Figura 3.14** (d) y de la aplicación del nivel nulo en el patrón de conmutación propuesto para el caso de la **Figura 3.14** (f).





**Figura 3.14** Referencia y compensación de potencia instantánea reactiva debido al patrón de conmutación.

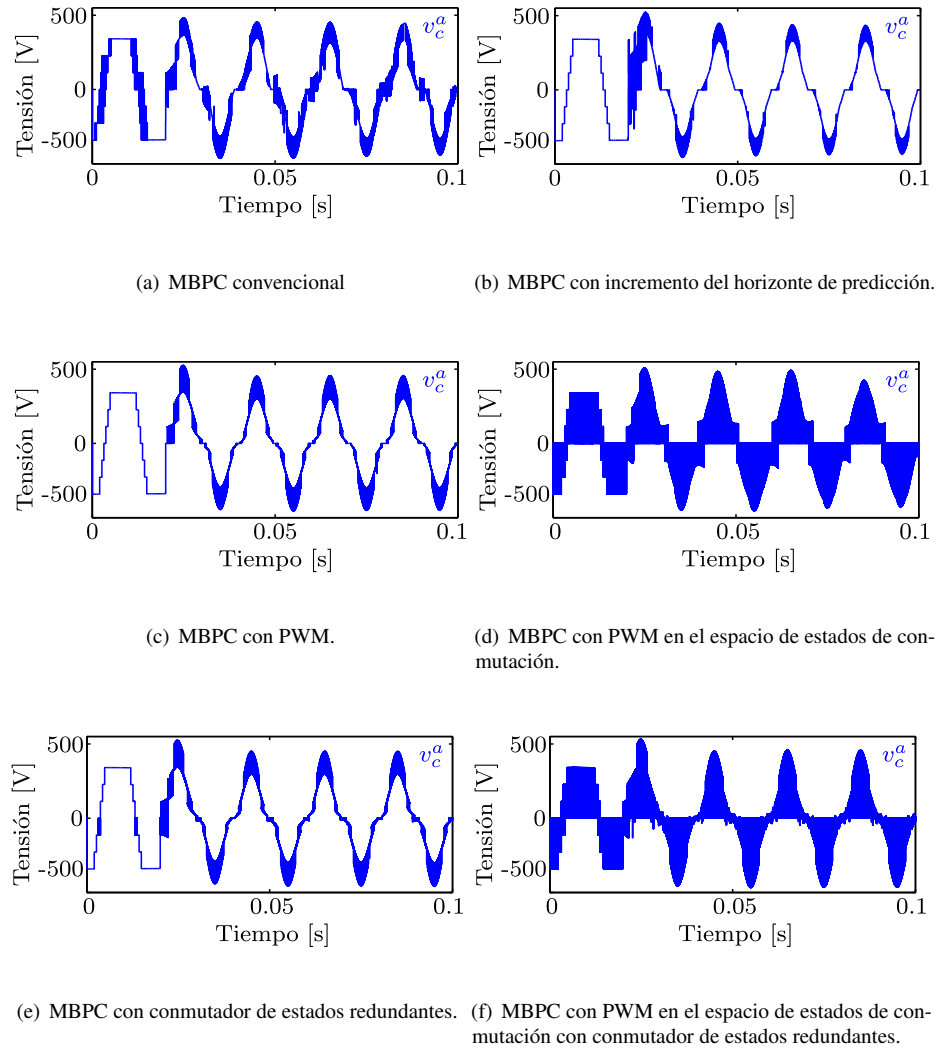
Las tensiones de salida  $v_c^a$  del STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB, para cada una de las técnicas MBPC implementadas, se muestran en las **Figuras 3.15** (a) al (f). Se obtiene una tensión de salida  $v_c^a$  más sinusoidal utilizando las técnicas MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación [**Figura 3.15** (d)] y MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes [**Figura 3.15** (f)], con respecto a las tensiones  $v_c^a$  en las demás técnicas, esto principalmente debido al patrón de conmutación propuesto.

La técnica MBPC convencional arroja un valor máximo alcanzado de tensión de salida en la fase  $a$  ( $v_c^a$ ) de 483 V y un valor mínimo de  $-464$  V [**Figura 3.15** (a)]. La técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción arroja un valor máximo de  $v_c^a$  de 525 V y un valor mínimo de  $-447$  V [**Figura 3.15** (b)]. Para el caso de la técnica MBPC con PWM el valor máximo alcanzado de  $v_c^a$  de 526 V y un valor mínimo de  $-456$  V [**Figura 3.15** (c)]. La técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación arroja un valor máximo de  $v_c^a$  de 508 V y un valor mínimo de  $-455$  V [**Figura 3.15** (d)]. Para el caso de la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes el valor máximo alcanzado de  $v_c^a$  de 525 V y un valor mínimo de  $-460$  V [**Figura 3.15** (e)]. Por último, la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes, arroja un valor máximo de  $v_c^a$  de 533 V y un valor mínimo de  $-467$  V [**Figura 3.15** (f)].

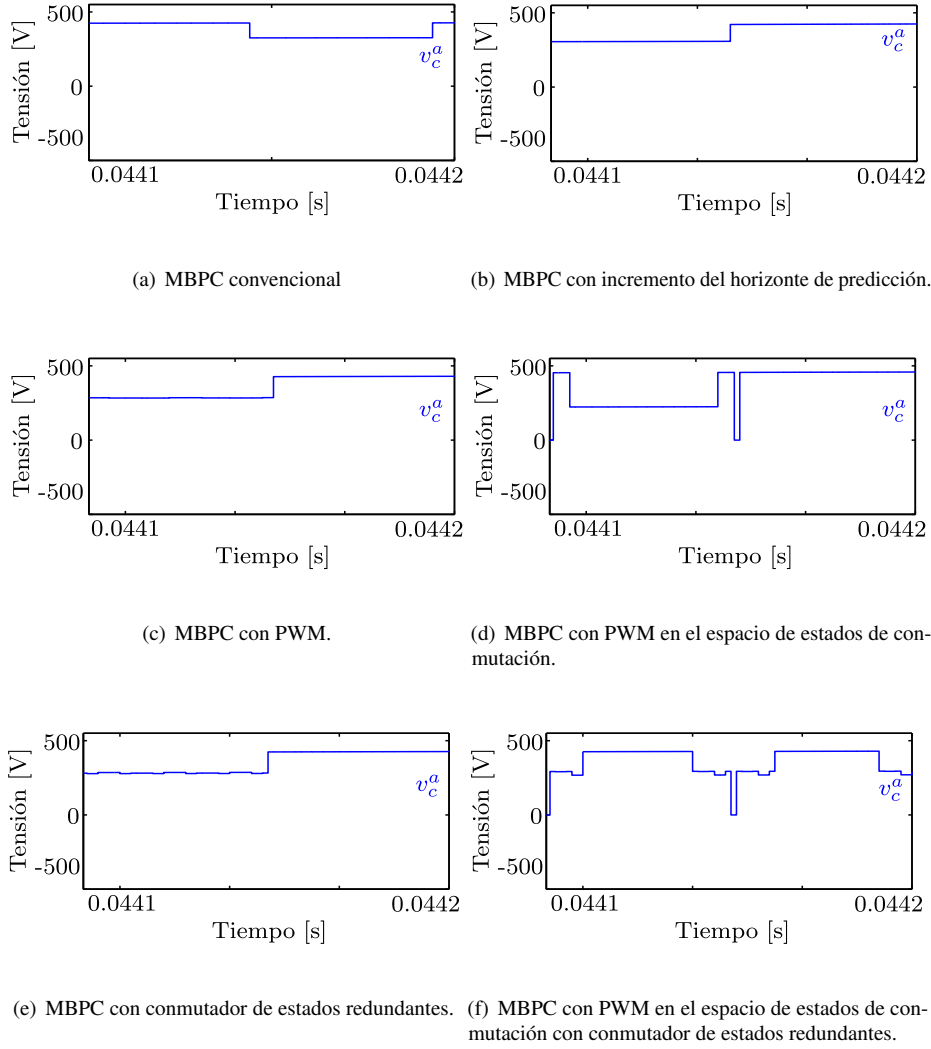
En las **Figuras 3.16** (a) al (f) pueden apreciarse el efecto de la aplicación de uno o varios niveles de tensión (debido a uno o varios estados de conmutación) en la tensión de salida  $v_c^a$  del STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB para cada uno de los distintos algoritmos de control predictivo propuestos, en el intervalo de  $0.044$  s a  $0.044 + 4T_m$  s.

En la **Figura 3.16** (a) puede apreciarse el efecto de la aplicación de un nivel de tensión (determinado estado de conmutación) en la tensión de salida  $v_c^a$  del STATCOM para el caso de la técnica MBPC convencional. Se observa como el mismo nivel de tensión es aplicado un periodo de muestreo anterior, para el caso de la técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción [**Figura 3.16** (b)], mostrando así, el efecto de la compensación de retardo debido la segunda etapa de predicción. El mismo nivel de tensión es aplicado en el mismo periodo de muestreo para el caso del MBPC con PWM y para el caso del MBPC con conmutador de estados redundantes, que para el caso del MBPC convencional, cuyos efectos en las tensiones de salida pueden observarse en las **Figuras 3.16** (c) y **3.16** (e), respectivamente. Además se observan ligeras fluctuaciones debidas a la incorporación de una etapa de modulación PWM [**Figura 3.16** (c)] y a la aplicación de todos los estados redundantes de dicho nivel de tensión [**Figura 3.16** (e)]. Se observa como los estados óptimos activos y el nulo [**Figura 3.16** (d)], para el caso MBPC con PWM en el espacio

de estados de conmutación y los niveles óptimos activos y el nulo [Figura 3.16 (f)], para el caso MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes, aplicados al STATCOM durante un período de muestreo, muestran la secuencia propuesta.



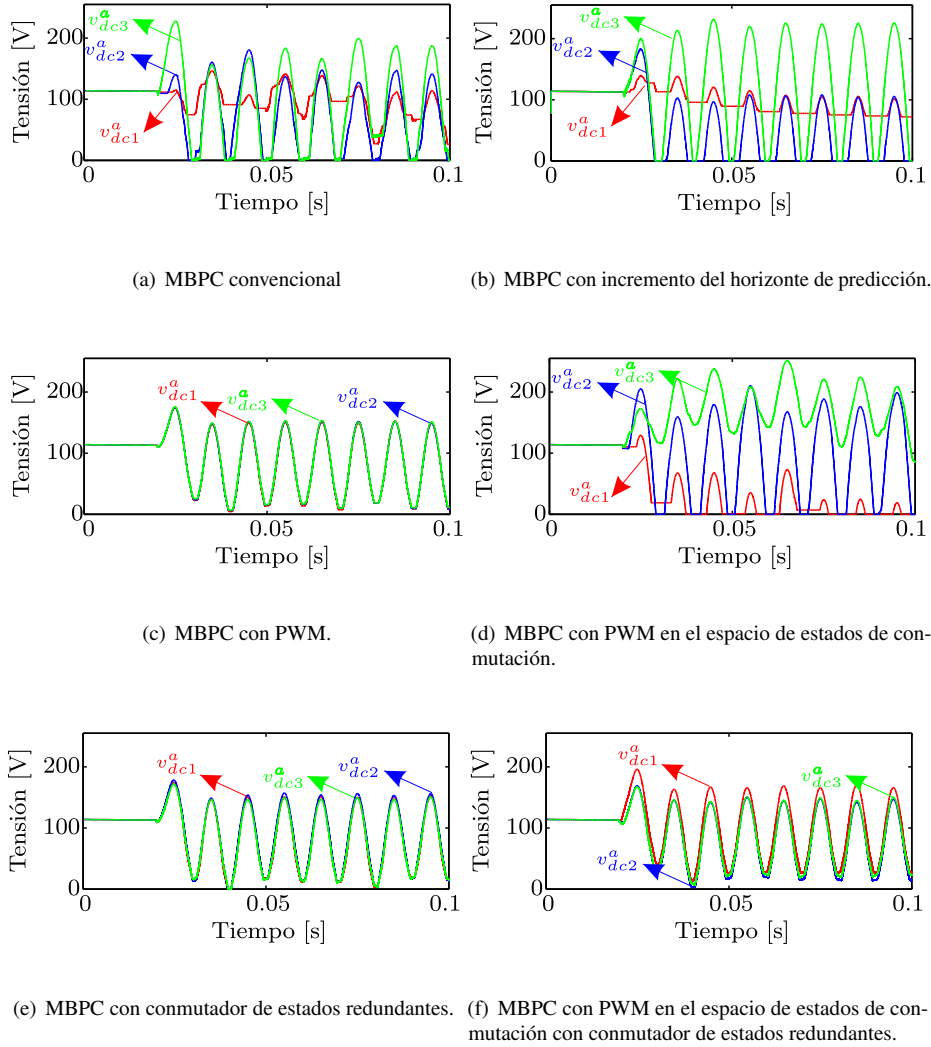
**Figura 3.15** Tensión de salida  $v_c^a$  del convertidor multinivel CHB.



**Figura 3.16** Patrón de conmutación de la tensión de salida  $v_c^a$  del convertidor multinivel CHB.

La evolución de las tensiones en los capacitores de la fase  $a$  del STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB se muestran en las **Figuras 3.17** (a) al (f). Se obtiene un mejor rendimiento en términos de ondulación de tensión y un proceso de carga/descarga en los capacitores, casi en simultáneo, de las celdas Puente-H correspondientes a la fase  $a$ , utilizando las técnicas MBPC con PWM y MBPC con conmutador de estados redundantes con respecto a las demás técnicas MBPC implementadas, tal como se muestra en las **Figuras 3.17** (c) y **3.17** (e), respectivamente.

La técnica MBPC convencional arroja un valor máximo alcanzado de tensión de uno de los capacitores ( $v_{dc3}^a$ ) de 227 V, (siendo la tensión inicial en los capacitores de 114 V, para todos los casos). Se puede observar como la carga y descarga de los capacitores se da de manera asíncrona [**Figura 3.17** (a)], lo cual deteriora la calidad de la tensión de salida del STATCOM y, por tanto, su rendimiento en general. La técnica MBPC con incremento del horizonte de predicción arroja un valor máximo de  $v_{dc3}^a$  de 241 V [**Figura 3.17** (b)]. También para este caso, el proceso de carga y descarga de los capacitores se da de manera asíncrona. Para el caso de la técnica MBPC con PWM el valor máximo alcanzado en las tensiones de los capacitores es de aproximadamente 176 V [**Figura 3.17** (c)], siendo la técnica que presenta mejor ondulación de tensión en los capacitores. Así también, puede observarse la simultaneidad en el proceso de carga y descarga de los capacitores. La técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación arroja un valor máximo de  $v_{dc3}^a$  de 251 V [**Figura 3.17** (d)], mostrando un proceso de carga/descarga asíncrono. Para el caso de la técnica MBPC con conmutador de estados redundantes el valor máximo alcanzado en las tensiones de los capacitores es de aproximadamente 178 V [**Figura 3.17** (e)]. Similar al caso de la **Figura 3.17** (c) el proceso de carga y descarga de los capacitores se realiza de manera simultánea. Por último, la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes, arroja un valor máximo de  $v_{dc1}^a$  de 196 V [**Figura 3.17** (b)], presentando una ondulación y un proceso de carga/descarga de los capacitores aceptables.

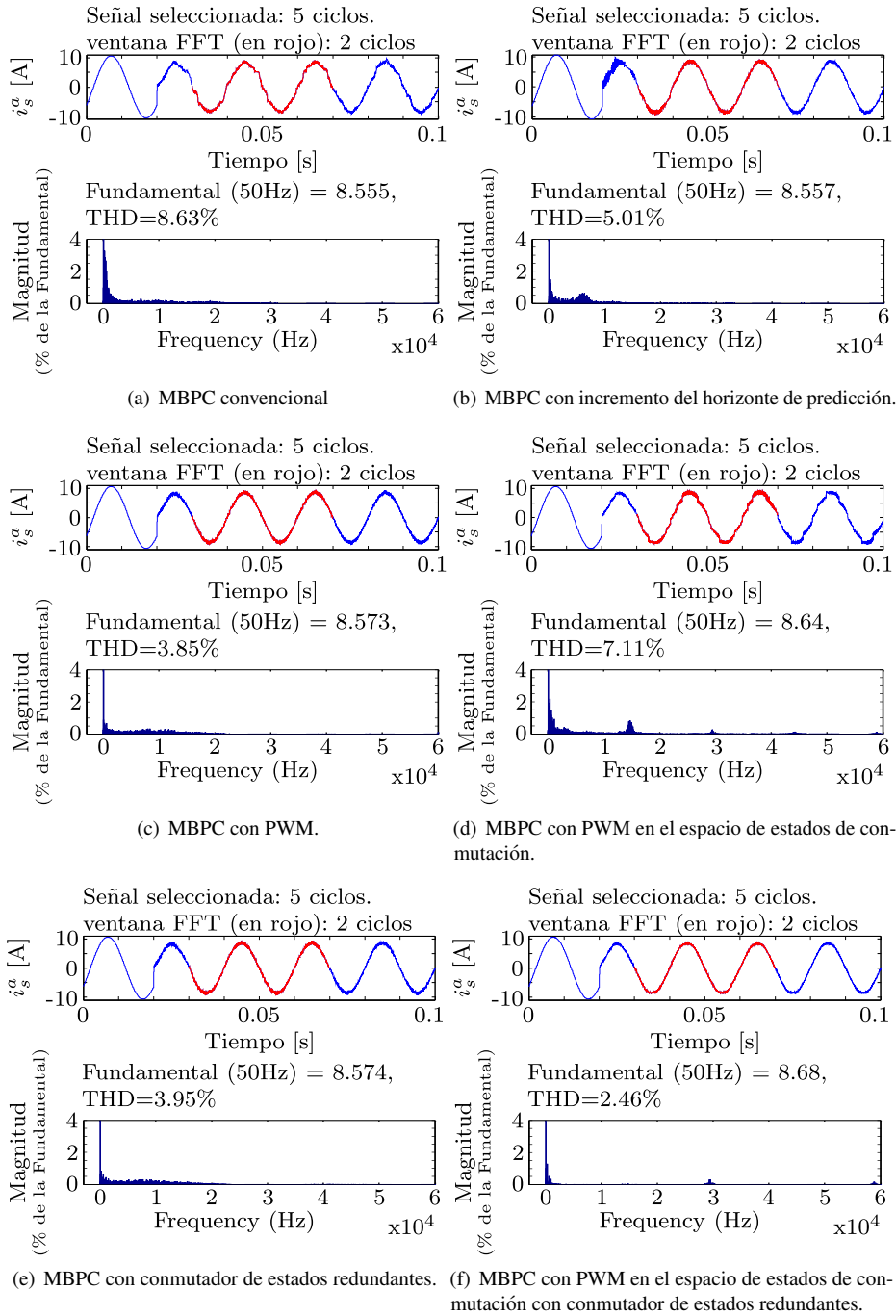


**Figura 3.17** Evolución de las tensiones en los capacitores de la fase  $a$  del convertidor multinivel CHB.

Las porciones de interés para el calculo del valor del parámetro THD de la corriente de la fase  $a$  de la red eléctrica ( $i_s^a$ ), para cada una de las técnicas MBPC implementadas, pueden apreciarse en las **Figura 3.18** (a) al (f). Así también, las porciones de interés para el calculo del valor del parámetro THD de la tensión de salida de la fase  $a$  ( $v_c^a$ ), pueden apreciarse en las **Figura 3.19** (a) al (f). En todos los casos, dichas porciones se toman en el intervalo 0.03 s a 0.07 s (dos ciclos) y, considerando el paso de simulación de 1  $\mu$ s, resulta un total de 40000 muestras para el cálculo de los parámetros THD.

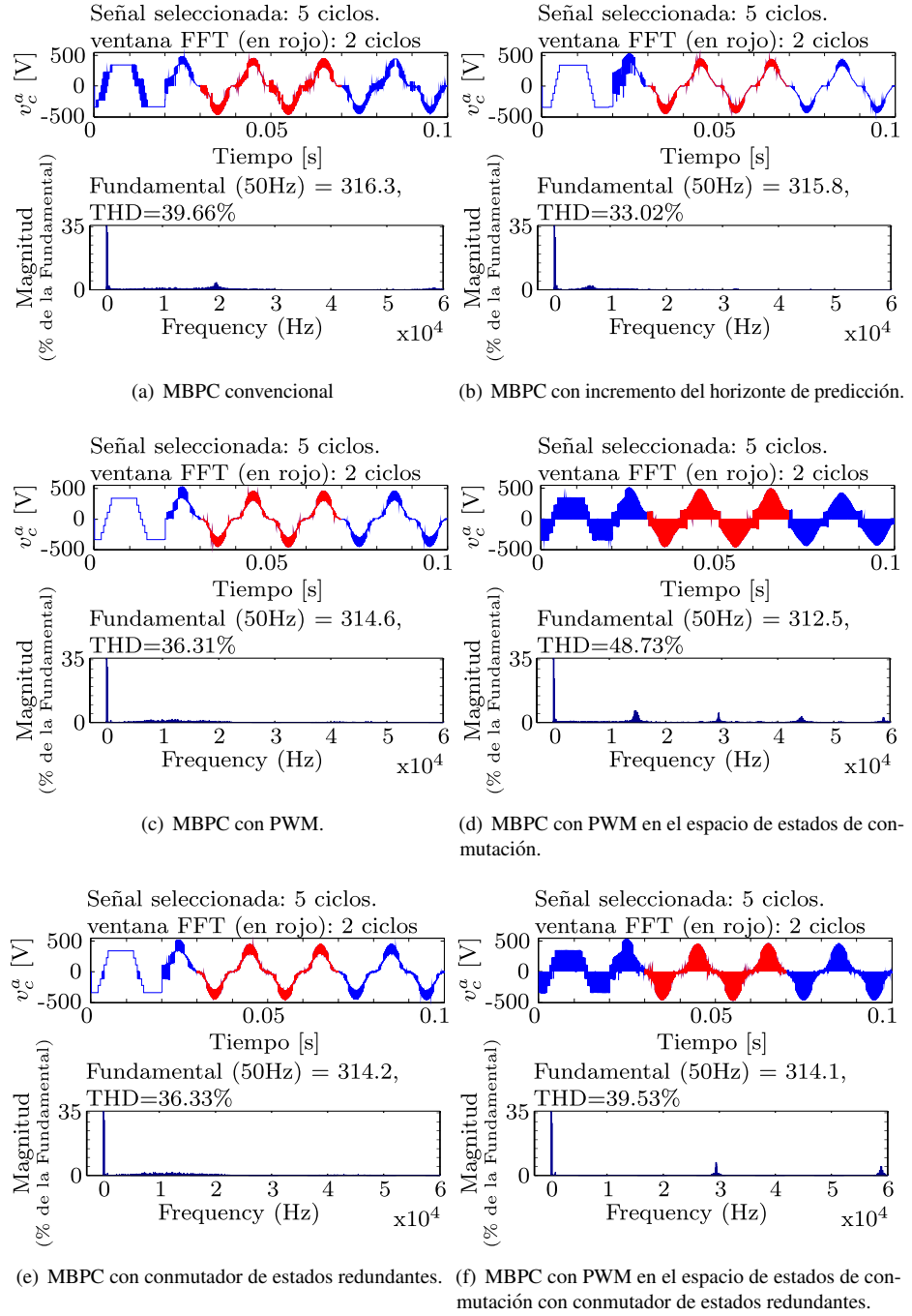
Las **Figuras 3.18** (a) al (f) muestran el comportamiento del parámetro THD de la corriente de la fase  $a$  de la red eléctrica ( $i_s^a$ ). De los resultados de las simulaciones se puede observar que el parámetro THD obtenido con la técnica MBPC convencional da un valor de 8.63 % [**Figura 3.18** (a)], el MBPC con incremento del horizonte de predicción reduce el parámetro THD en aproximadamente 41.8 % (de 8.63 % a 5.01 %) [**Figura 3.18** (b)], la reducción en el parámetro THD es de aproximadamente el 55.3% (de 8.63 % a 3.85 %) para el caso del MBPC con PWM [**Figura 3.18** (c)], una reducción del 17.6% (de 8.63 % a 7.11 %) para el caso de la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación [**Figura 3.18** (d)], el parámetro THD se reduce aproximadamente en 54.2% (de 8.63 % a 3.95 %) para el caso del MBPC con conmutador de estados redundantes [**Figura 3.18** (e)] y en 71.5% (8.63 % a 2.46 %) para el caso del MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes [**Figura 3.18** (f)].

Las **Figuras 3.19** (a) al (f) muestran el comportamiento del parámetro THD de la tensión de salida de la fase  $a$  del STATCOM basado en el convertidor multinivel CHB ( $v_c^a$ ). De los resultados de la simulación se puede observar que el parámetro THD obtenido con la técnica MBPC convencional da un valor de 39.66 % [**Figura 3.19** (a)], el MBPC con incremento del horizonte de predicción reduce el parámetro THD en aproximadamente 16.7 % (de 39.66 % a 33.02 %) [**Figura 3.19** (b)], la reducción en el parámetro THD es de aproximadamente el 8.4% (de 39.66 % a 36.31 %) para el caso del MBPC con PWM [**Figura 3.19** (c)], un aumento del 22.9% (de 39.66 % a 48.73 %) para el caso de la técnica MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación [**Figura 3.19** (d)], el parámetro THD se reduce aproximadamente en 8.4% (de 39.66 % a 36.33 %) para el caso del MBPC con conmutador de estados redundantes [**Figura 3.19** (e)] y en 0.3% (de 39.66 % a 39.53 %) para el caso del MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes [**Figura 3.19** (f)].



**Figura 3.18** THD de la corriente de la red eléctrica  $i_s^a$ .





**Figura 3.19** THD de la tensión de salida  $v_c^a$  del convertidor multinivel CHB.

### 3.7 Conclusiones del capítulo

En el presente capítulo se han presentado las estrategias de control que mejoran la eficiencia del MBPC convencional. En particular se puede concluir que las técnicas MBPC con PWM y MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes presentan mejores prestaciones que las demás técnicas de control estudiadas en lo que se refiere principalmente a la minimización del parámetro MSE para el seguimiento de corriente, como así también la reducción del parámetro THD de la corriente de la red eléctrica y el balance de tensiones en los capacitores. Por otro lado, se concluye que las mejoras introducidas se dan tanto en estado estacionario como en estado transitorio. Resultados similares se obtuvieron para las fases *b* y *c*.

## CAPÍTULO 4

---

# CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

---

### 4.1 Principales conclusiones

La presente Tesis de Maestría ha abordado el estudio de estrategias de control predictivo basado en el modelo aplicado a compensadores estáticos utilizando convertidores multiniveles Puente-H en cascada. Las principales contribuciones y conclusiones se resumen a continuación:

- Se elaboró un modelo matemático capaz de describir el comportamiento dinámico del convertidor multinivel Puente-H en cascada para aplicaciones en compensadores estáticos, así como también su correspondiente modelo de simulación utilizando la herramienta Matlab/Simulink con la finalidad de evaluar mediante simulaciones estrategias de control en tiempo discreto basadas en el control predictivo.
- Se han implementado algoritmos de control en tiempo discreto basados en el control predictivo aplicados al convertidor multinivel Puente-H en cascada para aplicaciones en compensadores estáticos.

- Se han propuesto tres técnicas novedosas de control en tiempo discreto basados en el control predictivo como aporte al estado del arte del control de convertidores multiniveles Puente-H en cascada para aplicaciones en compensadores estáticos. Las dos primeras se basan en una operación a frecuencia de conmutación fija (MBPC con PWM y MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación) y la tercera se basa en una operación en simultáneo de los enlaces *dc* (MBPC con conmutador de estados redundantes).
- Se han analizado y evaluado estrategias de control en tiempo discreto basadas en el control predictivo aplicados al convertidor multinivel Puente-H en cascada para aplicaciones en compensadores estáticos. Según los resultados teóricos a nivel de simulación presentados, se concluye que las técnicas MBPC con PWM y MBPC con PWM en el espacio de estados de conmutación con conmutador de estados redundantes presentan mejores prestaciones que las demás técnicas de control estudiadas en lo que se refiere a los índices de calidad utilizados (parámetros MSE y THD) y el balance de tensiones en los capacitores.
- Los resultados obtenidos han dado como resultado varios artículos en conferencias internacionales y un capítulo de libro (documentación técnica del proyecto de investigación 14-INV-096). La Tabla 4.1 contiene un resumen de los logros obtenidos.

**Tabla 4.1** Resumen de los logros obtenidos durante la Tesis de Maestría.

| PRODUCCIÓN/ACTIVIDAD                | NÚMERO |
|-------------------------------------|--------|
| Capítulos de libro                  | 1      |
| Artículos publicados en conferencia | 6      |
| Participación en proyectos de I+D   | 1      |

## 4.2 Trabajos Futuros

Algunos aspectos más relevantes, a juicio de la presente Tesis, en los convertidores multiniveles Puente-H en cascada para aplicaciones en compensadores estáticos a seguir investigando en trabajos futuros son:

- Evaluar las pérdidas de conmutación y de conducción por ciclo en el convertidor multinivel CHB en cada celda Puente-H.

- Investigar el efecto que origina la energía circulante entre cada una de las celdas Puente-H del convertidor multinivel CHB.
- Implementar las estrategias de control en tiempo discreto basadas en el control predictivo aplicadas al convertidor multinivel Puente-H en cascada para aplicaciones en compensadores estáticos, realizadas en la presente Tesis, en algún procesador como un DSP o FPGA.
- Analizar nuevas soluciones orientadas al control predictivo basadas en la búsqueda de simplificaciones para disminuir el costo computacional en las estrategias de control realizadas en la presente Tesis.
- Investigar el efecto de la utilización de distintos patrones de conmutación para las técnicas de control predictivo con modulación por ancho de pulso en el espacio de estados de conmutación.
- Validar experimentalmente la información obtenida en la presente Tesis de Maestría.



## REFERENCIAS

---

- [1] Agencia Internacional de Energía (AIE), World Energy Outlook 2016. RESUMEN EJECUTIVO Spanish translation. [Online]. Available: [https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/WEO2016\\_ExecutiveSummary\\_Spanishversion.pdf](https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/WEO2016_ExecutiveSummary_Spanishversion.pdf)
- [2] Comisión Económica para América Latina y el Caribe (2008). Energía y cambio climático: oportunidades para una política energética integrada para América Latina y el Caribe. [Online]. Available: <http://www.eclac.org/publicaciones/xml/7/35097/lcw218e.pdf>
- [3] Vice Ministerio de Minas y Energías (2016). Balance Energético Nacional 2015. [Online]. Available: <http://www.ssme.gov.py/vmme/pdf/balance2015/Balance%20Energetico%20Nacional%202015.pdf>
- [4] Administración Nacional de Electricidad, Línea de Transmisión 500 kV CH Yacyreta – Ayolas - Villa Hayes. [Online]. Available: <http://www.ande.gov.py/documentos/ANALISISAMBIENTALYSOCIALPR-L1058.pdf>
- [5] Comité Nacional de Eficiencia Energética (2014). PLAN NACIONAL DE EFICIENCIA DE LA REPÚBLICA DE PARAGUAY. [Online]. Available: <http://www.ssme.gov.py/vmme/pdf/eficiencia/PNEE-CNEE%20-%20FINAL.pdf>
- [6] B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, *Power quality: problems and mitigation techniques*. John Wiley & Sons, 2015.

- [7] S. A. Kamran and J. Muñoz, "Study of a state-of-the art M-STATCOM," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 2733–2738.
- [8] Y. Neyshabouri, H. Iman-Eini, and M. Miranbeigi, "State feedback control strategy and voltage balancing scheme for a transformer-less static synchronous compensator based on cascaded h-bridge converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 6, pp. 906–917, 2015.
- [9] S. Ananthavel, S. Padmanaban, S. Shanmugham, F. Blaabjerg, A. H. Ertas, and V. Fedak, "Analysis of enhancement in available power transfer capacity by statcom integrated smes by numerical simulation studies," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 19, no. 2, pp. 671 – 675, 2016.
- [10] L. K. Haw, M. S. Dahidah, and H. A. Almurib, "A new reactive current reference algorithm for the STATCOM system based on cascaded multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3577–3588, 2015.
- [11] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, 2014.
- [12] P. M. Balasubramaniam and S. U. Prabha, "Power quality issues, solutions and standards: A technology review," *Journal of Applied Science and Engineering*, vol. 18, no. 4, pp. 371–380, 2015.
- [13] "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [14] M. Alam and M. Gain, "Power Quality Problems and Solutions : An Overview," vol. 3, no. 10, pp. 1024–1030, 2014.
- [15] S. Shahewar and R. Maloth, "Power Quality Issues and Their Mitigation Techniques," pp. 55–61, 2014.
- [16] A. H. Ukande, S. L. Tiwari, S. G. Kadwane, and A. Kadu, "Generalise PQ theory with SPWM for single phase shunt active filter applications," *Proc. PCITC*, pp. 89–94, 2016.
- [17] C. A. Sepulveda, J. A. Munoz, J. R. Espinoza, M. E. Figueroa, and C. R. Baier, "FPGA v/s DSP performance comparison for a VSC-based STATCOM control application," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 3, pp. 1351–1360, 2013.
- [18] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, *Power electronics and motor drives*. CRC Press, 2016.
- [19] R. Nedumaran and P. S. Kumar, "A Control Scheme of Cascaded Multilevel Inverter Based D-STATCOM for Improving the Voltage Control and Reduce Total Harmonics Distortion," vol. 4, no. 3, pp. 1260–1266, 2015.
- [20] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, 2007.
- [21] N. N. V. S. Babu and K. A. Hosani, "A novel DC voltage control for a cascade H-bridge multilevel STATCOM," *Proc. IECON*, pp. 3330–3335, 2016.



- [22] M. Zygmanski, B. Grzesik, and J. Michalak, "Power conditioning system with cascaded H-bridge multilevel converter — DC-link voltage balancing method," *Proc. EPE*, pp. 1–10, 2011.
- [23] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [24] P. Cortés, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [25] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
- [26] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [27] P. Acuna, V. Agelidis, L. Moran, and M. Rivera, "Simple and robust multi-objective predictive control method for a single-phase three-level NPC converter based active power filter," *Proc. IECON*, pp. 4708–4714, 2014.
- [28] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, P. Wheeler, J. C. Clare, and S. Bifaretti, "Multiobjective Modulated Model Predictive Control for a Multilevel Solid-State Transformer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 5, pp. 4051–4060, 2015.
- [29] C. D. Townsend, S. Cox, A. J. Watson, T. Summers, R. Betz, and J. C. Clare, "Voltage balancing characteristics for a cascaded H-bridge multi-level STATCOM employing space vector modulation," in *Proc. EPE/PEMC*, 2012, pp. DS3b.3–1 – DS3b.3–7.
- [30] Y. Rong-feng, C. He, S. Sun-ke, Y. Yong, and X. Dian-Guo, "A novel voltage balancing modulation scheme used in cascaded H-bridge multilevel STATCOMs," in *Proc. ECCE*, 2013, pp. 820–825.
- [31] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Phase-shifted carrier modulation techniques for cascaded H-bridge multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6684–6696, 2015.
- [32] C. D. Townsend, S. Cox, A. J. Watson, T. Summers, R. Betz, and J. C. Clare, "Voltage balancing characteristics for a cascaded H-bridge multi-level STATCOM employing space vector modulation," in *Proc. EPE/PEMC*, 2012, pp. DS3b.3–1 – DS3b.3–7.
- [33] Y. Deng, K. H. Teo, C. Duan, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5204–5217, 2014.
- [34] J. Muñoz, J. Rohten, J. Espinoza, P. Melin, C. Baier, and M. Rivera, "Review of current control techniques for a cascaded H-bridge STATCOM," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 3085–3090.

- [35] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded H-Bridge inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, 2010.
- [36] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Multigoal heuristic model predictive control technique applied to a cascaded H-Bridge STATCOM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1191–1200, 2012.
- [37] R. P. Aguilera, Y. Yu, P. Acuña, G. Konstantinou, C. D. Townsend, B. Wu, and V. G. Agelidis, "Predictive control algorithm to achieve power balance of cascaded H-bridge converters," in *Proc. PRECEDE*, 2015, pp. 49–54.
- [38] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. C. Clare, M. Degano, and S. Bifaretti, "Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 1610–1620, 2015.
- [39] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Muñoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 2224–2229.
- [40] M. Rivera, "A new predictive control scheme for a VSI with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency," in *Proc. POWERENG*, 2015, pp. 617–622.
- [41] M. Tomlinson, T. Mouton, and R. Kennel, "Finite-control-set model predictive control with a fixed switching frequency vs. linear control for current control of a single-leg inverter," in *Proc. PRECEDE*, 2015, pp. 109–114.
- [42] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. D. Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Proc. EPE/ECCE*, 2015, pp. 1–10.
- [43] M. Vijayagopal, L. Empringham, L. de Lillo, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Current control and reactive power minimization of a direct matrix converter induction motor drive with modulated model predictive control," in *Proc. PRECEDE*, 2015, pp. 103–108.
- [44] R. Rabbeni, L. Tarisciotti, A. Gaeta, A. Formentini, P. Zanchetta, M. Pucci, M. Degano, and M. Rivera, "Finite states modulated model predictive control for active power filtering systems," in *Proc. ECCE*, 2015, pp. 1556–1562.
- [45] M. Norambuena, H. Yin, S. Dieckerhoff, and J. Rodriguez, "Improved finite control set model predictive control with fixed switching frequency for three phase npc converter," in *Proc. PCIM*, 2016, pp. 1–8.
- [46] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, and J. C. Clare, "Modulated model predictive control for a seven-level cascaded H-bridge back-to-back converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5375–5383, 2014.

## PARTE III

---

# PUBLICACIONES

---

Los artículos científicos cubiertos en la presente Tesis de Maestría publicados en congresos internacionales de renombrado prestigio son los siguientes:

1. R. Gregor, A. Renault, **L. Comparatore**, J. Pacher, J. Rodas, D. Gregor, "Finite-States Model Predictive Control with Increased Prediction Horizon for a 7-Level Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM," The 19th World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics: WMSCI 2016, Orlando, FL, Estados Unidos, Jul. 05-08, 2016.
2. R. Gregor, **L. Comparatore**, A. Renault, J. Rodas, J. Pacher, S. Toledo, M. Rivera, "A Novel Predictive-Fixed Switching Frequency Technique for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM," The 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society: IEEE-IECON2016, Florence, Italia, Oct. 23-27, 2016.

3. **L.Comparatore**, J. Rodas, M. Rivera, R. Gregor, J. Pacher, J. Muñoz, P. Sanjeevikumar, "Model Based Predictive Control with a Fixed Switching Frequency Applied to a Single-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM," IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications: ICIEA 2017, Siem Reap, Camboya, Jun. 18-20, 2017.
4. **L.Comparatore**, J. Rodas, R. Gregor, J. Pacher, A. Renault, M. Rivera, "Model Based Predictive Current Control for a Three-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM Operating at Fixed Switching Frequency," IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems: PEDG 2017, Florianopolis, Brazil, Abr. 17-21, 2017.
5. **L.Comparatore**, A. Renault, J. Pacher, R. Gregor, J. Rodas, "Model Based Predictive Control with Switcher of Redundant Vectors for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM," Andean Council International Conference: ANDESCON, Arequipa, Perú, Oct. 19-21, 2016.
6. **L.Comparatore**, J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, "Modulated Model Based Predictive Control with Switcher of Redundant States for a Three-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM," IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics: COMPEL 2017, California, USA, July 9-12, 2017.

Estos artículos se anexan en las páginas que siguen a continuación.

## ARTÍCULO 1

---

# FINITE-STATES MODEL PREDICTIVE CONTROL WITH INCREASED PREDICTION HORIZON FOR A 7-LEVEL CASCADE H-BRIDGE MULTILEVEL STATCOM

---



# Finite-States Model Predictive Control with Increased Prediction Horizon for a 7-Level Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM

Raúl GREGOR\*, Alfredo RENAULT\*, Leonardo COMPARATORE\*, Julio PACHER\*, 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: {rgregor, arenault, lcomparatore, jpacher, jrodas & dgregor}@ing.una.py

and

Javier MUÑOZ††, Marco RIVERA††

††Department of Industrial Technologies, Universidad de Talca  
Talca, CP 747 - 721, Chile

E-mail: {jamunoz, marcorig}@utalca.cl

## ABSTRACT

This paper presents a finite-states model predictive control technique applied to the three-wire cascade H-bridge multilevel converters for static synchronous compensators. The focus of this paper is to examine the impacts of increasing the prediction horizon on the control performance in terms of reactive power compensation. The proposed approach predicts the future behavior of the control actions considering all possible switching states considering a second step of prediction horizon in order to select the optimal switching vector by using an optimization process considering a defined cost function. The effectiveness of the proposed control approach is analyzed through simulations.

**Keywords:** Predictive control, cascade H-bridge converter, reactive power compensation.

## 1. INTRODUCTION

Power quality and efficiency issues have been actually consolidated as a scientific topic in the field of electrical engineering due to the technical requirements for grid connection. In recent years, power factor (PF), voltage collapse, unbalance, excessive harmonics, transients and oscillations, have been a major concern in power transmission and distribution systems. Non-linear loads normally produce disturbances in power transmission and distribution systems, causing a high-level harmonic distortion in phase currents and voltages. Moreover, reactive loads produce a low PF, causing an excessive reactive power (VAR) restricting the maximum active power transfer, adding losses to the power transmission and distribution systems affecting its stability and reliability [1]-[3]. Nowadays, several developments of flexible AC transmission system controllers, such as VAR compensators, have been successfully implemented to overcome the aforementioned drawbacks. In recent years, multilevel converters

have become a popular alternative to overcome the technological restrictions of the actual semiconductor devices that have limited power ratings [4]. Among all multilevel topologies, the cascaded H-bridge (CHB) multilevel converter is often considered as one of the most suitable configuration for high-power static synchronous compensator STATCOM, especially useful for reactive power compensation [5]. CHB converter-based STATCOM systems have been widely used in high-power applications due to its inherent advantages, such as: reduced switching losses, higher conversion efficiency, modular structure, scalability to extended to more levels and higher number of redundant switching states [6]-[8]. Furthermore, in terms of control strategies, the CHB converter topology increases the degrees of freedom due to its modular feature which allows it to impose an asymmetric control approach. In the mentioned control method certain cells could compensate the PF associated with the fundamental frequency and other cells could control the current harmonic distortion [9], [10]. The main contribution of this paper comparing to previous works is focus on providing a background material about the finite-states model predictive control with increased prediction horizon applied to a 7-level cascade H-bridge multilevel STATCOM.

This paper is organized as follows: Section 2 describes the three-wire CHB multilevel STATCOM model. Section 3 discusses the proposed finite-states model predictive control technique with increased prediction horizon. Section 4 discusses the simulation results and provides a comparative analysis with a conventional predictive control technique. Finally, concluding remarks are summarized in Section 5.

## 2. THREE-PHASE CHB STATCOM MODEL

Fig. 1 (a) shows the proposed three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM topology, consisting in three cascade H-bridge cells per phase. The different H-bridge cells have an independent DC-link ( $C_{dc}$ ). Each cell contains four

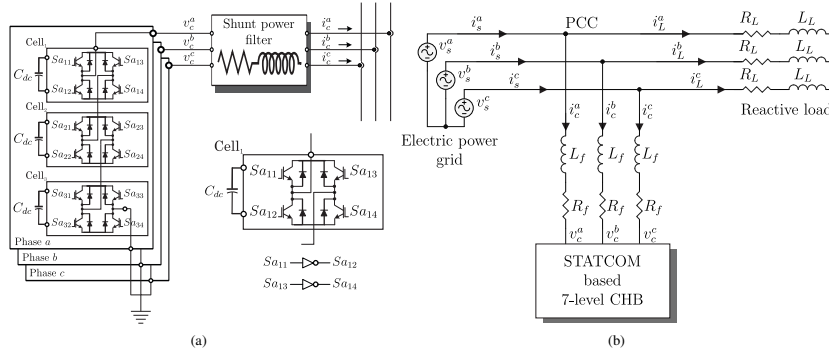


Fig. 1. Propose 7-level CHB converter topology. (a) Three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM. (b) CHB converter-based STATCOM connection.

 TABLE I  
 ALLOWED COMBINATIONS OF ACTIVATION SIGNALS

| \$S_{a11}\$ | \$S_{a13}\$ | \$S_{a12}\$ | \$S_{a14}\$ | \$v_c^a\$   |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1           | 0           | 0           | 1           | \$+C_{dc}\$ |
| 0           | 1           | 0           | 0           | 0           |
| 0           | 0           | 1           | 1           | 0           |
| 0           | 1           | 1           | 0           | \$-C_{dc}\$ |

switching devices, resulting in a total of 36 power switches. Consequently, four switching signals (\$S\_{fij}\$) are needed in order to control each cell, where \$f\$ represents the phase (\$a, b\$ and \$c\$), \$i\$ the cell number in the corresponding phase (1, 2 or 3) and \$j\$ the switching device corresponding to the cell (1, 2, 3 or 4), respectively. Table I shows the allowed combinations of activation signals and the respective output voltages corresponding to the Cell<sub>1</sub> of the phase “a”, where \$C\_{dc}\$ is the voltage of the capacitor. Similar allowed combinations are defined for the other cells. Other possible combinations are not permitted because they cause a short circuit in the DC-link of the cell. To avoid this, only two activation signals and they complementary levels are used as shown in Fig. 1 (a) for the particular case of Cell<sub>1</sub>.

#### A. CHB converter-based STATCOM model

The dynamic model of the circuit configuration shown in Fig. 1 (b) can be obtained by using Kirchhoff’s circuit laws. For modeling purposes, it is assumed that the three-phase voltage sources are balanced and all modules have the same capacitance and voltage in their DC side. The CHB converter-based STATCOM is connected at the point of common coupling (PCC). Applying Kirchhoff’s voltage law for the AC side of the STATCOM, the following equations are obtained:

$$\frac{di_c^{abc}}{dt} = \frac{v_s^{abc}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_c^{abc} - \frac{n_c S_{fij} v_{dc}^{abc}}{L_f} \quad (1)$$

$$\frac{dv_{dc}^{abc}}{dt} = \frac{S_{fij} i_c^{abc}}{C_{dc}} - \frac{v_{dc}^{abc}}{R_{dc} C_{dc}} \quad (2)$$

where \$n\_c\$ is the number of cells, \$R\_{dc}\$ is a resistor connected in parallel to the capacitor \$C\_{dc}\$ that concentrates the overall

losses in the DC side and the resistor \$R\_f\$ is the parasitic (series) resistance of the inductor \$L\_f\$.

#### B. Finite-state predictive model

For multilevel STATCOMs, the differential equation that models the AC side is [11]:

$$\frac{di_c^{abc}}{dt} = \frac{v_s^{abc}}{L_f} - \frac{v_c^{abc}}{L_f} - \frac{R_f i_c^{abc}}{L_f} \quad (3)$$

The predictive model can be obtained by using a forward-Euler discretization method from the continuous time-domain model represented by (3), which provides the following equation:

$$i_c^{abc}[k+1] = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i_c^{abc}[k] + \frac{T_s}{L_f} \{v_s^{abc}[k] - v_c^{abc}[k]\} \quad (4)$$

where \$k\$ identifies the actual discrete-time sample, \$T\_s\$ is the sampling time, and \$i\_c^{abc}[k+1]\$ is a prediction of the STATCOM phase currents made at sample \$k\$. However, if it is considered that the measured currents and voltages at the beginning of the sampling time, which are used in the control loop, are not valid for the end of sampling time, when the microcontroller sends switching states, due to a microprocessor calculation time delay and also to a fast dynamic response of the system it is necessary to carry out a second prediction step as follow:

$$i_c^{abc}[k+2] = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i_c^{abc}[k+1] + \frac{T_s}{L_f} \{v_s^{abc}[k+2] - v_c^{abc}[k+2]\} \quad (5)$$

where \$i\_c^{abc}[k+1]\$ is calculated from (4) using measured STATCOM currents (\$i\_c^{abc}[k]\$) and considering the converter voltages (\$v\_c^{abc}[k]\$) selected by the predictive control in the previous sampling period assuming the \$\varepsilon = 2^{2n}\$ voltage vectors, where \$n\$ is the number of H-bridge cells per phase. If \$n = 3\$, sixty-four possible currents (\$i\_c^{abc}[k+2]\$) are calculated using the possible voltage vectors \$v\_c^{abc}[k+2]\$ per phase, which can be applied in next sampling time.



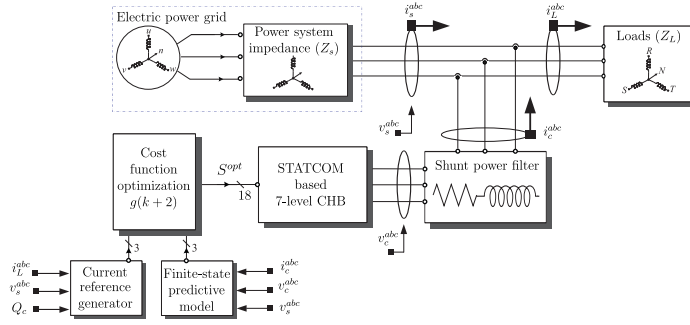


Fig. 2. Block diagram of the proposed control scheme.

### 3. PROPOSED CONTROL TECHNIQUE

Fig. 2 shows the block diagram of the proposed finite-state model-based predictive control technique applied to the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system. In the proposed control approach the predicted errors are computed for each possible voltage vector as:

$$e i_c[k+2] = i_c^{abc*}[k+2] - i_c^{abc}[k+2] \quad (6)$$

being  $e i_c[k+2]$  the STATCOM current errors in the AC side. The cost function is evaluated sixty-four times by using an optimization process. This cost function provides the ability to define different control criteria incorporating another function objectives. The cost function has been typically defined as a quadratic measure of the predicted error, which can be defined as [12], [13]:

$$g[k+2] = \| e i_c[k+2] \|^2. \quad (7)$$

#### A. References generation

The instantaneous active and reactive power references are obtained from the Clarke transformation approach in  $\alpha - \beta$  reference frame by using the following transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Applying (8), the  $\alpha - \beta$  current references in the AC side of the STATCOM are obtained from:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{s\alpha})^2 + (v_{s\beta})^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_c^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

where the superscript (\*) denotes the reference variables and  $P_c^*$  and  $Q_c^*$  are the instantaneous active and reactive power references, respectively. In order to allow a unitary power factor at the grid side and considering which ideally the STATCOM do not absorb any active power, the instantaneous power references can be written as:

$$P_c^* = 0 \quad (10)$$

$$Q_c^* = -Q_L = v_{s\alpha} i_{L\beta} - v_{s\beta} i_{L\alpha} \quad (11)$$

being  $Q_L$  the instantaneous reactive load power to be compensate by the H-bridge converter-based STATCOM system. The STATCOM phase currents references used in the optimization process are:

$$i_c^{abc*} = \mathbf{T}^{-1} [i_{c\alpha}^* \ i_{c\beta}^* \ 0]' \quad (12)$$

where the superscript (') indicates the transposed matrix.

#### B. Optimization process

The optimization is performed by exhaustive search over all possible switching vectors of the control action. Considering the scheme shown in Fig. 1 (a), where the number of H-bridge cells per phase ( $f \in \{a, b, c\}$ ) are three, then each vector  $S_{fij}$  consists in  $2n$  choice signals, where  $j \in \{1, 2, 3\}$ . During the optimization process, both the cost function and the predictive model must be computed 64 times at each sampling period to guarantee optimality, since there are 64 possible switching vectors for the case study. These switching vectors represent all possible output voltages of the STATCOM,  $v_c^a$ ,  $v_c^b$  and  $v_c^c$ , connected at the PCC point. The output voltages can be represented by the following equation:

$$\begin{bmatrix} v_c^a \\ v_c^b \\ v_c^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (13)$$

where  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  and  $v_{c3}$  are the optimal levels of the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system  $(-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3)$ . The first 15 switching vectors for one phase (a) are shown in Table II.

Finally, the optimization algorithm selects the optimum vector  $S^{opt}$  that minimizes the defined cost function represented by (7). Algorithm 1 summarizes the optimization process.

### 4. SIMULATION RESULTS

A MatLab/Simulink simulation environment has been developed to analyze the performance of the proposed predictive controller with increased prediction horizon technique applied to the

TABLE II  
 FIRST 15 SWITCHING VECTORS FOR A THREE-PHASE 7-LEVEL CHB  
 CONVERTER-BASED STATCOM SYSTEM

| $S_{a_{ij}}$ |           |           |           |           |           | $\eta$ | $v_{c1}$ |
|--------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|--------|----------|
| $S_{a11}$    | $S_{a13}$ | $S_{a21}$ | $S_{a23}$ | $S_{a31}$ | $S_{a33}$ |        |          |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 0         | 0         | 1      | 0        |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 0         | 1         | 2      | -1       |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 1         | 0         | 3      | 1        |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 1         | 1         | 4      | 0        |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 0         | 0         | 5      | -1       |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 0         | 1         | 6      | -2       |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 1         | 0         | 7      | 0        |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 1         | 1         | 8      | -1       |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 0         | 0         | 9      | 1        |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 0         | 1         | 10     | 0        |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 1         | 0         | 11     | 2        |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 1         | 1         | 12     | 1        |
| 0            | 0         | 1         | 1         | 0         | 0         | 13     | 0        |
| 0            | 0         | 1         | 1         | 0         | 1         | 14     | -1       |
| 0            | 0         | 1         | 1         | 1         | 0         | 15     | 1        |
| .            | .         | .         | .         | .         | .         | .      | .        |
| .            | .         | .         | .         | .         | .         | .      | .        |
| .            | .         | .         | .         | .         | .         | .      | .        |

**Algorithm 1** Optimization algorithm

1. Initialize  $J_o^a := \infty, J_o^b := \infty, J_o^c := \infty, \eta := 0$
2. Compute the STATCOM reference currents (Eqn. 12)
3. Compute the first prediction step (Eqn. 4)
4. **while**  $\eta \leq \varepsilon$  **do**
5.  $S_{fij} \leftarrow S_{fij}^\eta \forall i = 1, 2, 3 \ \& \ j = 1, 2, 3$
6. Compute the second prediction step (Eqn. 5)
7. Compute the tracking error (Eqn. 6)
8. Compute the cost function (Eqn. 7)
9. **if**  $J^a < J_o^a$  **then**
10.  $J_o^a \leftarrow J^a, S_o^{opt} \leftarrow S_{a_{ij}}$
11. **end if**
12. **if**  $J^b < J_o^b$  **then**
13.  $J_o^b \leftarrow J^b, S_o^{opt} \leftarrow S_{b_{ij}}$
14. **end if**
15. **if**  $J^c < J_o^c$  **then**
16.  $J_o^c \leftarrow J^c, S_o^{opt} \leftarrow S_{c_{ij}}$
17. **end if**
18.  $\eta := \eta + 1$
19. **end while**
20. Apply the optimum vector  $S_o^{opt} \in \{S_o^{opt}, S_o^{opt}, S_o^{opt}\}$

three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system, considering the electrical parameters shown in Table III.

Numerical integration using Runge-Kutta method has been applied to compute the evolution of the variables step by step in the time domain. The performance of the proposed finite-states model predictive control method has been analyzed in terms of reactive power compensation as well as harmonic distortion considering a 40 kHz of sampling frequency, setting 114 V in the DC side as it is shown in Fig. 1 (a).

Fig. 3 shows a simulation results performed in order to analyze the feasibility of the proposed control technique under steady-state and transient conditions. Fig. 3 (upper) shows a step in the instantaneous reactive power reference where it is possible to notice the effect of reactive power compensation. Moreover, Fig. 3 (middle), shows the tracking current dynamic performance for a step change of the reactive power reference.

 TABLE III  
 PARAMETERS DESCRIPTION

| 7-Level CHB STATCOM            |          |        |          |
|--------------------------------|----------|--------|----------|
| PARAMETER                      | SYMBOL   | VALUE  | UNIT     |
| Electric frequency of the grid | $f_c$    | 50     | Hz       |
| Voltage of the electric grid   | $v_s$    | 310.2  | V        |
| Filter resistance              | $R_f$    | 0.09   | $\Omega$ |
| Filter inductance              | $L_f$    | 3      | mH       |
| DC-link voltage                | $v_{dc}$ | 114    | V        |
| Load parameters                |          |        |          |
| Load resistance                | $R_L$    | 23.2   | $\Omega$ |
| Load inductance                | $L_L$    | 55     | mH       |
| Predictive control parameters  |          |        |          |
| Sampling time                  | $T_s$    | 25     | $\mu s$  |
| Active power reference         | $P_c^*$  | 0      | W        |
| Ideal Reactive power reference | $Q_c^*$  | $-Q_L$ | VAR      |

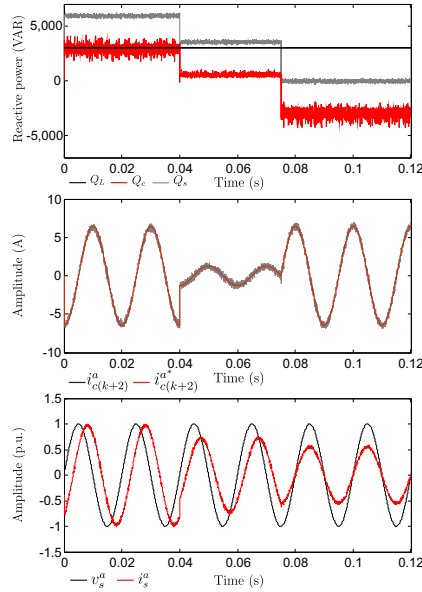


Fig. 3. CHB STATCOM transient response: (upper) reactive power compensation, (middle) tracking current and (bottom) grid voltage and current.

Finally, Fig. 3 (bottom) shows the effect of the grid current when the 7-level CHB STATCOM compensates the reactive power after  $t = 0.075$  s. It can be observed from the simulation results that the phase of grid current represented in red color, suddenly changes to compensate the reactive power showing a fast dynamic response during the transient.

Next, in order to compare quantitatively the proposed control method with the conventional predictive control technique the

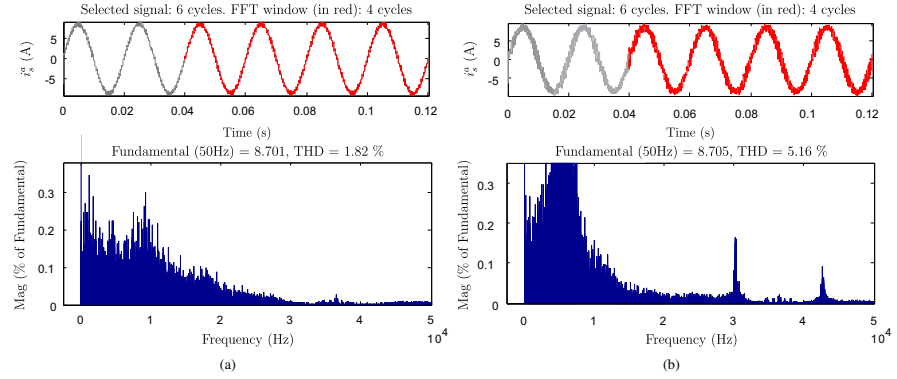


Fig. 4. Comparison performance considering: (upper) the grid current and (bottom) the THD of the grid current. (a) Second prediction step response. (b) First prediction step response.

mean squared error (MSE) and the total harmonic distortion (THD) are used as figures of merit. The equations are represented by (14) and (15), respectively:

$$\text{MSE}(\Psi) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \Psi_j^2} \quad (14)$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_i^2} \quad (15)$$

where  $N$  is the number of vector elements,  $i_1$  is the amplitude of the fundamental frequency of the analyzed current, and  $i_i$  are the current harmonics.

Fig. 4 shows a comparison analysis between the proposed second prediction step controller and the conventional first prediction step controller considering: (upper) the grid current of the phase  $a$  and (bottom) the THD of the analyzed grid current. As shown in Fig. 4 (a) a better performance is obtained using the proposed second prediction step controller mainly in terms of lower THD when the delays are considered in the control equations. This characteristic produces a well-defined discrete current spectra in contrast with the conventional one step prediction method. The improvement obtained in the THD performance parameter is about 65% (a drop from 5.16% to 1.82%) using the proposed method, considering the interval where the reactive power is compensated (after 0.05 s).

Furthermore, the second step predictive current control loop is analyzed in more detail to quantify the improvements obtained using the proposed control method in terms of MSE. Fig. 5 shows the dynamic response obtained when a step in the reference reactive power ( $Q_c$ ) from 3,000 to -3,000 VAR at  $t = 0.02$  s is applied. Under these operating conditions the obtained MSE performance parameters are also reduced using the proposed method, from 0.9816 to 0.3224 which represents an improvement of 67%. As observed, from the simulation results, the current reference tracking of the proposed method is very good, being even able to reduce the harmonic distortion

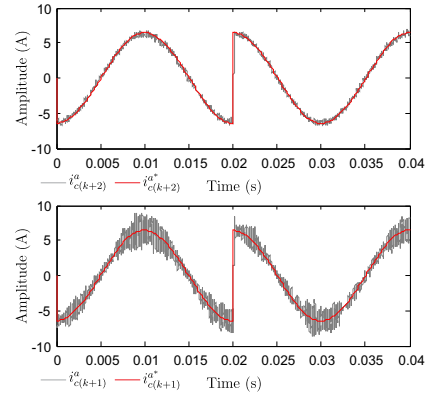


Fig. 5. CHB STATCOM current tracking analysis: (upper) proposed method based on second prediction step and (bottom) conventional method.

of the currents without affecting the dynamic response during the transient, which is however very fast.

## 5. CONCLUSION

In this paper an enhanced predictive current control technique applied to the three-wire CHB multilevel converters STATCOM has been proposed, analyzed and compared with the conventional one step predictive control approach. The simulation results confirm the capability of the proposed control technique to compensate the instantaneous reactive power and shows that it is possible increased significantly the performance of the control algorithm when is considered the microprocessor calculation time delay defining a second step prediction horizon.

A comparative simulation results performed with reference to the conventional method show improvements in terms of total harmonic distortion as well as in terms of mean square error.

#### Acknowledgment

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support provided by means of a CONACYT Grant project 14-INV-096. In addition, they wish to express their gratitude to the anonymous reviewers for their helpful comments and suggestions.

#### 6. REFERENCES

- [1] S. H. Jo, S. Son and J. W. Park, "On Improving Distortion Power Quality Index in Distributed Power Grids," **IEEE Trans. Smart Grid**, vol. 4, no. 1, pp. 586-595, Mar. 2013.
- [2] L. K. Haw, M. S. A. Dahidah and H. A. F. Almurib, "A New Reactive Current Reference Algorithm for the STATCOM System Based on Cascaded Multilevel Inverters," **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 30, no. 7, pp. 3577-3588, Jul. 2015.
- [3] Y. Neyshabouri, H. Iman-Eini and M. Miranbeigi, "State Feedback Control Strategy and Voltage Balancing Scheme for a Transformerless STATic Synchronous COMPensator based on Cascaded H-bridge Converter," **IET Power Electron.**, vol. 8, no. 6, pp. 906-917, Jun. 2015.
- [4] J. Muñoz, et al, "Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems," **Control of Multilevel STATCOMs**, ISBN:978-981-287-281-4, pp. 265-311, 2015.
- [5] A. Marzoughi, Y. Neyshabouri and H. Imaneni, "Control Scheme for Cascaded H-bridge Converter-Based Distribution Network Static Compensator," **IET Power Electron.**, vol. 7, no. 11, pp. 2837-2845, Nov. 2014.
- [6] C. D. Townsend, T. J. Summers and R. E. Betz, "Phase-Shifted Carrier Modulation Techniques for Cascaded H-Bridge Multilevel Converters," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 62, no. 11, pp. 6684-6696, Nov. 2015.
- [7] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Operation of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Power Plants Under Bridge Failures," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 62, no. 11, pp. 7228-7236, Nov. 2015.
- [8] G. Farivar, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Decoupled Control System for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Based STATCOM," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 63, no. 1, pp. 322-331, Jan. 2016.
- [9] X. Li, M. Su, Y. Sun, H. Dan and W. Xiong, "Modulation Strategy Based on Mathematical Construction for Matrix Converter Extending the Input Reactive Power Range," **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 29, no. 2, pp. 654-664, Feb. 2014.
- [10] L. Sun, Z. Wu, F. Xiao, X. Cai and S. Wang, "Suppression of Real Power Back Flow of Nonregenerative Cascaded H-Bridge Inverters Operating Under Faulty Conditions," **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 31, no. 7, pp. 5161-5175, Jul. 2014.
- [11] R. P. Aguilera, R. Baidya, P. Acuna, S. Vazquez, T. Mouton and V. G. Agelidis, "Model Predictive Control of Cascaded H-Bridge Inverters based on a Fast-Optimization Algorithm," in **Proc. IEEE IECON**, Yokohama, Japan, 2015, pp. 4003-4008.
- [12] R. P. Aguilera, P. Lezana, G. Konstantinou, P. Acuna, B. Wu, S. Bernet and V. G. Agelidis, "Closed-Loop SHE-PWM Technique for Power Converters Through Model Predictive Control," in **Proc. IEEE IECON**, Yokohama, Japan, 2015, pp. 5261-5266.
- [13] R. P. Aguilera, Y. Yu, P. Acuna, G. Konstantinou, C. D. Townsend, B. Wu and V. G. Agelidis, "Predictive Control Algorithm to Achieve Power Balance of Cascaded H-Bridge Converter," in **Proc. IEEE PRECEDE**, Valparaiso, Chile, 2015, pp. 49-54.

## ARTÍCULO 2

---

# A NOVEL PREDICTIVE-FIXED SWITCHING FREQUENCY TECHNIQUE FOR A CASCADE H-BRIDGE MULTILEVEL STATCOM

---



# A Novel Predictive-Fixed Switching Frequency Technique for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM

R. Gregor\*, L. Comparatore\*, A. Renault\*, J. Rodas\*, J. Pacher\*, S. Toledo\* and M. Rivera†

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

E-mail: {rgregor, lcomparatore, arenault, jrodas, jpacher & stoledo}@ing.una.py

†Department of Industrial Technologies, Universidad de Talca

E-mail: marcoriv@utalca.cl

**Abstract**—There are several control techniques for active power filter applications. This paper presents a new alternative of predictive current control for a cascade H-bridge multilevel converter, where the optimal vector selected by the predictive controller is used for a modulation stage to obtain a fixed switching frequency. Simulation results validate the proposal where almost similar results can be obtained in comparison with the traditional methods.

**Index Terms**—Active power filters, cascade H-bridge converter, fixed switching frequency, predictive control.

## I. INTRODUCTION

In recent years, power quality and efficiency issues have been consolidated as a scientific topic in the field of electrical engineering due to technical requirements for grid connection. Actually, power factor (PF), voltage collapse, unbalance, excessive harmonics, transients and oscillations, have been a major concern in power transmission and distribution systems. Non-linear loads normally produce disturbances in power transmission and distribution systems, causing a high-level harmonic distortion in the phase currents and voltages. Moreover, reactive loads produce a low PF, causing an excessive reactive power (VAR) restricting the maximum active power transfer, adding losses to the power transmission and distribution systems affecting its stability and reliability [1], [2]. Nowadays, several developments of flexible AC transmission system controllers, such as VAR compensators, have successfully been implemented to overcome the aforementioned drawbacks [3], [4]. Recently, multilevel converters have become a popular alternative to overcome the technological restrictions of the actual semiconductor devices that have limited power ratings [5]. Among all multilevel topologies, the cascaded H-bridge (CHB) multilevel converter is often considered as one of the most suitable configuration for high-power static synchronous compensator STATCOM, especially useful for reactive power compensation [6]. CHB converter-based STATCOM systems have been widely used in high-power applications due to its inherent advantages such as: reduced switching losses, higher conversion efficiency, modular structure, scalability to extended to more levels and higher number of redundant switching states [7]-[10]. Furthermore,

in terms of control strategies, the CHB converter topology increases the degrees of freedom due to its modular feature which allows to impose an asymmetric control approach. In the mentioned control method certain cells could compensate the PF associated with the fundamental frequency and other cells could control the current harmonic distortion [11], [12].

This paper proposes a simple and efficient predictive control technique applied to the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system in combination with a modulation stage. The predictive model is obtained from the dynamic equations of the compensation system. Simulation results are analyzed and compared with the obtained by using the conventional predictive control approach.

This work is organized as follows. Section II describes the three-wire CHB multilevel STATCOM topology. Section III introduces the proposed predictive control technique including the CHB STATCOM duty cycles calculation approach. A comparative analysis of the proposed control technique with a conventional predictive control approach based on variable switching frequency are discussed in Section IV. Finally, the main feature of the proposed predictive-fixed switching frequency technique are summarized in Section V.

## II. CHB STATCOM TOPOLOGY

Fig. 1 shows the proposed three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM topology, consisting in three cascade H-bridge cells per phase. The different H-bridge cells have an independent DC-link. Each cell contains four switching devices, resulting in a total of 36 power switches. Consequently, four switching signals ( $S_{fij}$ ) are needed to control each cell, where  $f$  represents the phase ( $a$ ,  $b$  and  $c$ ),  $i$  the cell number in the corresponding phase (1, 2 or 3) and  $j$  the switching device corresponding to the cell (1, 2, 3 or 4), respectively. Table I shows the allowed combinations of activation signals and the respective output voltages corresponding to the Cell<sub>1</sub> of the phase “a”, where  $C_{dc}$  is the voltage of the capacitor. Similar allowed combinations are defined for the other cells. Other possible combinations are not permitted because they cause a short circuit in the DC-link of the cell. To avoid this, only two activation signals and they complementary

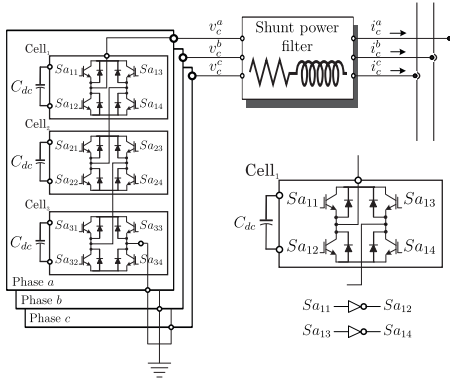


Fig. 1. Three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system.

TABLE I  
ALLOWED COMBINATIONS OF ACTIVATION SIGNALS

| $S_{a11}$ | $S_{a13}$ | $S_{a12}$ | $S_{a14}$ | $v_c^a$   |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1         | 0         | 0         | 1         | $+C_{dc}$ |
| 1         | 1         | 0         | 0         | 0         |
| 0         | 0         | 1         | 1         | 0         |
| 0         | 1         | 1         | 0         | $-C_{dc}$ |

levels are used as shown in Fig. 1 for the particular case of Cell<sub>1</sub>.

#### A. CHB Converter-based STATCOM model

The dynamic model of the circuit configuration (Fig. 2) can be obtained by using Kirchhoff's circuit laws. For modeling purposes, it is assumed that the three-phase voltage sources are balanced and all modules have the same capacitance and voltage in their DC side. The CHB converter-based STATCOM is connected at the point of common coupling (PCC). Applying Kirchhoff's voltage law for the AC side of the STATCOM, the following equations are obtained:

$$\frac{di_c^{abc}}{dt} = \frac{v_s^{abc}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_c^{abc} - \frac{n_c S_{fij} v_{dc}^{abc}}{L_f} \quad (1)$$

$$\frac{dv_{dc}^{abc}}{dt} = \frac{S_{fij} i_c^{abc}}{C_{dc}} - \frac{v_{dc}^{abc}}{R_{dc} C_{dc}} \quad (2)$$

where  $n_c$  is the number of cells,  $R_{dc}$  is a resistor connected in parallel to the capacitor  $C_{dc}$  that concentrates the overall losses in the DC side,  $S_{fij}$  is the commutation function and the resistor  $R_f$  is the parasitic (series) resistance of the inductor  $L_f$ .

#### B. Predictive model

For multilevel STATCOMs, the differential equation that models the AC side is [13]:

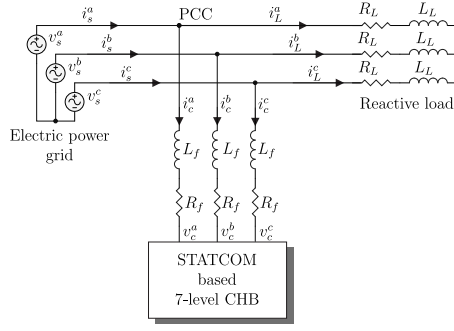


Fig. 2. CHB converter-based STATCOM connection.

$$\frac{di_c^{abc}}{dt} = \frac{v_s^{abc}}{L_f} - \frac{v_c^{abc}}{L_f} - \frac{R_f i_c^{abc}}{L_f} \quad (3)$$

The predictive model can be obtained by using a forward-Euler discretization method from the continuous time-domain model represented by (3), which provides the following equation:

$$i_c^{abc}(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i_c^{abc}(k) + \frac{T_s}{L_f} \{v_s^{abc}(k) - v_c^{abc}(k)\} \quad (4)$$

being  $T_s$  the sampling time,  $k$  the actual sample and  $i_c^{abc}(k+1)$  the prediction of the STATCOM phase currents made at sample  $k$ .

Moreover, the dynamics of the DC side, considering the ideal case ( $R_{dc} = \infty$ ) can be model by the following equation:

$$v_{dc}^{abc}(k+1) = v_{dc}^{abc}(k) + \frac{T_s S_{fij}(k) i_c^{abc}(k)}{C_{dc}} \quad (5)$$

#### III. PROPOSED CONTROL TECHNIQUE

Fig. 3 shows the proposed scheme applied to the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system. In the proposed predictive control technique the predicted errors are computed for each possible voltage vector as:

$$ei_c(k+1) = i_c^{abc*}(k+1) - i_c^{abc}(k+1) \quad (6)$$

$$ev_{dc}(k+1) = v_{dc}^{abc*}(k+1) - v_{dc}^{abc}(k+1) \quad (7)$$

being  $ei_c(k+1)$  and  $ev_{dc}(k+1)$  the STATCOM current errors in the AC side and the capacitor voltage errors in the DC side, respectively. After performing the prediction of (6) and (7), a defined cost function is computed recursively at each sampling period. The cost function provides the ability of incorporating different control objectives. This function has been typically defined as a quadratic measure of the predicted error, which can be defined as [14], [15]:



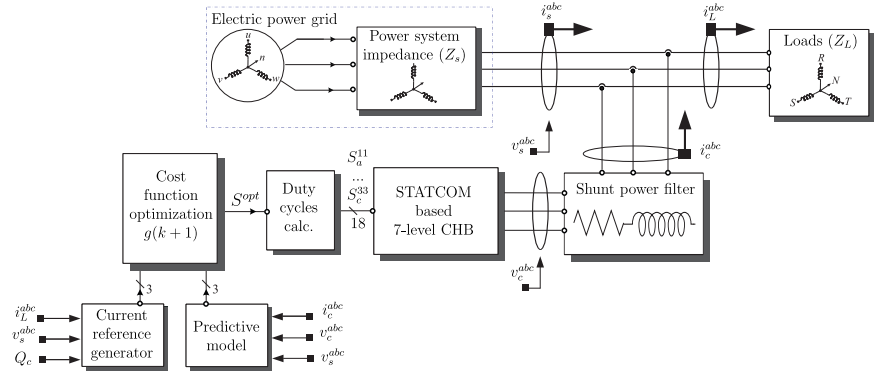


Fig. 3. Block diagram of the proposed control scheme.

$$g(k+1) = \| e i_c(k+1) \|^2 + \lambda \| e v_{dc}(k+1) \|^2 \quad (8)$$

being  $\lambda$  the weighting factor that gives priority to the control objectives.

#### A. Reference generation

The instantaneous active and reactive power references are obtained from the Clarke transformation approach in  $\alpha - \beta$  reference frame by using the following transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Applying (9), the  $\alpha - \beta$  current references in the AC side of the STATCOM are obtained from:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{s\alpha})^2 + (v_{s\beta})^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_c^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

where the superscript (\*) denotes the reference variables and  $P_c^*$  and  $Q_c^*$  are the instantaneous active and reactive power references, respectively. In order to allow an unitary power factor at the grid side and considering which ideally the STATCOM do not absorb any active power, the instantaneous power references can be written as:

$$P_c^* = 0 \quad (11)$$

$$Q_c^* = -Q_L = v_{s\alpha} i_{L\beta} - v_{s\beta} i_{L\alpha} \quad (12)$$

being  $Q_L$  the instantaneous reactive load power to be compensate by the H-bridge converter-based STATCOM system. The STATCOM phase currents references used in the optimization process are:

$$i_c^{abc*} = \mathbf{T}^{-1} [i_{c\alpha}^* \ i_{c\beta}^* \ 0]' \quad (13)$$

where the superscript (') indicates the transposed matrix.

#### B. Optimization process

The optimization is performed by exhaustive search over all possible switching vectors of the control action. If  $n$  is the number of H-bridge cells per phase ( $f$ ), then each vector  $S_{fij}$  consists in  $2n$  choice signals, where  $j = 1, \dots, \phi$ ; being  $\phi$  the number of phases. Moreover, the number of possible switching vectors per phase can be defined as  $\varepsilon = 2^{2n}$ . During the optimization process, both, the cost function and the predictive model must be computed 64 times at each sampling period to guarantee optimality, since there are 64 possible switching vectors for the case study. These switching vectors represent all possible output voltages of the STATCOM,  $v_c^a$ ,  $v_c^b$  and  $v_c^c$ , connected at the PCC. The output voltages can be represented by the following equation:

$$\begin{bmatrix} v_c^a \\ v_c^b \\ v_c^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (14)$$

where  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  and  $v_{c3}$  are the optimal levels of the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system  $(-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3)$ . The first 15 switching vectors for one phase ( $a$ ) are shown in Table II.

TABLE II  
FIRST 15 SWITCHING VECTORS FOR A THREE-PHASE 7-LEVEL CHB  
CONVERTER-BASED STATCOM SYSTEM

| $S_{a_{ij}}$ |           |           |           |           |           | $\eta$ | $v_{c1}$ value |
|--------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|--------|----------------|
| $S_{a11}$    | $S_{a13}$ | $S_{a21}$ | $S_{a23}$ | $S_{a31}$ | $S_{a33}$ |        |                |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 0         | 0         | 1      | 0              |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 0         | 1         | 2      | -1             |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 1         | 0         | 3      | 1              |
| 0            | 0         | 0         | 0         | 1         | 1         | 4      | 0              |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 0         | 0         | 5      | -1             |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 0         | 1         | 6      | -2             |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 1         | 0         | 7      | 0              |
| 0            | 0         | 0         | 1         | 1         | 1         | 8      | -1             |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 0         | 0         | 9      | 1              |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 0         | 1         | 10     | 0              |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 1         | 0         | 11     | 2              |
| 0            | 0         | 1         | 0         | 1         | 1         | 12     | 1              |
| 0            | 0         | 1         | 1         | 0         | 0         | 13     | 0              |
| 0            | 0         | 1         | 1         | 0         | 1         | 14     | -1             |
| 0            | 0         | 1         | 1         | 1         | 0         | 15     | 1              |
| .            | .         | .         | .         | .         | .         | .      | .              |
| .            | .         | .         | .         | .         | .         | .      | .              |
| .            | .         | .         | .         | .         | .         | .      | .              |

Finally, the optimization algorithm selects the optimum vector  $S^{opt}$  that minimizes the defined cost function represented by (8). Algorithm 1 summarizes the optimization process.

**Algorithm 1** Optimization algorithm

1. Initialize  $J_o^a := \infty, J_o^b := \infty, J_o^c := \infty, \eta := 0$
2. Compute the STATCOM reference currents. Eqn. (13).
3. **while**  $\eta \leq \varepsilon$  **do**
4.  $S_{fij} \leftarrow S_{fij}^\eta \forall i \& j = 1, 2, 3$
5. Calculate the STATCOM prediction currents. Eqn. (4).
6. Compute the dynamics of the DC side. Eqn. (5).
7. Compute the errors. Eqns. (6) & (7).
8. Compute the cost function. Eqn. (8).
9. **if**  $J^a < J_o^a$  **then**
10.  $J_o^a \leftarrow J^a, S_{a_{ij}}^{opt} \leftarrow S_{a_{ij}}$
11. **end if**
12. **if**  $J^b < J_o^b$  **then**
13.  $J_o^b \leftarrow J^b, S_{b_{ij}}^{opt} \leftarrow S_{b_{ij}}$
14. **end if**
15. **if**  $J^c < J_o^c$  **then**
16.  $J_o^c \leftarrow J^c, S_{c_{ij}}^{opt} \leftarrow S_{c_{ij}}$
17. **end if**
18.  $\eta := \eta + 1$
19. **end while**
20. Compute the duty cycles. Eqn. (15).

C. CHB STATCOM duty cycles calculation

The CHB STATCOM duty cycles calculation of the proposed algorithm proceeds as follows. For a desired instantaneous active and reactive power references, the control algorithm determine the optimal vector ( $S_f^{opt}$ ) that minimizes (8). The optimal vector provides the optimum voltages ( $v_c^{a,opt}, v_c^{b,opt}, v_c^{c,opt}$ ) in terms of the CHB STATCOM current and voltage errors, respectively. Instead of applying the selected voltage vector to the CHB STATCOM during the whole

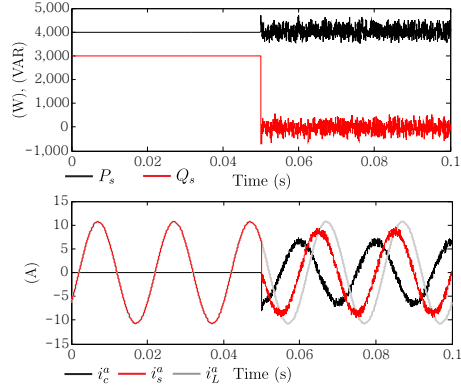


Fig. 4. CHB STATCOM transient response: (upper) reactive power compensation, (bottom) currents evolution.

switching period, which is the standard procedure in conventional predictive control schemes, the proposed algorithm uses  $S_f^{opt}$  to calculate the duty cycles by using the following equation:

$$\begin{bmatrix} \tau_a \\ \tau_b \\ \tau_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} (v_{dc}^{-1}) [v_c^{a,opt} v_c^{b,opt} v_c^{c,opt}]' \quad (15)$$

where  $\tau_f$  is the duty cycles vector and the subscript  $f = a, b, c$  are associated with the CHB STATCOM phase voltages and are normalized between -1 and 1. The calculation of the duty cycles is proposed as an optimization problem aimed to minimize the prediction error. This procedure can be considered as a systematic application in one sampling period of the optimal combination of more than one vector to minimize the CHB STATCOM current errors in the AC side and the capacitor voltage errors in the DC side, respectively.

IV. SIMULATION RESULTS

A MatLab/Simulink simulation environment has been developed to analyze the performance of the proposed PfSF control technique applied to the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system, assuming the parameters shown in Table III. Numerical integration based on Runge-Kutta method has been used to calculate the evolution of the variables step by step in the time domain. The performance of the proposed predictive-fixed switching frequency (PfSF) method is compared with the results obtained by a conventional predictive variable switching frequency (PvSF) control technique considering a 15 kHz of sampling frequency and setting 114 V of the DC side.

The cost function defined in (8) with  $\lambda = 0.001$  is used to evaluate the dynamic performance of the PfSF and PvSF methods under steady-state and transient conditions.

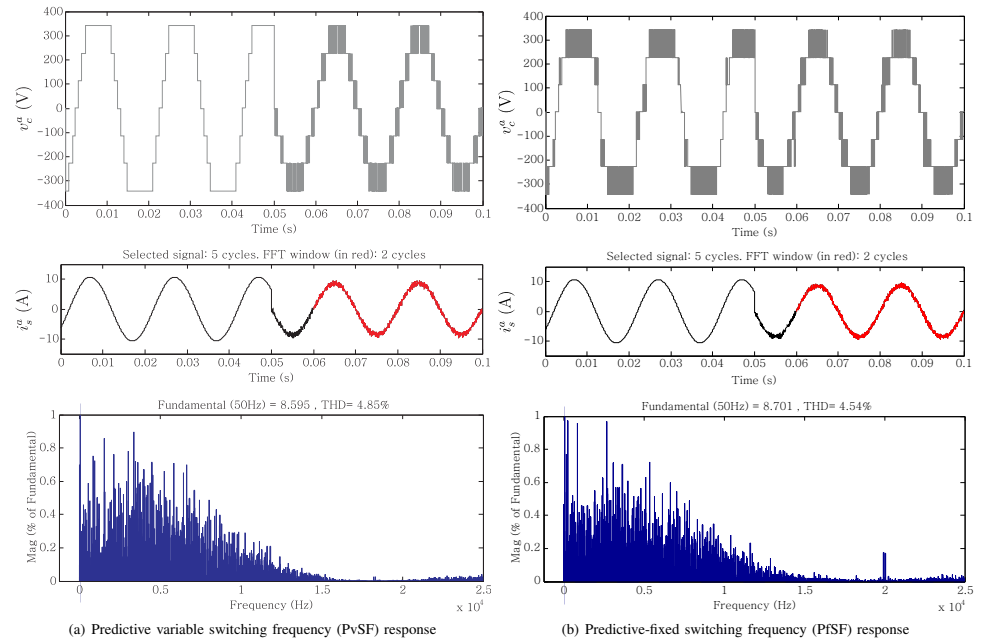


Fig. 5. Comparative analysis considering: (upper) the phase voltage at PCC, (middle) the grid current and (bottom) the THD of the grid current.

TABLE III  
PARAMETERS DESCRIPTION

| PARAMETER                      | 7-Level CHB STATCOM |        |          |
|--------------------------------|---------------------|--------|----------|
|                                | SYMBOL              | VALUE  | UNIT     |
| Electric frequency of the grid | $f_e$               | 50     | Hz       |
| Voltage of the electric grid   | $v_s$               | 310.2  | V        |
| Filter resistance              | $R_f$               | 0.09   | $\Omega$ |
| Filter inductance              | $L_f$               | 3      | mH       |
| DC-link voltage                | $v_{dc}$            | 114    | V        |
| Load parameters                |                     |        |          |
| Load resistance                | $R_L$               | 23.2   | $\Omega$ |
| Load inductance                | $L_L$               | 55     | mH       |
| Predictive control parameters  |                     |        |          |
| Sampling time                  | $T_s$               | 66     | $\mu s$  |
| Active power reference         | $P_c^*$             | 0      | W        |
| Ideal Reactive power reference | $Q_c^*$             | $-Q_L$ | VAR      |

Fig. 4 (bottom) shows a transient response when the 7-level CHB STATCOM is connected in  $t = 0.05$  s, as it is shown in Fig. 4 (upper). It can be observed from the simulation results that the phase of grid current ( $i_s^a$ ) represented in red color, suddenly changes to compensate the reactive power showing a fast dynamic response during the transient. Next, in order

to compare quantitatively both controllers the mean squared error (MSE) and the total harmonic distortion (THD) are used as figures of merit. The equations are represented by (16) and (17), respectively as:

$$MSE(\Psi) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \Psi_j^2} \quad (16)$$

$$THD = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_i^2} \quad (17)$$

where  $N$  is the number of vector elements,  $i_1$  is the amplitude of the fundamental frequency of the analyzed current, and  $i_i$  are the current harmonics.

Fig. 5 shows a comparative analysis of both control systems considering (upper) the phase voltage evolution at PCC, (middle) the grid current and (bottom) the THD of the grid current. Simulation results show a better performance in terms of lower THD using the proposed PfSF method. This feature is associated to the fixed switching frequency produced by modulation process that yield a well-defined discrete current and voltage spectra in contrast to the simulation results obtained by the PvSF method. The THD improvement is quantified

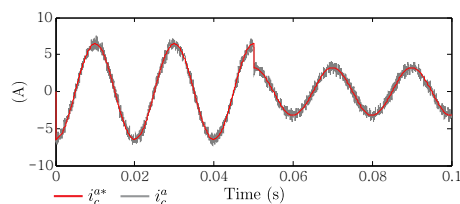


Fig. 6. Dynamic response evolution of  $i_c^a$  and current tracking considering a reactive power step.

about 8% (a drop from 4.85% to 4.54%) using the PfSF method, considering the interval where the reactive power is compensated (after 0.05 s).

Furthermore, the predictive current control loop is analyzed in detail in order to quantify the improvements obtained using the proposed control algorithm in terms of MSE. Fig. 6 shows the dynamic response obtained when a step in the reference reactive power ( $Q_c$ ) from 3,000 to 1,500 VAR at  $t = 0.05$  s is applied. Under these operating conditions the proposed PfSF method introduces improvements in terms of lower MSE, from 0.3945 (PvSF) to 0.3771 (PfSF). Moreover as observed from the simulation results, the current reference tracking of the proposed PfSF method is very good, being even able to reduce the THD of the currents without affecting the dynamic response during the transient, which is however very fast.

#### V. CONCLUSION

In this paper, an alternative predictive current control technique with a modulation stage is applied to a three-wire CHB multilevel STATCOM converter. The theoretical results show that it is possible to combine the use of predictive control with modulation techniques to obtain better performance than a classic predictive control approach. Simulation results confirm that maintaining the modulation technique avoids the variable switching frequency inherent in conventional predictive controllers, easing the switch selection and providing a more adequate harmonic profile. Furthermore, the proposed technique proved to be viable in the field of instantaneous reactive power compensation.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support provided by means of a CONACYT Grant (project 14-INV-096) and the research stay grant under the program "Programa de Vinculación de Científicos y Tecnólogos", PROCENCIA, with reference PVCT 15-13 (2015 call). This work was also funded by the Fundación Carolina of Spain.

#### REFERENCES

- [1] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Muñoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A Modulated Model Predictive Control Scheme for a Two-Level Voltage Source Inverter," in *Proc. IEEE ICIT*, Seville, Spain, pp. 2224–2229, 2015.
- [2] L.K. Haw, M.S.A. Dahidah, and H.A.F. Almurib, "A New Reactive Current Reference Algorithm for the STATCOM System Based on Cascaded Multilevel Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3577–3588, Jul. 2015.
- [3] Y. Neyshabouri, H. Iman-Eini, and M. Miranbeigi, "State Feedback Control Strategy and Voltage Balancing Scheme for a Transformer-Less STATic Synchronous COMPensator Based on Cascaded H-Bridge Converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 6, pp. 906–917, Jun. 2015.
- [4] A. Renault, L. Comparatore, J. Pacher, R. Gregor, and J. Rodas, "Model Predictive Current Control with Neutral Current Elimination for H-Bridge Two-Level Active Power Filters," in *Proc. IEEE ETCM*, Guayaquil, Ecuador, 2016.
- [5] J. Muñoz, P. Melin, and J. Espinoza, "Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems," *Control of Multilevel STATCOMs*, ISBN:978-981-287-281-4, pp. 265–311, 2015.
- [6] A. Marzoughi, Y. Neyshabouri, and H. Imaneni, "Control Scheme for Cascaded H-Bridge Converter-Based Distribution Network Static Compensator," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 11, pp. 2837–2845, Nov. 2014.
- [7] C.D. Townsend, T.J. Summers, and R.E. Betz, "Phase-Shifted Carrier Modulation Techniques for Cascaded H-Bridge Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6684–6696, Nov. 2015.
- [8] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Operation of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Power Plants Under Bridge Failures," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7228–7236, Nov. 2015.
- [9] G. Farivar, B. Hredzak, and V.G. Agelidis, "Decoupled Control System for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Based STATCOM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 322–331, Jan. 2016.
- [10] L. Comparatore, A. Renault, J. Pacher, R. Gregor, and J. Rodas, "Model Predictive Current Control with Switcher of Redundant Vectors for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM," in *Proc. IEEE ANDESCON*, Arequipa, Peru, 2016.
- [11] M. Norambuena, H. Hang, S. Dieckerhoff, and J. Rodriguez, "Improved Finite Control Set Model Predictive Control with Fixed Switching Frequency for Three Phase NPC Converter," in *Proc. PCIM Europe*, Nuremberg, Germany, 2016.
- [12] L. Sun, Z. Wu, F. Xiao, X. Cai, and S. Wang, "Suppression of Real Power Back Flow of Nonregenerative Cascaded H-Bridge Inverters Operating Under Faulty Conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 5161–5175, Jul. 2016.
- [13] R.P. Aguilera, R. Baidya, P. Acuna, S. Vazquez, T. Mouton, and V.G. Agelidis, "Model Predictive Control of Cascaded H-Bridge Inverters based on a Fast-Optimization Algorithm," in *Proc. IEEE IECON*, Yokohama, Japan, 2015, pp. 4003–4008.
- [14] R.P. Aguilera, P. Lezana, G. Konstantinou, P. Acuna, B. Wu, S. Bernet, and V.G. Agelidis, "Closed-Loop SHE-PWM Technique for Power Converters Through Model Predictive Control," in *Proc. IEEE IECON*, Yokohama, Japan, 2015, pp. 5261–5266.
- [15] R.P. Aguilera, Y. Yu, P. Acuna, G. Konstantinou, C.D. Townsend, B. Wu, and V. G. Agelidis, "Predictive Control Algorithm to Achieve Power Balance of Cascaded H-Bridge Converter," in *Proc. IEEE PRECEDE*, Valparaíso, Chile, 2015, pp. 49–54.

## ARTÍCULO 3

---

# MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL WITH A FIXED SWITCHING FREQUENCY APPLIED TO A SINGLE-PHASE CASCADE H-BRIDGE MULTILEVEL STATCOM

---



# Model Based Predictive Control with a Fixed Switching Frequency Applied to a Single-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM

L. Comparatore\*, J. Rodas\*, M. Rivera<sup>†</sup>, R. Gregor\*, J. Pacher\*, A. Renault\*, J. Muñoz<sup>‡</sup> and P. Sanjeevikumar<sup>††</sup>

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

*E-mail: {lcomparatore, jrodas, rgregor, jpacher, arenault}@ing.una.py*

*<sup>†</sup>Department of Electrical Engineering, Universidad de Talca, Chile*

*E-mail: {marcoriv, jmunoz}@utalca.cl*

*<sup>‡‡</sup>Department Electrical and Electronics Engineering, University of Johannesburg, South Africa*

*E-mail: sanjeevi\_12@yahoo.co.in*

**Abstract**—Classical model based predictive control for single-phase cascade H-bridge multilevel STATCOM generates a variable switching frequency that produces high frequency harmonics and high stress on the power semiconductor devices. To solve these issues, in this paper is proposed a predictive control strategy operating at fixed switching frequency. The method includes a modulation stage in the predictive controller. Simulation results show increased performance of the proposed control method in terms of current ripple and total harmonic distortion.

**Index Terms**—Cascade H-bridge converter, fixed switching frequency, model based predictive control.

## I. INTRODUCTION

Advanced control strategies and its applications in the field of the power electronic converters are mainly due to the achieved development in power semiconductor devices as well as the fast growth of digital signal processors capacity processing [1]. Model based predictive control (MBPC) has recently gained the attention of the scientific community like a real alternative for controlling power converters, mainly due to some specific advantages such as: flexibility, fast transient response and its simplicity for incorporating restrictions and constraints, since it is possible to represent the different control objectives by using a defined cost function [1]. Nevertheless, the classic MBPC method generates a variable switching frequency, mainly due to the absence of a modulator. High frequency harmonics and higher stress on the power semiconductor devices are produced as a consequence of variable switching frequency [2]-[6]. To overcome these drawbacks, it is reported in the literature, a novel predictive control technique applied to a three-phase active rectifier [2], two-level voltage source inverters (VSI) [3]-[5], direct matrix converters (DMC) [6], [7], active power compensators [8], neutral pointed clamping (NPC) converters [9] and 7-level cascaded H-bridge back-to-back converter [10]. Of all of the different topologies and their applications, the cascaded H-bridge (CHB) multilevel converters-based is one of the most commonly used and an

attractive topology due to their modularization, extensibility, control simplicity and high-quality output [11], [12]. The control simplicity in CHB multilevel converters, MBPC particularly, is mainly due to the finite number of possible states (including redundant states), however, intermediate states can not be computed and a bad references variables tracking is obtained, affecting the desired output waveforms.

In order to maintain the simplicity of MBPC applied to CHB multilevel converters and considering that the proposal presented in [2]-[10] has not been applied to multilevel static synchronous compensator (STATCOM) yet, this paper proposes extend this innovative predictive control strategy operating at fixed switching frequency to a single-phase CHB multilevel converter for STATCOM applications. The proposed approach predicts the future states of the system and generates the duty cycles for two active switching states and one null switching state which are applied to the single-phase CHB multilevel STATCOM using a given switching pattern. An optimization process considering a defined cost function allows calculating the duty cycles of each switching state.

## II. TOPOLOGY AND MATHEMATICAL MODEL OF THE CHB STATCOM

The single-phase 7-level CHB converter-based STATCOM topology is shown in Fig. 1. Each H-bridge cell has four switching devices and an independent  $dc$ -link, being  $v_{dc}$  the voltage on the capacitor and  $C_{dc}$  the capacitance, equal for all  $dc$ -link buses. To achieve the desired output voltage for each cell ( $v_i$ ), four switching signals ( $s_{ij}$ ) are needed, where  $i$  is the cell number (1, 2 or 3) and  $j$  the switching device (1, 2, 3 or 4). In order to avoid a short circuit in the  $dc$ -link, two switching signals and their complementary levels are used for each cell. As a result, there are  $\varepsilon = 2^{2n_c}$  possible switching states for the desired output voltage of the STATCOM ( $v_c = \sum_{i=1}^{n_c} v_i = F_s v_{dc}$ ), where  $n_c$  is the total number of cells,  $F_s = \sum_{i=1}^{n_c} F_i$  the switching function that represents

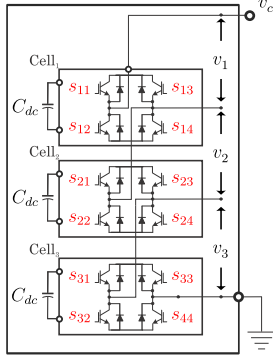


Fig. 1. Single-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system.

each switching state of the converter and  $F_i$  the switching function corresponding to the cell “ $i$ ”.

Fig. 2 shows the load interconnected to one side to the CHB converter-based STATCOM system, and on the other side, to the electric power grid through the point of common coupling (PCC). Applying Kirchhoff's voltage law the dynamic model can be represented by the following equation:

$$\frac{di_c(t)}{dt} = \frac{v_s(t)}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_c(t) - \frac{F_s v_{dc}}{L_f} \quad (1)$$

being  $L_f$ - $R_f$  the inductor of the shunt power filter. The discrete time-domain model is obtained by using the forward Euler finite-difference approximation method:

$$i_c(k+1) = \left\{ 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right\} i_c(k) + \frac{T_s}{L_f} \{v_s(k) - v_c(k)\} \quad (2)$$

where  $T_s$  is the sampling time,  $k$  identifies the actual discrete-time sample, and  $i_c(k+1)$  is the prediction of the STATCOM current made at sample  $k$ .

### III. MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL METHOD

In the classic MBPC method for single-phase 7-level CHB multilevel STATCOM, Eq. (2) is used to calculate the prediction of the STATCOM current for each possible switching state ( $F_{s,\eta}$ , where  $\eta = 1, 2, \dots$  or  $\varepsilon$ ). Next, the predicted current error is computed by using the following equation:

$$ei_c(k+1) = i_c^*(k+1) - i_c(k+1) \quad (3)$$

being  $i_c^*(k+1)$  the STATCOM current reference. Then, the quadratic measure of the predicted error is evaluated in a cost function typically defined as:

$$g = g(k+1) = \|ei_c(k+1)\|^2 \quad (4)$$

where  $\|\cdot\|$  denotes the magnitude of the variable. Finally, an optimization process selects, from all possible switching states ( $\varepsilon$ ), the optimum switching state ( $F_{s,opt}$ ) that generates

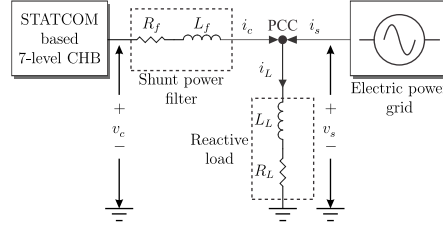


Fig. 2. STATCOM, load and electric grid connected through the PCC.

the minimum value of the defined cost function represented by (4) to apply in the next sampling time.

The block diagram of the classic MBPC method is shown in Fig. 3 (a) and Algorithm 1 summarizes the optimization process.

### Algorithm 1 Optimization algorithm of the classic MBPC

1. Initialize  $g_{opt} := \infty, \eta := 0$
2. Compute  $i_c^*(k+1)$
3. **while**  $\eta \leq \varepsilon$  **do**
4.   Compute  $i_c(k+1)$  for the  $\eta$  state
5.   Compute  $ei_c(k+1)$
6.   Compute  $g = g(k+1)$
7.   **if**  $g < g_{opt}$  **then**
8.      $g_{opt} \leftarrow g, F_{s,opt} \leftarrow F_{s,\eta}$
9.   **end if**
10.    $\eta := \eta + 1$
11. **end while**

### IV. PROPOSED PREDICTIVE CONTROL STRATEGY AT FIXED SWITCHING FREQUENCY

The proposed predictive control strategy operating at fixed switching frequency predicts the future states of the system using Eq. (2) of all possible switching states, as the classic MBPC. However, in this case, is defined  $\varrho$  pairs of active switching states. The first pair ( $\xi = 1$ ) consist in the first consecutive active switching states ( $\eta = 2$  and  $\eta = 3$ , please refer to Appendix), the second pair ( $\xi = 2$ ) consists in the last active switching state of the previous pair and the next consecutive active switching state ( $\eta = 3$  and  $\eta = 5$ , please refer to Appendix), and so on. For each pair, three predictions are calculated, two active and one null. Next, the cost function represented by (4) is evaluated separately for each prediction. Then, with the calculated cost functions, duty cycles are calculated for each switching state. Finally, the three switching states and their respective duty cycles that generate the minimum value of a new cost function are applied using a given switching pattern in the next sampling time.

The block diagram of the proposed method is shown in Fig. 3 (b), where the switching pattern block is highlight.



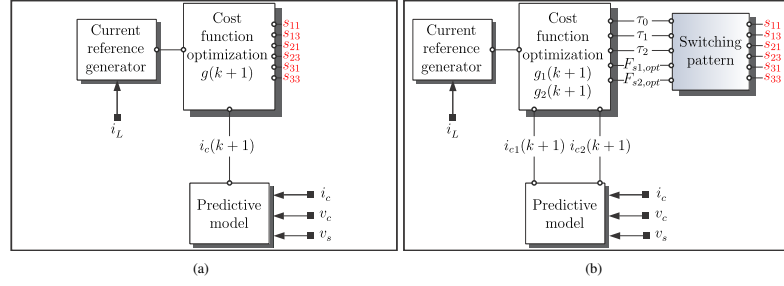


Fig. 3. Block diagram of (a) the classic MBPC and (b) the proposed MBPC at fixed switching frequency.

#### A. Duty cycles calculation and switching pattern

The switching state that generates the lowest value of the cost function must be applied higher time, i.e., the duty cycle must be inversely proportional to the cost function. The duty cycles are calculated by solving:

$$\begin{aligned} \tau_0 &= K/g_0 \\ \tau_1 &= K/g_1 \\ \tau_2 &= K/g_2 \\ \tau_0 + \tau_1 + \tau_2 &= 1 \end{aligned} \quad (5)$$

where  $\tau_0, \tau_1$  and  $\tau_2$  are the duty cycles for the null state and the two active states, respectively,  $g_1, g_0$  and  $g_2$  their respective cost functions represented by (4) and  $K$  is the constant of proportionality. Solving (5) for  $K$ , the expressions of the duty cycles for each switching state are given as:

$$\begin{aligned} \tau_0 &= g_1 g_2 / (g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2) \\ \tau_1 &= g_0 g_2 / (g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2) \\ \tau_2 &= g_0 g_1 / (g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2) \end{aligned} \quad (6)$$

With (6) is defined a new cost function as weighted sum of the cost functions  $g_1$  and  $g_2$  as follows:

$$g = \tau_1 g_1 + \tau_2 g_2 \quad (7)$$

The switching pattern procedure is the one shown in Fig. 4. It is adopted with the goal of applying two active switching states and one null switching state, similar to [3], [4].

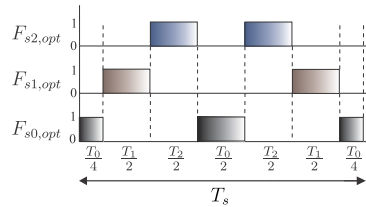


Fig. 4. Switching pattern for the optimal switching states.

Being the turn-on times ( $T_0, T_1$  and  $T_2$ ) the products of multiplying the duty cycles ( $\tau_0, \tau_1$  and  $\tau_2$ ) by the sampling time respectively.

#### B. Optimization process

The optimization process consist in to compute, the predictions, the predicted errors, the cost functions and the duty cycles over all possible pairs of consecutive active switching states ( $\varrho$ ). Since there are 44 active switching states (and 20 null) for the case study, the computation is performed  $\varrho = 44$  times. To simplify the algorithm, only one null switching state ( $\eta = 1$ , please refer to Appendix) is used and it is calculated only one time. Once the optimum consecutive active switching states have been obtained, their respective turn-on times are calculated. At the end of the optimization process, the two optimum active switching states ( $F_{s1,opt}$  and  $F_{s2,opt}$ ) and the one null switching state are applied during their respective turn-on times using the switching pattern procedure. Algorithm 2 summarizes the optimization process.

#### Algorithm 2 Optimization algorithm of the proposed method

1. Initialize  $g_{opt} := \infty, \xi := 0$
2. Compute  $i_c^*(k+1)$
3. Compute  $i_{c0}(k+1)$
4. Compute  $ei_{c0}(k+1)$
5. Compute  $g_0 = g_0(k+1)$
6. **while**  $\xi \leq \varrho$  **do**
7.   Compute  $i_{c1}(k+1)$  and  $i_{c2}(k+1)$
8.   Compute  $ei_{c1}(k+1)$  and  $ei_{c2}(k+1)$
9.   Compute  $g_1 = g_1(k+1)$  and  $g_2 = g_2(k+1)$
10.   Compute  $\tau_0, \tau_1$  and  $\tau_2$
11.   Compute  $g = \tau_1 g_1 + \tau_2 g_2$
12.   **if**  $g < g_{opt}$  **then**
13.      $g_{opt} \leftarrow g$
14.     Compute  $T_0, T_1$  and  $T_2$
15.      $F_{s1,opt} \leftarrow F_{s1,\xi}, F_{s2,opt} \leftarrow F_{s2,\xi}$
9.   **end if**
10.    $\xi := \xi + 1$
11. **end while**

### C. Reference generation

To allow an unitary power factor at the grid side, the instantaneous current reference can be written as:

$$i_c^*(k) = -i_{Lr}(k) \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (8)$$

being  $i_{Lr}(k) = i_L(k) \sin(\theta)$  the reactive load current,  $i_L(k)$  the load current measured at the instant  $k$ ,  $\theta$  the phase angle and  $\omega$  the fundamental frequency.

The phase angle  $\theta$  is obtained using a simple phase lock loop (PLL) closed-loop control system, provided by the development environment Matlab/Simulink.

### V. SIMULATION RESULTS

To validate the effectiveness of the proposed method, simulation results were carried out, considering the electrical parameters listed in Table I. The performance of the proposed controller are compared with the results obtained with the classical MBPC implementation, in both cases considering a sampling frequency of 25 kHz. The root mean squared (RMS) of the error between the reference and the actual value of the current [Eq. (9)], and the total harmonic distortion (THD) of the grid current [Eq. (10)] have been used as quality performance indices to compare quantitatively both controllers.

$$\text{RMS}(\Psi) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \Psi_j^2} \quad (9)$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_i^2} \quad (10)$$

being  $\Psi$  the tracking current error,  $N$  the number of vector elements,  $i_1$  the amplitude of the fundamental frequency of the analyzed current, and  $i_i$  the current harmonics.

TABLE I  
PARAMETERS DESCRIPTION

| Electric power grid           |          |       |               |
|-------------------------------|----------|-------|---------------|
| PARAMETER                     | SYMBOL   | VALUE | UNIT          |
| Grid frequency                | $f_e$    | 50    | Hz            |
| Grid voltage                  | $v_s$    | 310.2 | V             |
| 7-Level CHB STATCOM           |          |       |               |
| Filter resistance             | $R_f$    | 0.09  | $\Omega$      |
| Filter inductance             | $L_f$    | 3     | mH            |
| DC-link voltage               | $v_{dc}$ | 154   | V             |
| Load parameters               |          |       |               |
| Load resistance               | $R_L$    | 23.2  | $\Omega$      |
| Load inductance               | $L_L$    | 55    | mH            |
| Predictive control parameters |          |       |               |
| Sampling time                 | $T_s$    | 40    | $\mu\text{s}$ |
| Simulation step               | -        | 1     | $\mu\text{s}$ |

Fig. 5 show simulation results of the classical MBPC and the proposed control technique in Matlab/Simulink environment.

A good current tracking and a fast dynamic response during the transient (after 0.02 s) is presented in Fig. 5 (bottom), having a reduction in the RMS from 0.5008 A to 0.4254 A, compared with Fig. 5 (upper). Moreover, in Fig. 6 it is possible to notice how the mean reactive power is compensated, where  $Q_c = -Q_L$  is the reactive power injected by the STATCOM and  $Q_s$  is the reactive power at the grid side.

A comparison analysis between the proposed method and the classical MBPC is shown in Fig. 7 considering: (upper) the switching pattern, (middle) the output voltages of the STATCOM and (bottom) the THD of the analyzed output voltage. As shown in Fig. 7 (b) a more sinusoidal output voltage  $v_c$  is obtained with respect to the output voltage than in Fig. 7 (a) due to the switching pattern procedure. Furthermore, the operation at fixed switching frequency produces a more concentrated spectrum, mainly around the switching frequency ( $f_s = 25$  kHz). Due to the way in which the sectors were defined, it can be seen, however, a higher THD parameter of the output voltage.

Additionally, considering the interval 0.05 s to 0.09 s, Fig. 8 shows the improvement obtained in the THD performance parameter of the grid current, that is about 47% (a drop from 8.29% to 4.37%) using the proposed method.

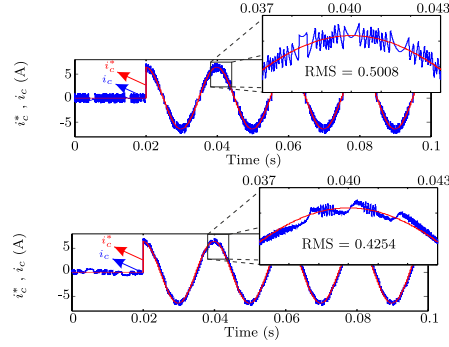


Fig. 5. Current tracking response: (upper) classical MBPC, (bottom) proposed controller.

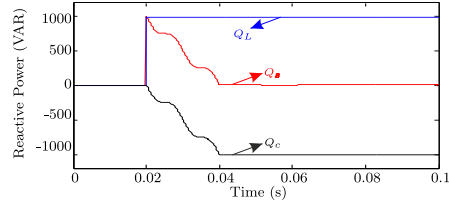


Fig. 6. Reactive power compensation of the CHB STATCOM system with the proposed controller

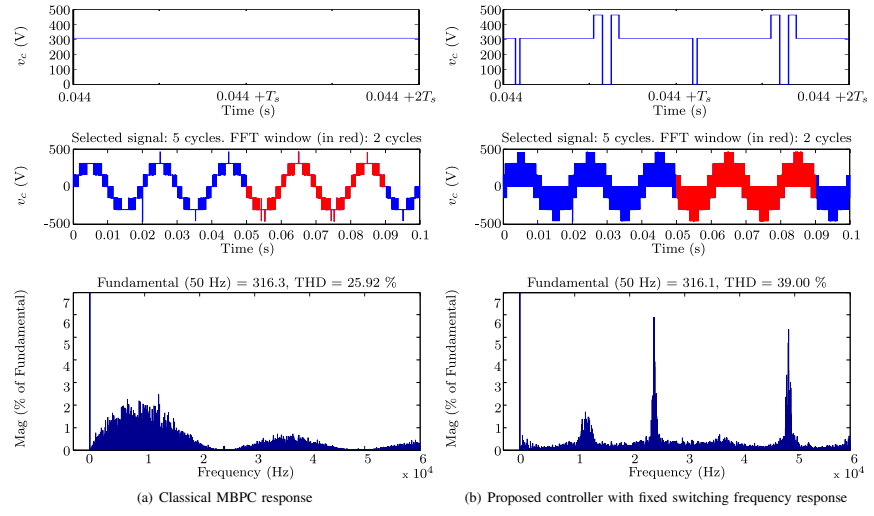


Fig. 7. Comparison performance considering: (upper) the switching pattern of the output voltage of the STATCOM obtained (middle) the output voltage of the STATCOM and (bottom) the THD of the output voltage.

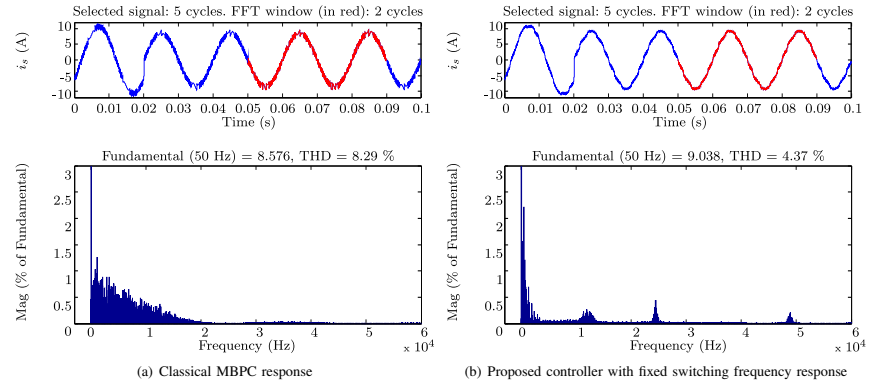


Fig. 8. Comparison performance considering: (upper) the grid current and (bottom) the THD of the grid current.

## VI. CONCLUSION

In this paper, a MBPC operating at fixed switching frequency applied to the single-phase CHB 7-level STATCOM has been proposed. From the simulation results it is possible to confirm a good capability of the proposed control technique to compensate the reactive power and better performance in terms of THD and RMS, compared with the results obtained by the classical MBPC. A comparative simulation results performed with reference to the classical MBPC also show improvements relative to the output voltage waveform.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support they provided through the CONACYT Grant 14-INV-096. This work was also made possible by the FONDECYT Regular Project N° 1160690.

## REFERENCES

- [1] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, DOI 10.1109/MIE.2015.2478920, no. 4, pp. 8–21, Dec 2015.
- [2] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. C. Clare, M. Degano, and S. Bifaretti, "Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 1610–1620, Mar 2015.
- [3] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Muñoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, Mar 2015, pp. 2224–2229.
- [4] M. Rivera, "A new predictive control scheme for a vsi with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency," in *Proc. POWERENG*, May 2015, pp. 617–622.
- [5] M. Tomlinson, T. Mouton, and R. Kennel, "Finite-control-set model predictive control with a fixed switching frequency vs. linear control for current control of a single-leg inverter," in *Proc. PRECEDE*, Oct 2015, pp. 109–114.
- [6] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. D. Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Proc. EPE'15 ECCE*, Sept 2015, pp. 1–10.
- [7] M. Vijayagopal, L. Empringham, L. de Lillo, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Current control and reactive power minimization of a direct matrix converter induction motor drive with modulated model predictive control," in *Proc. PRECEDE*, Oct 2015, pp. 103–108.
- [8] R. Rabbeni, L. Tarisciotti, A. Gaeta, A. Formentini, P. Zanchetta, M. Pucci, M. Degano, and M. Rivera, "Finite states modulated model predictive control for active power filtering systems," in *Proc. ECCE*, Sept 2015, pp. 1556–1562.
- [9] M. Norambuena, H. Yin, S. Dieckerhoff, and J. Rodriguez, "Improved finite control set model predictive control with fixed switching frequency for three phase npc converter," in *PCIM*, May 2016, pp. 1–8.
- [10] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, and J. C. Clare, "Modulated model predictive control for a seven-level cascaded h-bridge back-to-back converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5375–5383, Oct 2014.
- [11] R. Gregor, A. Renault, L. Comparatore, J. Pacher, J. Rodas, D. Gregor, J. Muñoz, and M. Rivera, "Finite-states model predictive control with increased prediction horizon for a 7-level cascade h-bridge multilevel STATCOM," in *Proc. WMSCI*, Jul 2016.
- [12] R. Gregor, L. Comparatore, A. Renault, J. Rodas, J. Pacher, S. Toledo, and M. Rivera, "A novel predictive-fixed switching frequency technique for a cascade H-Bridge multilevel STATCOM," in *Proc. IECON*, Oct 2016.

## APPENDIX

TABLE II  
SWITCHING FUNCTIONS FOR A SINGLE-PHASE 7-LEVEL CHB  
CONVERTER-BASED STATCOM SYSTEM

| $S_{\eta}$ |          |          |          |          |          | $\eta$ | $F_{s,\eta}$ |
|------------|----------|----------|----------|----------|----------|--------|--------------|
| $s_{11}$   | $s_{13}$ | $s_{21}$ | $s_{23}$ | $s_{31}$ | $s_{33}$ |        |              |
| 0          | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1      | 0            |
| 0          | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 2      | -1           |
| 0          | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 3      | 1            |
| 0          | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 4      | 0            |
| 0          | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 5      | -1           |
| 0          | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 6      | -2           |
| 0          | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 7      | 0            |
| 0          | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 8      | -1           |
| 0          | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 9      | 1            |
| 0          | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 10     | 0            |
| 0          | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 11     | 2            |
| 0          | 0        | 1        | 0        | 1        | 1        | 12     | 1            |
| 0          | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 13     | 0            |
| 0          | 0        | 1        | 1        | 0        | 1        | 14     | -1           |
| 0          | 0        | 1        | 1        | 1        | 0        | 15     | 1            |
| 0          | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 16     | 0            |
| 0          | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 17     | -1           |
| 0          | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 18     | -2           |
| 0          | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 19     | 0            |
| 0          | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        | 20     | -1           |
| 0          | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 21     | -2           |
| 0          | 1        | 0        | 1        | 0        | 1        | 22     | -3           |
| 0          | 1        | 0        | 1        | 1        | 0        | 23     | -1           |
| 0          | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | 24     | -2           |
| 0          | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 25     | 0            |
| 0          | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 26     | -1           |
| 0          | 1        | 1        | 0        | 1        | 0        | 27     | 1            |
| 0          | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        | 28     | 0            |
| 0          | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 29     | -1           |
| 0          | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        | 30     | -2           |
| 0          | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 31     | 0            |
| 0          | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 32     | -1           |
| 1          | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 33     | 1            |
| 1          | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 34     | 0            |
| 1          | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 35     | 2            |
| 1          | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 36     | 1            |
| 1          | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 37     | 0            |
| 1          | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 38     | -1           |
| 1          | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 39     | 1            |
| 1          | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 40     | 0            |
| 1          | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 41     | 2            |
| 1          | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 42     | 1            |
| 1          | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 43     | 3            |
| 1          | 0        | 1        | 0        | 1        | 1        | 44     | 2            |
| 1          | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 45     | 1            |
| 1          | 0        | 1        | 1        | 0        | 1        | 46     | 0            |
| 1          | 0        | 1        | 1        | 1        | 0        | 47     | 2            |
| 1          | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 48     | 1            |
| 1          | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 49     | 0            |
| 1          | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 50     | -1           |
| 1          | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 51     | 1            |
| 1          | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        | 52     | 0            |
| 1          | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 53     | -1           |
| 1          | 1        | 0        | 1        | 0        | 1        | 54     | -2           |
| 1          | 1        | 0        | 1        | 1        | 0        | 55     | 0            |
| 1          | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | 56     | -1           |
| 1          | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 57     | 1            |
| 1          | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 58     | 0            |
| 1          | 1        | 1        | 0        | 1        | 0        | 59     | 2            |
| 1          | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        | 60     | 1            |
| 1          | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 61     | 0            |
| 1          | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        | 62     | -1           |
| 1          | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 63     | 1            |
| 1          | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 64     | 0            |

## ARTÍCULO 4

---

# MODEL BASED PREDICTIVE CURRENT CONTROL FOR A THREE-PHASE CASCADE H-BRIDGE MULTILEVEL STATCOM OPERATING AT FIXED SWITCHING FREQUENCY

---



# Model Based Predictive Current Control for a Three-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM Operating at Fixed Switching Frequency

L. Comparatore, R. Gregor, J. Rodas, J. Pacher and A. Renault  
Laboratory of Power and Control Systems  
Universidad Nacional de Asunción  
Luque, Paraguay

M. Rivera  
Department of Electrical Engineering  
Universidad de Talca  
Curicó, Chile

**Abstract**—The absence of modulator in model based predictive control technique for different converter topologies generates a variable switching frequency that produces high frequency harmonics and higher stress on the power semiconductor devices. In this paper, a novel model based predictive control strategy with a fixed switching frequency applied to a three-phase cascade H-bridge multilevel STATCOM is introduced with the aim to increase the performance of classical model predictive control. Simulation results show increased performance of the proposed control method in terms of current waveform total harmonic distortion.

**Index Terms**—Cascade H-bridge converter, fixed switching frequency, model based predictive control.

## NOMENCLATURE

|         |                                 |
|---------|---------------------------------|
| CHB     | Cascade H-bridge.               |
| MBPC    | Model based predictive control. |
| MSE     | Mean squared error.             |
| PCC     | Point of common coupling.       |
| STATCOM | Static synchronous compensator. |
| THD     | Total harmonic distortion.      |

## I. INTRODUCTION

The major reasons for the growing interest in the use of MBPC technique are the evolution of data processing capabilities of the digital signal processors, its nonlinear operation, fast dynamic response and simplicity to represent different control objectives by a cost function. Classical MBPC method consists in use a precise mathematical model of the system to have an accurate prediction of the behavior of the controlled variables, where the prediction is carried out for each possible switching state, that in power converters, there are always a limited number of valid switching states. Next, an optimization process uses this information to evaluate a defined cost function for each prediction to provide the control action that minimizes such cost function. Then, the control action selected is applied in the next sampling time [1]. The classic MBPC has the particularity to provide a variable switching frequency, due to the absence of modulator. In terms of power quality, not only the spread spectrum and the high frequency harmonics are shown in the output waveforms but also the

high stress on the power semiconductor devices. In order to solve these issues, a novel approach for different topologies and its applications has been presented: three-phase active rectifier [2], two-level voltage source inverters [3]-[5], direct matrix converters [6], [7], active power compensators [8], neutral pointed clamping converters [9] and 7-level CHB back-to-back converter [10]. Of all of the different topologies and their applications, the CHB multilevel converters-based is one of the most commonly used and an attractive topology due to their modularization, extensibility, control simplicity and high-quality output [11], [12].

The purpose of this paper is to use a MBPC strategy with fixed switching frequency, in order to control a three-phase CHB 7-level STATCOM. Noteworthy that the proposal is not innovative, however, still now is not recorded in the literature neither simulations results nor experimental results of this control technique applied to three-phase CHB 7-level converter for STATCOM applications. The proposed control approach consists in to include a modulation stage in the optimization algorithm of the classical MBPC, to generate the duty cycles for two active switching states and one null switching state which are applied to the CHB 7-level STATCOM using a switching pattern procedure. An optimization process considering a defined cost function allows calculating the duty cycles of each switching state.

## II. CHB CONVERTER-BASED STATCOM MODEL

Fig. 1 shows the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM coupled to the power grid and the load through a shunt power filter ( $L_f$ - $R_f$ ), connected in the PCC. The STATCOM is composed by three cells H-bridge per phase with an independent DC-link for each cell. All DC-link buses have the same voltage  $v_{dc}$  and the same capacitance  $C_{dc}$  values. Each cell contains four switching devices which are activated with digital signals  $s\phi_{ij}$ , being  $\phi$  the corresponding phase ( $a$ ,  $b$  or  $c$ ),  $i$  the cell number (1, 2 or 3) and  $j$  the switching device (1, 2, 3 or 4). With the purpose of avoiding a short-circuit in the DC-link, the signals  $s\phi_{i1}$  and  $s\phi_{i3}$  are complementary to  $s\phi_{i2}$  and  $s\phi_{i4}$  respectively. Then, to adjust

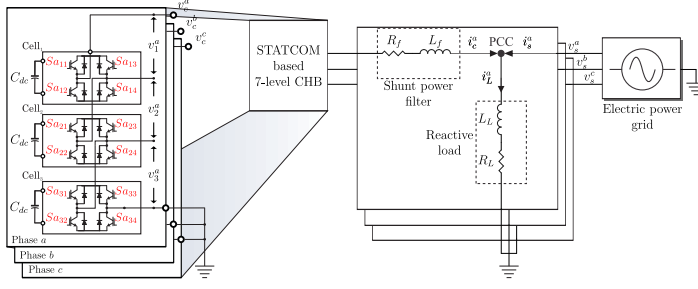


Fig. 1. Three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system connection.

the output voltage  $v_c^\phi$ , only  $2n_c = 6$  signals are needed. Each phase have  $n_c = 3$  number of cells and  $\varepsilon = 2^{2n_c} = 64$  possible switching states. Furthermore, each switching state corresponds to a switching function  $F_s^\phi = \sum_{i=1}^{n_c} F_i^\phi$ , where  $F_i^\phi$  is the switching function for the cell  $i$ , whose possible values are shown in Table I.

TABLE I  
SWITCHING FUNCTIONS FOR THE CELL “i”

| $s\phi_{i1}$ | $s\phi_{i3}$ | $s\phi_{i2}$ | $s\phi_{i4}$ | $F_i^\phi$ |
|--------------|--------------|--------------|--------------|------------|
| 1            | 0            | 0            | 1            | +1         |
| 1            | 1            | 0            | 0            | 0          |
| 0            | 0            | 1            | 1            | 0          |
| 0            | 1            | 1            | 0            | -1         |

The output voltage can be synthesized as a function of the DC-link voltage  $v_{dc}$  and the switching function  $F_s^\phi$  as:

$$v_c^\phi = F_s^\phi v_{dc} \quad (1)$$

Using Kirchhoff's circuit laws, the continuous time-domain model of the CHB converter-based STATCOM is:

$$\frac{di_c^\phi}{dt} = \frac{v_s^\phi}{L_f} - \frac{R_f i_c^\phi}{L_f} - \frac{v_c^\phi}{L_f} \quad (2)$$

where  $i_c^\phi$  is the current injected by the CHB converter-based STATCOM and  $v_s^\phi$  the grid voltage.

The discrete time-domain model is obtained by using the forward-Euler discretization method:

$$i_c^\phi(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i_c^\phi(k) + \frac{T_s}{L_f} \{v_s^\phi(k) - v_c^\phi(k)\} \quad (3)$$

being  $T_s$  the sampling time,  $k$  identifies the actual discrete-time sample and  $i_c^\phi(k+1)$  are the predictions of the STATCOM phase currents made at sample  $k$ .

### III. PROPOSED PREDICTIVE CONTROL WITH FIXED SWITCHING FREQUENCY

The classical MBPC technique uses the predictive model represented by (3) to predict the behavior of the future states

of all possible switching states. Then, the predicted errors for current tracking are calculated as follows:

$$ei_c^\phi(k+1) = i_c^{\phi*}(k+1) - i_c^\phi(k+1) \quad (4)$$

where the superscript (\*) indicates a reference variable.

The cost function (for each phase  $\phi$ ) is defined as a quadratic measure of the predicted error, as follows:

$$g^\phi = \|ei_c^\phi(k+1)\|^2 \quad (5)$$

where  $\|\cdot\|$  denotes the magnitude of the variable.

Finally, the switching state that generates the minimum value of the defined cost function is selected by an optimization process clearly described in the Algorithm 1. This optimum switching state is applied in the next sampling time during the whole switching period.

#### Algorithm 1 Optimization algorithm of the classic MBPC

1. Initialize  $g_{opt}^a := \infty, g_{opt}^b := \infty, g_{opt}^c := \infty, \eta := 0$
2. Compute  $i_c^a(k+1), i_c^b(k+1)$  and  $i_c^c(k+1)$
3. **while**  $\eta \leq \varepsilon$  **do**
4.   Compute  $i_c^a(k+1), i_c^b(k+1)$  and  $i_c^c(k+1)$
5.   Compute  $ei_c^a(k+1), ei_c^b(k+1)$  and  $ei_c^c(k+1)$
6.   Compute  $g^a, g^b$  and  $g^c$
7.   **if**  $g^a < g_{opt}^a$  **then**
8.      $g_{opt}^a \leftarrow g^a, F_{s,opt}^a \leftarrow F_{s,\eta}^a$
9.   **end if**
10.   **if**  $g^b < g_{opt}^b$  **then**
11.      $g_{opt}^b \leftarrow g^b, F_{s,opt}^b \leftarrow F_{s,\eta}^b$
12.   **end if**
13.   **if**  $g^c < g_{opt}^c$  **then**
14.      $g_{opt}^c \leftarrow g^c, F_{s,opt}^c \leftarrow F_{s,\eta}^c$
15.   **end if**
16.    $\eta := \eta + 1$
17. **end while**

#### A. Classical vs. proposed MBPC

The main difference between the proposed method and the classical MBPC, is that the proposed method proceeds as



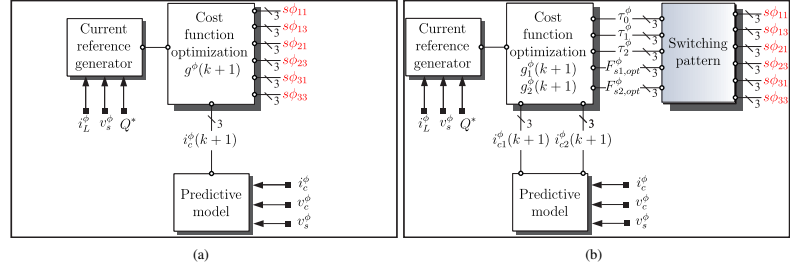


Fig. 2. Block diagram for: (a) the classic MBPC, (b) the proposed MBPC at fixed switching frequency.

space vector modulation. In space vector modulation, each sector is defined by two adjacent vectors (and one null vector), nonetheless, in this work, the “sectors” are defined by two consecutive active (or no-null) states and one null state (please refer to Appendix). For simplicity, always  $\eta = 1$  is used as null state (where  $\eta$  is the state number, defined in the Appendix). Then, the first sector is the one between switching state number  $\eta = 2$  and switching state number  $\eta = 3$ , the second sector, the one between switching state number  $\eta = 3$  and switching state number  $\eta = 5$ , and so on. The two optimum states are chosen by an optimization process that evaluates the predicted errors separately for each prediction and are applied during specified times, being their duty cycles inversely proportional to the respective cost functions.

The block diagram of the classic MBPC method and the proposed method are shown in Fig. 2, where the switching pattern block is highlight.

#### B. Cost function optimization

The new cost function (for each phase  $\phi$ ) for the proposed method is defined as the sum of the cost functions  $g_{1,2}^\phi$  defined by (5) whose respective weighting factors are the duty cycles  $\tau_{1,2}^\phi$  for the two active states, leaving the equation as:

$$g^\phi = \tau_1^\phi g_1^\phi + \tau_2^\phi g_2^\phi \quad (6)$$

The switching state that generates the lowest value of the cost function must be applied higher time, i.e., the duty cycle must be inversely proportional to the cost function. The duty cycles for the two active switching states and one null switching state are calculated by solving:

$$\begin{aligned} \tau_0^\phi &= K^\phi / g_0^\phi \\ \tau_1^\phi &= K^\phi / g_1^\phi \\ \tau_2^\phi &= K^\phi / g_2^\phi \\ \tau_0^\phi + \tau_1^\phi + \tau_2^\phi &= 1 \end{aligned} \quad (7)$$

where  $\tau_0^\phi$  correspond to the duty cycle of a null state which is evaluated only one time and  $K^\phi$  is the constant of proportionality.

The expressions of the duty cycles for each switching state are given solving (7) for  $K^\phi$  as:

$$\begin{aligned} \tau_0^\phi &= g_1^\phi g_2^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \\ \tau_1^\phi &= g_0^\phi g_2^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \\ \tau_2^\phi &= g_0^\phi g_1^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \end{aligned} \quad (8)$$

Being the turn-on times ( $T_0^\phi$ ,  $T_1^\phi$  and  $T_2^\phi$ ) the products of multiplying the duty cycles ( $\tau_0^\phi$ ,  $\tau_1^\phi$  and  $\tau_2^\phi$ ) by the sampling time, respectively.

Finally, the optimization process (for each phase  $\phi$ ) is illustrated in Algorithm 2.

#### Algorithm 2 Optimization algorithm of the proposed method

1. Initialize  $g_{opt}^\phi := \infty$ ,  $\eta := 0$
2. Compute  $i_c^*(k+1)$
3. Compute  $i_{c0}^\phi(k+1)$
4. Compute  $ei_{c0}^\phi(k+1)$
5. Compute  $g_0^\phi = g_0^\phi(k+1)$
6. **while**  $\eta \leq \varrho$  **do**
7.   Compute  $i_{c1}^\phi(k+1)$  and  $i_{c2}^\phi(k+1)$
8.   Compute  $ei_{c1}^\phi(k+1)$  and  $ei_{c2}^\phi(k+1)$
9.   Compute  $g_1^\phi = g_1^\phi(k+1)$  and  $g_2^\phi = g_2^\phi(k+1)$
10.   Compute  $\tau_0^\phi$ ,  $\tau_1^\phi$  and  $\tau_2^\phi$
11.   Compute  $g^\phi = \tau_1^\phi g_1^\phi + \tau_2^\phi g_2^\phi$
12.   **if**  $g^\phi < g_{opt}^\phi$  **then**
13.      $g_{opt}^\phi \leftarrow g^\phi$
14.     Compute  $T_0^\phi$ ,  $T_1^\phi$  and  $T_2^\phi$
15.      $F_{s1,opt}^\phi \leftarrow F_{s1,\eta}^\phi$ ,  $F_{s2,opt}^\phi \leftarrow F_{s2,\eta}^\phi$
9.   **end if**
10.    $\eta := \eta + 1$
11. **end while**

#### C. Switching pattern

At the end of the optimization process, the two optimum active switching states ( $F_{s1,opt}^\phi$  and  $F_{s2,opt}^\phi$ ) and the one null switching state are applied during their respective turn-on

times using the switching pattern procedure that is shown in Fig. 4, similar to [3], [4].

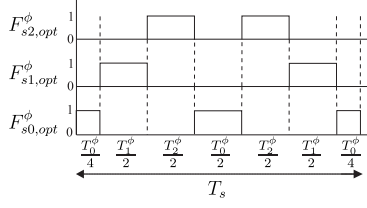


Fig. 3. Switching pattern for the optimal switching states.

#### D. Current reference generator

Using the following Clarke's transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

the instantaneous  $\alpha - \beta$  current references are:

$$\begin{bmatrix} i_c^{\alpha*} \\ i_c^{\beta*} \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_s^\alpha)^2 + (v_s^\beta)^2} \begin{bmatrix} v_s^\alpha & v_s^\beta \\ v_s^\beta & -v_s^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_c^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

where the instantaneous active and reactive power references ideally are:

$$\begin{aligned} P_c^* &= 0 \\ Q_c^* &= -Q_L \end{aligned} \quad (11)$$

being  $Q_L = v_{s\alpha} i_{L\beta} - v_{s\beta} i_{L\alpha}$  the instantaneous reactive load power to be compensate.

Finally, the STATCOM phase currents references used in the optimization process are:

$$[i_c^{\alpha*} \ i_c^{\beta*} \ i_c^{c*}]' = \mathbf{T}^{-1} [i_c^{\alpha*} \ i_c^{\beta*} \ 0]' \quad (12)$$

where the superscript  $(\cdot)'$  indicates the transposed matrix.

#### IV. SIMULATION RESULTS

In order to validate the effectiveness of the proposed method, simulation results in Matlab/Simulink environment were carried out, considering the electrical parameters shown in Table II. The performance of the proposed method are compared with the results obtained with the classical MBPC implementation, in both cases considering a 25 kHz of sampling frequency.

A good current tracking is presented in Fig. 4 (upper), having a reduction in the MSE from 0.4206 A to 0.3207 A. Moreover, in Fig. 4 (bottom) it is possible to notice how the instantaneous reactive power is compensated ( $Q_c = -Q_L$ ). The big spikes are consequence of the application of the null vector in the switching pattern.

TABLE II  
PARAMETERS DESCRIPTION

| PARAMETER                     | Electric power grid |       |          |
|-------------------------------|---------------------|-------|----------|
|                               | SYMBOL              | VALUE | UNIT     |
| Grid frequency                | $f_e$               | 50    | Hz       |
| Grid voltage                  | $v_s$               | 310.2 | V        |
| 7-Level CHB STATCOM           |                     |       |          |
| Filter resistance             | $R_f$               | 0.09  | $\Omega$ |
| Filter inductance             | $L_f$               | 3     | mH       |
| DC-link voltage               | $v_{dc}$            | 154   | V        |
| Load parameters               |                     |       |          |
| Load resistance               | $R_L$               | 23.2  | $\Omega$ |
| Load inductance               | $L_L$               | 55    | mH       |
| Predictive control parameters |                     |       |          |
| Sampling time                 | $T_s$               | 40    | $\mu s$  |
| Simulation step               | —                   | 1     | $\mu s$  |

A comparison analysis between the proposed method and the classical MBPC is shown in Fig. 5 considering: (upper) the switching pattern, (middle) the output voltages of the STATCOM and (bottom) the THD of the analyzed output voltage. As shown in Fig. 5 (b) a more sinusoidal output voltage  $v_c^a$  is obtained with respect to the output voltage than in Fig. 5 (a) due to the switching pattern procedure. Furthermore, the operation at fixed switching frequency produces a more concentrated spectrum in exchange of a higher THD parameter of the output voltage (due to the way in which the sectors were defined).

Additionally, considering the interval 0.05 to 0.09 s, Fig. 6 shows the improvement obtained in the THD performance parameter of the grid current, that is about 65% (a drop from 6.61% to 2.32%) using the proposed method.

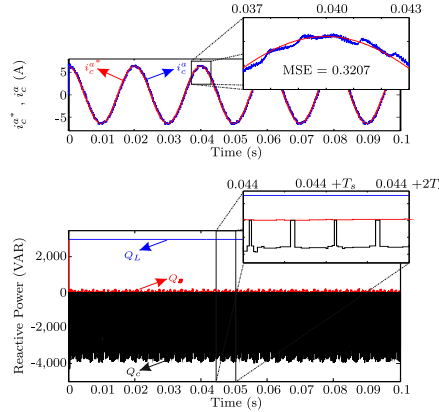


Fig. 4. CHB STATCOM response: (upper) current tracking, (bottom) reactive power compensation.

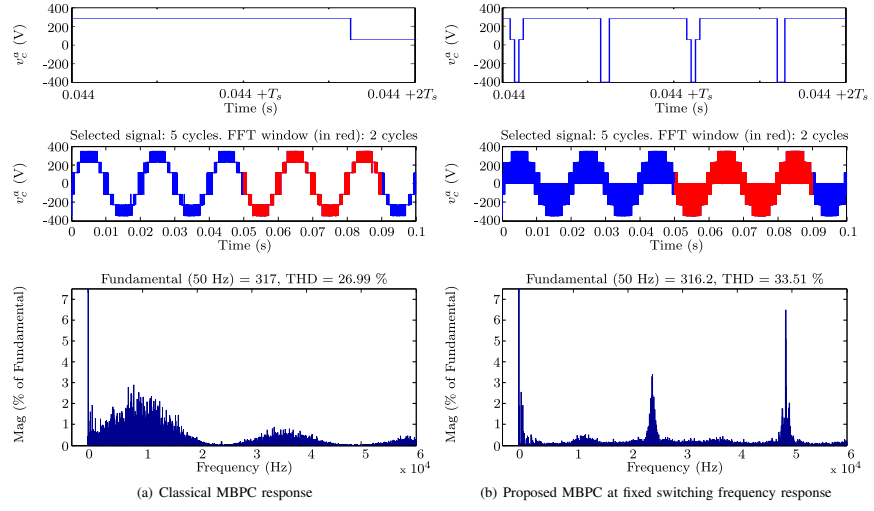


Fig. 5. Comparison performance considering: (upper) the switching pattern of the output voltage of the STATCOM obtained (middle) the output voltage of the STATCOM and (bottom) the THD of the output voltage.

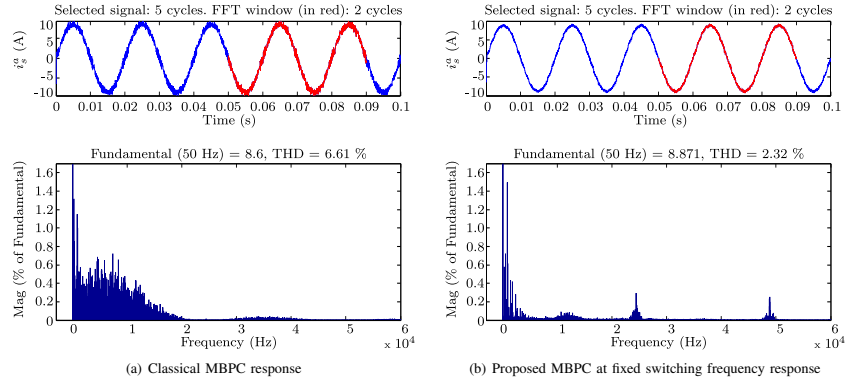


Fig. 6. Comparison performance considering: (upper) the grid current and (bottom) the THD of the grid current.

## V. CONCLUSION

In this paper, a MBPC operating at fixed switching frequency applied to the three-phase CHB 7-level STATCOM has been proposed. From the simulation results it is possible to confirm a good capability of the proposed control technique to compensate the reactive power and better performance in terms of THD and MSE, compared with the results obtained by the classical MBPC. A comparative simulation results performed with reference to the classical predictive control also show improvements relative to the output voltage waveform.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support they provided through the CONACYT Grant 14-INV-096. This work was also made possible by the FONDECYT Regular Project N° 1160690.

## REFERENCES

- [1] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [2] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. C. Clare, M. Degano, and S. Bifaretti, "Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 1610–1620, 2015.
- [3] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Muñoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, Seville, 2015, pp. 2224–2229.
- [4] M. Rivera, "A new predictive control scheme for a VSI with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency," in *POWERENG*, Riga, 2015, pp. 617–622.
- [5] M. Tomlinson, T. Mouton, and R. Kennel, "Finite-control-set model predictive control with a fixed switching frequency vs. linear control for current control of a single-leg inverter," in *Proc. PRECEDE*, Valparaíso, 2015, pp. 109–114.
- [6] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. D. Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Proc. EPE ECCE-Europe*, Geneva, 2015, pp. 1–10.
- [7] M. Vijayagopal, L. Empringham, L. de Lillo, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Current control and reactive power minimization of a direct matrix converter induction motor drive with modulated model predictive control," in *Proc. PRECEDE*, Valparaíso, 2015, pp. 103–108.
- [8] R. Rabbeni, L. Tarisciotti, A. Gaeta, A. Formentini, P. Zanchetta, M. Pucci, M. Degano, and M. Rivera, "Finite states modulated model predictive control for active power filtering systems," in *Proc. IEEE ECCE*, Montreal, 2015, pp. 1556–1562.
- [9] M. Norambuena, H. Yin, S. Dieckerhoff, and J. Rodriguez, "Improved finite control set model predictive control with fixed switching frequency for three phase NPC converter," in *Proc. PCIM Europe*, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1–8.
- [10] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, and J. C. Clare, "Modulated model predictive control for a seven-level cascaded H-bridge back-to-back converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5375–5383, 2014.
- [11] R. Gregor, A. Renault, L. Comparatore, J. Pacher, J. Rodas, D. Gregor, J. Muñoz, and M. Rivera, "Finite-states model predictive control with increased prediction horizon for a 7-level cascade H-bridge multilevel STATCOM," in *Proc. WMSCI*, Miami, 2016, pp. 1–6, CD-ROM.
- [12] R. Gregor, L. Comparatore, A. Renault, J. Rodas, J. Pacher, S. Toledo, and M. Rivera, "A novel predictive-fixed switching frequency technique for a cascade H-Bridge multilevel STATCOM," in *Proc. IECON*, Florence, 2016, pp. 3672–3677.

## APPENDIX

TABLE III  
SWITCHING FUNCTIONS FOR A THREE-PHASE 7-LEVEL CHB  
CONVERTER-BASED STATCOM SYSTEM

| $S_{\phi_{\eta}}$ |                 |                 |                 |                 |                 | $\eta$ | $F_{s,\eta}^{\phi}$ |
|-------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|--------|---------------------|
| $s_{\phi_{11}}$   | $s_{\phi_{13}}$ | $s_{\phi_{21}}$ | $s_{\phi_{23}}$ | $s_{\phi_{31}}$ | $s_{\phi_{33}}$ |        |                     |
| 0                 | 0               | 0               | 0               | 0               | 0               | 1      | 0                   |
| 0                 | 0               | 0               | 0               | 0               | 1               | 2      | -1                  |
| 0                 | 0               | 0               | 0               | 1               | 0               | 3      | 1                   |
| 0                 | 0               | 0               | 0               | 1               | 1               | 4      | 0                   |
| 0                 | 0               | 0               | 1               | 0               | 0               | 5      | -1                  |
| 0                 | 0               | 0               | 1               | 0               | 1               | 6      | -2                  |
| 0                 | 0               | 0               | 1               | 1               | 0               | 7      | 0                   |
| 0                 | 0               | 0               | 1               | 1               | 1               | 8      | -1                  |
| 0                 | 0               | 1               | 0               | 0               | 0               | 9      | 1                   |
| 0                 | 0               | 1               | 0               | 0               | 1               | 10     | 0                   |
| 0                 | 0               | 1               | 0               | 1               | 0               | 11     | 2                   |
| 0                 | 0               | 1               | 0               | 1               | 1               | 12     | 1                   |
| 0                 | 0               | 1               | 1               | 0               | 0               | 13     | 0                   |
| 0                 | 0               | 1               | 1               | 0               | 1               | 14     | -1                  |
| 0                 | 0               | 1               | 1               | 1               | 0               | 15     | 1                   |
| 0                 | 0               | 1               | 1               | 1               | 1               | 16     | 0                   |
| 0                 | 1               | 0               | 0               | 0               | 0               | 17     | -1                  |
| 0                 | 1               | 0               | 0               | 0               | 1               | 18     | -2                  |
| 0                 | 1               | 0               | 0               | 1               | 0               | 19     | 0                   |
| 0                 | 1               | 0               | 0               | 1               | 1               | 20     | -1                  |
| 0                 | 1               | 0               | 1               | 0               | 0               | 21     | -2                  |
| 0                 | 1               | 0               | 1               | 0               | 1               | 22     | -3                  |
| 0                 | 1               | 0               | 1               | 1               | 0               | 23     | -1                  |
| 0                 | 1               | 0               | 1               | 1               | 1               | 24     | -2                  |
| 0                 | 1               | 1               | 0               | 0               | 0               | 25     | 0                   |
| 0                 | 1               | 1               | 0               | 0               | 1               | 26     | -1                  |
| 0                 | 1               | 1               | 0               | 1               | 0               | 27     | 1                   |
| 0                 | 1               | 1               | 0               | 1               | 1               | 28     | 0                   |
| 0                 | 1               | 1               | 1               | 0               | 0               | 29     | -1                  |
| 0                 | 1               | 1               | 1               | 0               | 1               | 30     | -2                  |
| 0                 | 1               | 1               | 1               | 1               | 0               | 31     | 0                   |
| 0                 | 1               | 1               | 1               | 1               | 1               | 32     | -1                  |
| 1                 | 0               | 0               | 0               | 0               | 0               | 33     | 1                   |
| 1                 | 0               | 0               | 0               | 0               | 1               | 34     | 0                   |
| 1                 | 0               | 0               | 0               | 1               | 0               | 35     | 2                   |
| 1                 | 0               | 0               | 0               | 1               | 1               | 36     | 1                   |
| 1                 | 0               | 0               | 1               | 0               | 0               | 37     | 0                   |
| 1                 | 0               | 0               | 1               | 0               | 1               | 38     | -1                  |
| 1                 | 0               | 0               | 1               | 1               | 0               | 39     | 1                   |
| 1                 | 0               | 0               | 1               | 1               | 1               | 40     | 0                   |
| 1                 | 0               | 1               | 0               | 0               | 0               | 41     | 2                   |
| 1                 | 0               | 1               | 0               | 0               | 1               | 42     | 1                   |
| 1                 | 0               | 1               | 0               | 1               | 0               | 43     | 3                   |
| 1                 | 0               | 1               | 0               | 1               | 1               | 44     | 2                   |
| 1                 | 0               | 1               | 1               | 0               | 0               | 45     | 1                   |
| 1                 | 0               | 1               | 1               | 0               | 1               | 46     | 0                   |
| 1                 | 0               | 1               | 1               | 1               | 0               | 47     | 2                   |
| 1                 | 0               | 1               | 1               | 1               | 1               | 48     | 1                   |
| 1                 | 1               | 0               | 0               | 0               | 0               | 49     | 0                   |
| 1                 | 1               | 0               | 0               | 0               | 1               | 50     | -1                  |
| 1                 | 1               | 0               | 0               | 1               | 0               | 51     | 1                   |
| 1                 | 1               | 0               | 0               | 1               | 1               | 52     | 0                   |
| 1                 | 1               | 0               | 1               | 0               | 0               | 53     | -1                  |
| 1                 | 1               | 0               | 1               | 0               | 1               | 54     | -2                  |
| 1                 | 1               | 0               | 1               | 1               | 0               | 55     | 0                   |
| 1                 | 1               | 0               | 1               | 1               | 1               | 56     | -1                  |
| 1                 | 1               | 1               | 0               | 0               | 0               | 57     | 1                   |
| 1                 | 1               | 1               | 0               | 0               | 1               | 58     | 0                   |
| 1                 | 1               | 1               | 0               | 1               | 0               | 59     | 2                   |
| 1                 | 1               | 1               | 0               | 1               | 1               | 60     | 1                   |
| 1                 | 1               | 1               | 1               | 0               | 0               | 61     | 0                   |
| 1                 | 1               | 1               | 1               | 0               | 1               | 62     | -1                  |
| 1                 | 1               | 1               | 1               | 1               | 0               | 63     | 1                   |
| 1                 | 1               | 1               | 1               | 1               | 1               | 64     | 0                   |

## ARTÍCULO 5

---

# MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL WITH SWITCHER OF REDUNDANT VECTORS FOR A CASCADE H-BRIDGE MULTILEVEL STATCOM

---



# Model Based Predictive Control with Switcher of Redundant Vectors for a Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM

L. Comparatore, A. Renault, J. Pacher, R. Gregor and J. Rodas  
Laboratory of Power and Control Systems  
Universidad Nacional de Asunción  
Luque, Paraguay

M. Rivera  
Department of Electrical Engineering  
Universidad de Talca  
Curicó, Chile

**Abstract**—Conventional model based predictive control for cascade H-bridge multilevel STATCOM produces a different switching pattern for different cells. As a consequence, stresses, DC-link imbalance and active power losses are generated among the cells. To solve the aforementioned issues, this paper proposes to include a switcher of redundant vectors on the conventional model based predictive method. Additionally, improve the performance in terms of total harmonic distortion and remain focus the reactive power compensation. Simulation results are analyzed to verify the effectiveness of this proposal.

**Index Terms**—Active power filters, cascade H-bridge converter, predictive control, switcher of redundant vectors.

## I. INTRODUCTION

New generation of power electronic systems, e.g., static synchronous compensators (STATCOMs), which aims to improve the power quality in electrical systems, and its control, is mainly due to the evolution of power semiconductor devices joined to the advancement of digital signal processors (DSPs), with the purposes of control in power converters, their advantages are beginning to be exploited [1]. Low power factor (PF), voltage collapse, unbalance loads, excessive harmonics generated by nonlinear loads, transients and oscillations are the mainly problems which affect the power quality in distribution systems [2]-[3]. One of the main topologies of STATCOMs and active power filters (APFs) to overcome the aforementioned drawbacks are the cascaded H-bridge (CHB) multilevel converters-based [4]. The advantages of CHB converters include low harmonic distortion, reduced number of switches, suppression of switching losses, modularity and good scalability [5]-[6]. In order to provide a good trade-off among good tracking of references variables, harmonic performance, switching frequency, commutation losses and the balancing of the DC-link voltages, several control and modulation techniques can be applied to CHB converters, such as: pulse width modulation (PWM), space vector modulation (SVM), phase shift carrier - PWM (PSC-PWM) and model based predictive control (MBPC) [7]-[9]. MBPC has recently gained the attention of the research community like a control technique in power converters and drives [1], mainly because

the advantage of it focuses on its flexible feature, since it is possible to adapt to different control requirements modifying only a cost function.

This paper proposes a novel DC-link balance technique for a 7-level CHB converter-based STATCOM system with MBPC, using for this purpose a switcher of redundant vectors (SRV) and the equations that represent the dynamics of the system, additionally to achieve a reactive power compensation and decreased current harmonics. In order to illustrate the benefits of the proposed control a series of simulations have been carried out. The simulation results have been analyzed and compared with the obtained using a conventional MBPC.

This paper is organized as follows: Section II presents the three-phase three-wire 7-level CHB multilevel STATCOM topology. In Section III is discussed the proposed MBPC technique with SRV for DC-link voltage balance. Section IV discusses the simulation results and provides a comparative analysis with the conventional MBPC technique. Finally, concluding remarks are presented in the last section of the paper.

## II. DESCRIPTION OF THE CHB STATCOM TOPOLOGY

Fig. 1 shows the three-phase three-wire 7-level CHB converter-based STATCOM topology studied. Three cascade H-bridge modules per phase, called cells, with an independent DC-link per cell compose the STATCOM system. Since each cell contains four switching devices, four switching signals ( $s_{\phi ij}$ ) are needed to achieve the desired output voltage ( $v_i^\phi = F_i^\phi v_{dc}$ ) for each cell, where  $\phi$  represents the phase ( $a, b$  or  $c$ ),  $i$  the cell number in the corresponding phase (1, 2 or 3),  $j$  the switching device corresponding to the cell “ $i$ ” (1, 2, 3 or 4),  $v_{dc}$  the voltage of the capacitor and  $F_i^\phi$  the switching function. Because of there are combinations that cause a short circuit in the DC-link of the cells, only two activation signals and their complementary levels are used, i.e., if  $s_{\phi 11} = 1$ , then  $s_{\phi 12} = 0$  and if  $s_{\phi 11} = 0$ , then  $s_{\phi 12} = 1$ , similarly for  $s_{\phi i3}$  and  $s_{\phi i4}$ . One switching state ( $\eta \in \{1, 2, \dots, \varepsilon\}$ ) of one phase in particular, where  $\varepsilon$  is the total of possible switching states, which depends of the number of cells per phase ( $n_c$ ),

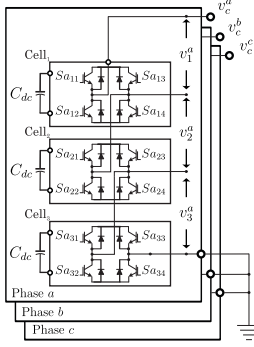


Fig. 1. Three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system.

is represented by a switching vector ( $S_\eta^\phi$ ) that contains  $2n_c$  activation signals ( $s\phi_{ij}$ ) of such phase (note that the capital “S” is related to the vector and the small “s” is related to the signal). Finally, the output voltage for each phase of the STATCOM is  $v_c^\phi = F_s^\phi v_{dc}$ , where  $F_s^\phi = \sum_{i=1}^3 F_i^\phi$  denotes the switching function for each phase.

#### A. Continuous time-domain model

Fig. 2 shows one phase ( $\phi$ ) of the CHB converter-based STATCOM connection. The dynamic model of the circuit configuration can be obtained by using Kirchhoff’s circuit laws. It is assumed, for modeling purposes, a balanced electric power grid. Applying Kirchhoff’s voltage law for the AC side of the STATCOM, the following equation is obtained:

$$\frac{di_c^\phi}{dt} = \frac{v_s^\phi}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_c^\phi - \frac{F_s^\phi v_{dc}}{L_f} \quad (1)$$

where  $R_f$  is the parasitic (series) resistance of the inductor  $L_f$ .

#### B. Discrete-model for predictive control

Forward-Euler discretization method is used to obtain the predictive model from the continuous time-domain model represented by (1), which provides the following equation:

$$i_c^\phi(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i_c^\phi(k) + \frac{T_s}{L_f} \{v_s^\phi(k) - v_c^\phi(k)\} \quad (2)$$

where  $k$  identifies the actual discrete-time sample,  $T_s$  is the sampling time, and  $i_c^\phi(k+1)$  are the predictions of the STATCOM phase currents made at sample  $k$ .

### III. PROPOSED MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL WITH SWITCHER OF REDUNDANT VECTORS

Fig. 3 shows the block diagram of the proposed model based predictive control with SRV applied to the three-phase three-wire 7-level CHB converter-based STATCOM system. The current references are generated for reactive power compensation from the measured variables, as will be shown next.

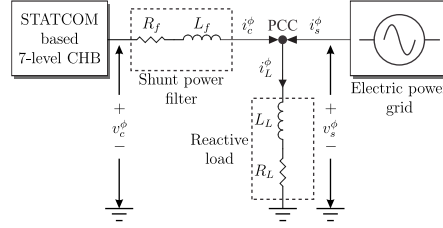


Fig. 2. STATCOM, load and electric grid connected through the PCC.

#### A. Reactive power compensation

The instantaneous active and reactive power references are obtained from the Clarke’s transformation approach in  $\alpha - \beta$  reference frame by using the following transformation matrix:

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

Applying (3), the  $\alpha - \beta$  current references at the AC side of the STATCOM are obtained as follows:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{s\alpha})^2 + (v_{s\beta})^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_c^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

where the superscript (\*) denotes the reference variables and  $P_c^*$  and  $Q_c^*$  are the instantaneous active and reactive power references, respectively. In order to allow a unitary power factor at the grid side and considering which ideally the STATCOM do not absorb any active power, the instantaneous power references can be written as  $P_c^* = 0$  and  $Q_c^* = -Q_L = v_{s\alpha} i_{L\beta} - v_{s\beta} i_{L\alpha}$ , being  $Q_L$  the instantaneous reactive load power to be compensate by the CHB converter-based STATCOM system. Finally, the STATCOM phase currents references used in the optimization process are:

$$[i_c^{a*} \ i_c^{b*} \ i_c^{c*}]' = \mathbf{T}^{-1} [i_{c\alpha}^* \ i_{c\beta}^* \ 0]' \quad (5)$$

where the superscript (') indicates the transposed matrix.

#### B. Cost function and optimization process

The cost function is defined as a quadratic measure of the predicted error, as follows:

$$g^\phi = \|ei_c^\phi(k+1)\|^2 \quad (6)$$

being  $ei_c^\phi(k+1)$  the STATCOM current errors at the AC side.

The optimization is performed by search over the 7 possible levels of the control action and selects the optimal level or switching function  $F_s^\phi$  ( $-3, -2, -1, 0, 1, 2$  or  $3$ ) that minimizes the defined cost function represented by (6). During the optimization process, both the cost function and the predictive model must be computed 7 times at each sampling period to guarantee optimality. Then, the first optimal vector is applied.



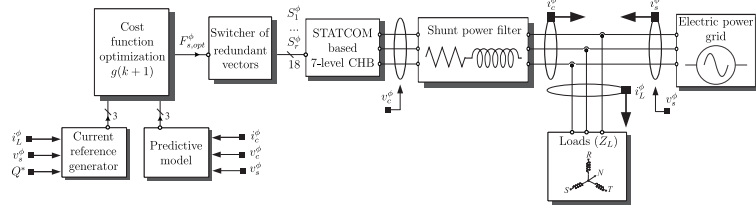


Fig. 3. Block diagram of the proposed model based predictive control with switcher of redundant vectors.

### C. Switcher of redundant vectors

An obvious solution to the voltage balancing problem is to commute the cells that are charging capacitors and those that are discharging capacitors [8], while maintaining the same optimal level (voltage output). Each optimal level has an amount of redundant vectors ( $r$ ), which is variable depending of the level, as is shown in Table I.

TABLE I  
AMOUNTS OF REDUNDANT VECTORS FOR EACH LEVEL

| Voltage output ( $\times v_{dc}$ ) | -3 | -2 | -1 | 0  | 1  | 2 | 3 |
|------------------------------------|----|----|----|----|----|---|---|
| Redundant vectors ( $r$ )          | 1  | 6  | 15 | 20 | 15 | 6 | 1 |

In order to charge and discharge all capacitors simultaneously, for one phase in particular, all redundant vectors for such phase are sequentially applied during a period until the next sampling instant, with a duty cycle given by the following equation:

$$\tau^{\phi} = \frac{T_s}{r} \quad (7)$$

To simplify the algorithm, is selected  $r = 20$  for all levels, thus, the vectors of the levels with fewer amount of redundant vectors are reapplied until to complete a sampling period.

### IV. SIMULATION RESULTS

A MatLab/Simulink simulation environment has been developed to analyze the performance of the proposed control technique applied to the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system, considering the electrical parameters shown in Table II. The performance of the proposed control technique is compared with the results obtained by a conventional MBPC, in both cases considering a 20 kHz of sampling frequency.

Fig. 4 shows a simulation results of the proposed control technique under steady-state and transient conditions. Fig. 4 (upper) shows a step in the instantaneous reactive power reference where it is possible to notice the effect of reactive power compensation (from 3,000 to 1,500 VAR after 0.04 s). Moreover, Fig. 4 (bottom), shows the tracking current dynamic performance for a step change of the reactive power reference. It can be observed from the simulation results a fast dynamic response during the transient.

TABLE II  
PARAMETERS DESCRIPTION

| PARAMETER                      | 7-Level CHB STATCOM |        |          |
|--------------------------------|---------------------|--------|----------|
|                                | SYMBOL              | VALUE  | UNIT     |
| Grid frequency                 | $f_e$               | 50     | Hz       |
| Grid voltage                   | $v_s$               | 310.2  | V        |
| Filter resistance              | $R_f$               | 0.09   | $\Omega$ |
| Filter inductance              | $L_f$               | 3      | mH       |
| DC-link voltage                | $v_{dc}$            | 114    | V        |
| DC-link capacitance            | $C_{dc}$            | 21     | mF       |
| Load parameters                |                     |        |          |
| Load resistance                | $R_L$               | 23.2   | $\Omega$ |
| Load inductance                | $L_L$               | 55     | mH       |
| Predictive control parameters  |                     |        |          |
| Sampling time                  | $T_s$               | 50     | $\mu s$  |
| Active power reference         | $P_c^*$             | 0      | W        |
| Ideal reactive power reference | $Q_c^*$             | $-Q_L$ | VAR      |

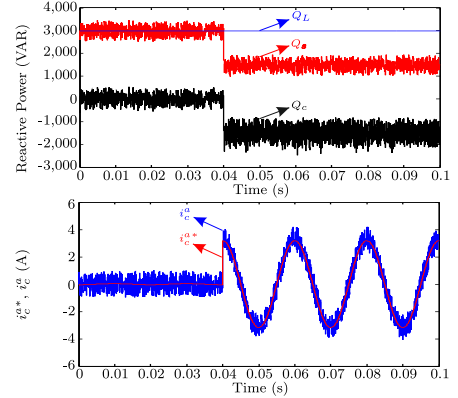


Fig. 4. CHB STATCOM steady-state and transient response: (upper) reactive power compensation, (bottom) tracking current.

Fig. 5 shows a comparison analysis between the proposed predictive control and the conventional MBPC considering:

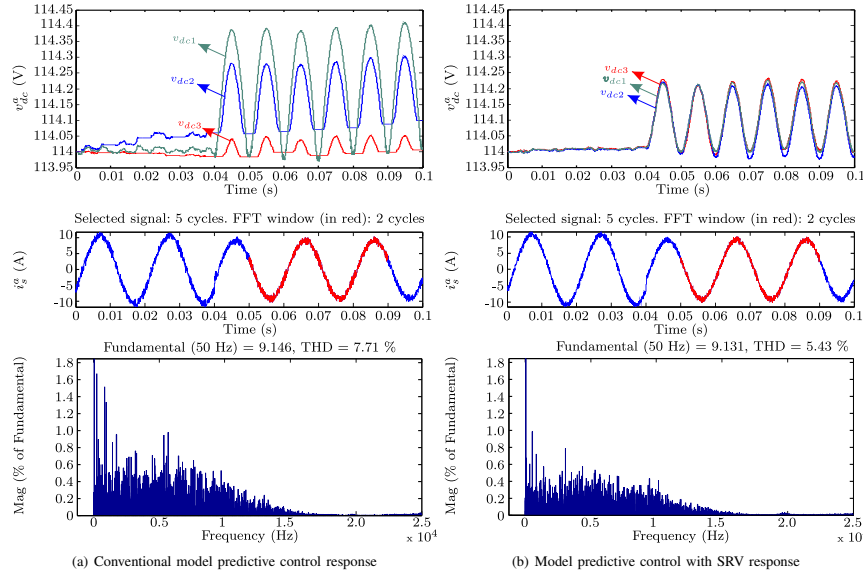


Fig. 5. Comparison performance considering: (upper) the voltage evolution on the capacitors, (middle) the grid current and (bottom) the THD of the grid current.

(upper) the voltages on the capacitors of the phase  $a$  (middle) the grid current of the phase  $a$  and (bottom) the THD of the analyzed grid current. As shown in Fig. 5 (b) a better performance is obtained in terms of voltage ripple and a simultaneous charge/discharge process on the capacitors. Furthermore, the improvement obtained in the THD performance parameter is about 30% (a drop from 7.71% to 5.43%) using the proposed method, considering the interval where the reactive power is compensated (after 0.04 s).

#### V. CONCLUSION

In this paper, a MBPC with SRV applied to the three-phase three-wire 7-level CHB STATCOM has been proposed. The simulation results confirm the capability of the proposed control technique to compensate the instantaneous reactive power and shows that it is possible to increase the performance in terms of THD, compared with the results obtained by the conventional MBPC. A comparative simulation results performed with reference to the conventional MBPC also show improvements relative to balance voltages in the DC-links.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support provided by means of a CONACYT Grant 14-INV-096 and the FONDECYT Regular Project N° 1160690.

#### REFERENCES

- [1] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodríguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [2] L. K. Haw, M. S. Dahidah, and H. A. Almurib, "A new reactive current reference algorithm for the STATCOM system based on cascaded multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3577–3588, 2015.
- [3] Y. Neyshabouri, H. Iman-Eini, and M. Miranbeigi, "State feedback control strategy and voltage balancing scheme for a transformer-less static synchronous compensator based on cascaded H-bridge converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 6, pp. 906–917, 2015.
- [4] S. A. Kamran and J. Muñoz, "Study of a state-of-the art M-STATCOM," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 2733–2738.
- [5] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Phase-shifted carrier modulation techniques for cascaded H-bridge multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6684–6696, 2015.
- [6] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "Operation of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic power plants under bridge failures," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7228–7236, 2015.
- [7] C. D. Townsend, S. Cox, A. J. Watson, T. Summers, R. Betz, and J. C. Clare, "Voltage balancing characteristics for a cascaded H-bridge multi-level STATCOM employing space vector modulation," in *Proc. EPE/PEMC*, 2012, pp. DS3b.3–1 – DS3b.3–7.
- [8] Y. Rong-feng, C. He, S. Sun-ke, Y. Yong, and X. Dian-Guo, "A novel voltage balancing modulation scheme used in cascaded H-bridge multilevel STATCOMs," in *Proc. ECCE*, 2013, pp. 820–825.
- [9] A. M. Almaktoof, A. Raji, and M. Kahn, "Finite-set model predictive control and DC-link capacitor voltages balancing for three-level NPC inverters," in *Proc. PEMC*, 2014, pp. 224–229.

## ARTÍCULO 6

---

# MODULATED MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL WITH SWITCHER OF REDUNDANT STATES FOR A THREE-PHASE CASCADE H-BRIDGE MULTILEVEL STATCOM

---



# Modulated Model Based Predictive Control with Switcher of Redundant States for a Three-Phase Cascade H-Bridge Multilevel STATCOM

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

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

**Abstract**—Due to problems caused by variable switching frequency a modulated model based predictive control was proposed for different topologies and its applications. However, for cascade H-bridge multilevel converters, there is another problem, the imbalance in the  $dc$ -link voltages. This paper proposes extend the modulated model based predictive control to a cascade H-bridge 7-level STATCOM, further including a switcher of redundant states to solve the imbalance voltage issue. Simulations results shows improvements in terms of mean squared error, total harmonic distortion and balance voltages in the  $dc$ -links.

**Index Terms**—Cascade H-bridge converter, fixed switching frequency, predictive control, switcher of redundant states.

## NOMENCLATURE

|         |                                 |
|---------|---------------------------------|
| CHB     | Cascade H-bridge.               |
| MBPC    | Model based predictive control. |
| MSE     | Mean squared error.             |
| PCC     | Point of common coupling.       |
| PQ      | Power quality.                  |
| STATCOM | Static synchronous compensator. |
| THD     | Total harmonic distortion.      |

## I. INTRODUCTION

Power quality in utility grids have been affected by the problems caused by the widespread use of modern power electronic equipments and energy conversion units, mainly in the industrial area [1]. Reduce high-level harmonic distortion and reactive power balance or power factor correction, are the main issues in the field of power efficiency and PQ. STATCOM is considered one of the core means to provide reliable distribution PQ [2], mitigate disturbances and improve the PQ in electrical systems [1]. Among all STATCOM topologies, the CHB multilevel converter-based has gained increasing attention of the research community, due to its modularity, low harmonic distortion and good scalability [3], [4] in medium-voltage, high-power applications.

Several control strategies have been applied to CHB multilevel converter-based STATCOM, in order to solve PQ problems, a few examples are shown in [5]. MBPC, in particular, is a well-established control technique and one of the most relevant in the field of power converters and drives [6]. The main advantages of MBPC are the simple design based

on prediction model and cost function, no modulation, easy inclusion of nonlinearities and requirements and constraints. However, in power electronic converters, due to the nonlinear operation of the semiconductor devices, only a finite number of states are allowed. The application of MBPC is simplified by this feature, because a lower computational cost is required [6]. Nevertheless, due to the finite number of possible states, the absence of modulator becomes a disadvantage. This causes, mainly, a wrong references variables tracking, because intermediate control actions can not be computed. Moreover, variable switching frequency operation is obtained, due to that MBPC not follow a given switching pattern, neither has a control of which control action was applied previously. All the aforementioned drawbacks generates different stresses and active power losses on the power semiconductor devices and bad performance of the system in terms of PQ and/or output waveforms [7]-[14].

The various drawbacks of the MBPC can be solved including the objectives in the cost function by a sub-function multiplied by a weighting factor. However, the heuristic design of weighting factors is considered another disadvantage [6].

In this context, the purpose of this paper is twofold. First, we extend the modulated MBPC presented in [7], [8], [11], [14] to a CHB 7-level STATCOM. Second, we obtain a naturally  $dc$ -link balance with the inclusion of a switcher of redundant states.

## II. THREE-PHASE CHB MULTILEVEL STATCOM

Fig. 1 shows the three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM coupled to the power grid and the load through a shunt power filter ( $L_f$ - $R_f$ ), connected in the PCC. The STATCOM is composed by three H-bridge cells ( $n_c = 3$  number of cells) per phase with an independent  $dc$ -link for each cell. All  $dc$ -link buses have the same voltage  $v_{dc}$  and the same capacitance  $C_{dc}$  values. Each cell contains four switching devices which are activated with digital signals  $s\phi_{ij}$ , being  $\phi$  the corresponding phase ( $a$ ,  $b$  or  $c$ ),  $i$  the cell number (1, 2 or 3) and  $j$  the switching device (1, 2, 3 or 4). With the purpose of avoiding a short-circuit in the  $dc$ -link, the signals  $s\phi_{i1}$  and  $s\phi_{i3}$  are complementary to  $s\phi_{i2}$  and

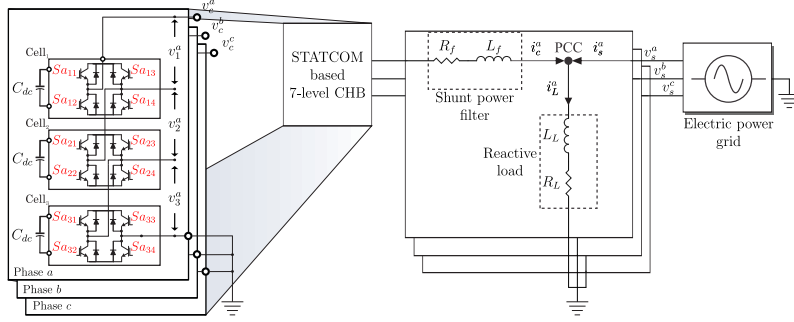


Fig. 1. Three-phase 7-level CHB converter-based STATCOM system connection.

$s\phi_{i4}$  respectively. Then, to adjust the output voltage  $v_c^\phi$ , only  $2n_c = 6$  signals are needed, with a total of  $\varepsilon = 2^{2n_c} = 64$  possible switching states. Furthermore, each switching state corresponds to a switching function  $F_s^\phi = \sum_{i=1}^{n_c} F_i^\phi$ , where  $F_i^\phi$  is the switching function for the cell  $i$ , whose possible values are shown in Table I.

TABLE I  
SWITCHING FUNCTIONS FOR THE CELL “i”

| $s\phi_{i1}$ | $s\phi_{i3}$ | $s\phi_{i2}$ | $s\phi_{i4}$ | $F_i^\phi$ |
|--------------|--------------|--------------|--------------|------------|
| 1            | 0            | 0            | 1            | +1         |
| 1            | 1            | 0            | 0            | 0          |
| 0            | 0            | 1            | 1            | 0          |
| 0            | 1            | 1            | 0            | -1         |

The possible values of  $F_s^\phi$  are  $-3, -2, -1, 0, 1, 2$  and  $3$ , which are the seven levels of the STATCOM. As will be seen later, there are switching states ( $\eta \in \{1, 2, \dots, \varepsilon\}$ ) that produce the same value of  $F_s^\phi$ . Finally the output voltage can be synthesized as a function of  $v_{dc}$  and  $F_s^\phi$ , as:

$$v_c^\phi = F_s^\phi v_{dc} \quad (1)$$

Using Kirchhoff's circuit laws, the continuous time-domain model of the CHB converter-based STATCOM is:

$$\frac{di_c^\phi}{dt} = \frac{v_s^\phi}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_c^\phi - \frac{v_c^\phi}{L_f} \quad (2)$$

where  $i_c^\phi$  is the current injected by the CHB converter-based STATCOM and  $v_s^\phi$  the grid voltage.

The discrete time-domain model is obtained by using the forward-Euler discretization method:

$$i_c^\phi(k+1) = \left\{ 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right\} i_c^\phi(k) + \frac{T_s}{L_f} \{ v_s^\phi(k) - v_c^\phi(k) \} \quad (3)$$

where  $T_s$  is the sampling time,  $k$  identifies the actual discrete-time sample and  $i_c^\phi(k+1)$  are the predictions of the STATCOM phase currents made at sample  $k$ .

### III. MODULATED MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL WITH SWITCHER OF REDUNDANT STATES

#### A. Classical MBPC

Classical MBPC method use the mathematical model represented by (3), to have an accurate prediction of the behavior of the controlled variables, where the prediction is carried out for each possible switching state. Next, an optimization process uses this information to evaluate a cost function for each prediction to provide the control action that minimizes such cost function. Then, the control action selected is applied in the next sampling time during the whole switching period. The cost function is defined as a quadratic measure of the predicted error represented as follows:

$$g^\phi = \| ei_c^\phi(k+1) \|^2 = \| i_c^{\phi*}(k+1) - i_c^\phi(k+1) \|^2 \quad (4)$$

where the superscript (\*) indicates a reference variable.

The optimization process is described in Algorithm 1 and the block diagram is shown in Fig. 2(a).

#### Algorithm 1 Optimization algorithm of the classic MBPC

1. Initialize  $g_{opt}^a := \infty, g_{opt}^b := \infty, g_{opt}^c := \infty, \eta := 0$
2. Compute  $i_c^a(k+1), i_c^b(k+1)$  and  $i_c^c(k+1)$
3. **while**  $\eta \leq \varepsilon$  **do**
4.   Compute  $i_c^a(k+1), i_c^b(k+1)$  and  $i_c^c(k+1)$
5.   Compute  $ei_c^a(k+1), ei_c^b(k+1)$  and  $ei_c^c(k+1)$
6.   Compute  $g^a, g^b$  and  $g^c$
7.   **if**  $g^a < g_{opt}^a$  **then**
8.      $g_{opt}^a \leftarrow g^a, F_{s,opt}^a \leftarrow F_{s,\eta}^a$
9.   **end if**
10.   **if**  $g^b < g_{opt}^b$  **then**
11.      $g_{opt}^b \leftarrow g^b, F_{s,opt}^b \leftarrow F_{s,\eta}^b$
12.   **end if**
13.   **if**  $g^c < g_{opt}^c$  **then**
14.      $g_{opt}^c \leftarrow g^c, F_{s,opt}^c \leftarrow F_{s,\eta}^c$
15.   **end if**
16.    $\eta := \eta + 1$
17. **end while**

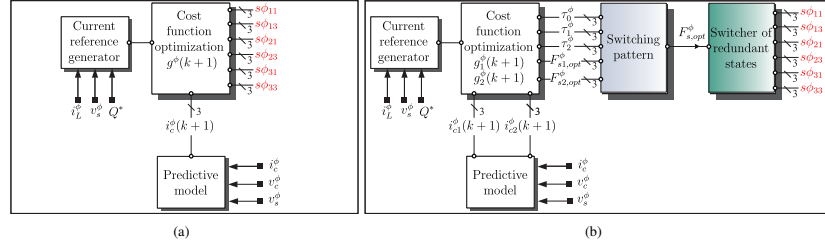


Fig. 2. Block diagram for: (a) the classic MBPC, (b) the proposed modulated MBPC with switcher of redundant states.

### B. Proposed modulated MBPC

The main difference between the proposed method and the classical MBPC, is that the proposed method proceeds as space vector modulation. In space vector modulation, each sector is defined by two adjacent vectors (and one null vector), nonetheless, in this work, the “sectors” are defined by two consecutive active (or no-null) level and one null. The two optimum levels are chosen by an optimization process that evaluates the cost functions defined by (5) separately for each prediction and are applied during specified times, being their duty cycles inversely proportional to the respective cost functions. Next, all redundant states for the optimum levels are applied during their turn-on times, respectively. The block diagram of the proposed method is shown in Fig. 2(b), where the switching pattern and switcher of redundant states blocks are highlight.

### C. Current reference generator

The instantaneous active and reactive power references are obtained from the well-known Clarke’s transformation approach in  $\alpha - \beta$  reference frame by using the following transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Applying (5), the  $\alpha - \beta$  current references at the AC side of the STATCOM are obtained as follows:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{s\alpha})^2 + (v_{s\beta})^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_c^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

where the superscript (\*) denotes the reference variables and  $P_c^*$  and  $Q_c^*$  are the instantaneous active and reactive power references, respectively. In order to allow an unitary power factor at the grid side and considering which ideally the STATCOM do not absorb any active power, the instantaneous power references can be written as:

$$P_c^* = 0 \quad (7)$$

$$Q_c^* = -Q_L = v_{s\alpha} i_{L\beta} - v_{s\beta} i_{L\alpha} \quad (8)$$

being  $Q_L$  the instantaneous reactive load power to be compensated by the CHB converter-based STATCOM system. Finally, the STATCOM phase currents references used in the optimization process are:

$$[i_c^{a*} \ i_c^{b*} \ i_c^{c*}]' = \mathbf{T}^{-1} [i_{c\alpha}^* \ i_{c\beta}^* \ 0]' \quad (9)$$

where the superscript (') indicates the transposed matrix.

### D. Cost function and duty cycles

The new cost function (for each phase  $\phi$ ) for the proposed method is defined as the weighted sum of the cost functions  $g_1^\phi$  and  $g_2^\phi$ , whose respective weighting factors are the duty cycles  $\tau_1^\phi$  and  $\tau_2^\phi$ , for two active levels, respectively, as:

$$g^\phi = \tau_1^\phi g_1^\phi + \tau_2^\phi g_2^\phi \quad (10)$$

where  $g_1^\phi = \|e_{c1}^\phi(k+1)\|^2$  and  $g_2^\phi = \|e_{c2}^\phi(k+1)\|^2$ , defined as (5) for each predicted error.

The level that generates the lowest value of the cost function must be applied higher time, i.e., the duty cycle must be inversely proportional to the cost function. The duty cycles for the two active levels and one null are calculated by solving:

$$\begin{aligned} \tau_0^\phi &= K^\phi / g_0^\phi \\ \tau_1^\phi &= K^\phi / g_1^\phi \\ \tau_2^\phi &= K^\phi / g_2^\phi \\ \tau_0^\phi + \tau_1^\phi + \tau_2^\phi &= 1 \end{aligned} \quad (11)$$

where  $\tau_0^\phi$  correspond to the duty cycle of a null level which is evaluated only one time and  $K^\phi$  is the constant of proportionality.

The expressions of the duty cycles for each level are given solving (11) for  $K^\phi$  as:

$$\begin{aligned} \tau_0^\phi &= g_1^\phi g_2^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \\ \tau_1^\phi &= g_0^\phi g_2^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \\ \tau_2^\phi &= g_0^\phi g_1^\phi / (g_0^\phi g_1^\phi + g_1^\phi g_2^\phi + g_0^\phi g_2^\phi) \end{aligned} \quad (12)$$

being the turn-on times ( $T_0^\phi$ ,  $T_1^\phi$  and  $T_2^\phi$ ) the products of multiplying the duty cycles ( $\tau_0^\phi$ ,  $\tau_1^\phi$  and  $\tau_2^\phi$ ) by the sampling time, respectively.

### E. Switching pattern

At the end of the optimization process, the two optimum active levels ( $F_{s1,opt}^\phi$  and  $F_{s2,opt}^\phi$ ) and the one null level are applied during their respective turn-on times using the switching pattern procedure that is shown in Fig. 3, similar to [15], [16].

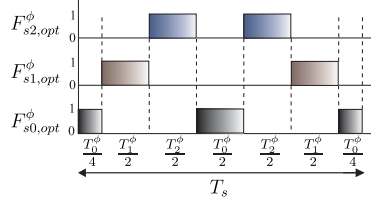


Fig. 3. Switching pattern for the optimal levels.

### F. Switcher of redundant states

All redundant states for each optimal level are sequentially applied during a turn-on time ( $T_i^\phi$ ), with a duty cycle given by:

$$\tau_i^\phi = \frac{T_i^\phi}{r} \quad (13)$$

being  $r$  the amounts of redundant states for each level, as is shown in Table II.

TABLE II  
AMOUNTS OF REDUNDANT STATES FOR EACH LEVEL

| Level ( $\times v_{dc}$ ) | -3 | -2 | -1 | 0  | 1  | 2 | 3 |
|---------------------------|----|----|----|----|----|---|---|
| Redundant states ( $r$ )  | 1  | 6  | 15 | 20 | 15 | 6 | 1 |

To simplify the algorithm, is selected  $r = 20$  for all levels, thus, the states of the levels with fewer amount of redundant states are reapplied until to complete the respective turn-on time.

For example, in case the levels 1 and 2 are selected, redundant states for levels 0, 1 and 2 are applied for a total time  $T_0^\phi$ ,  $T_1^\phi$  and  $T_2^\phi$ , respectively, (for each phase  $\phi$ ), until completing a sampling period.

### G. Optimization process

The optimization process consist in to compute, the predictions, the predicted errors, the cost functions and the duty cycles over all possible sectors ( $\varrho$ ). Since there are 6 active levels (44 active switching states) and one null level (20 null switching states) for the case study, the computation is performed  $\varrho = 6$  times. Once the optimum consecutive active levels have been obtained, their respective turn-on times are calculated. At the end of the optimization process, the two optimum active levels ( $F_{s1,opt}^\phi$  and  $F_{s2,opt}^\phi$ ) and the one null level are applied during their respective turn-on times using the switching pattern procedure. The optimization process (for each phase  $\phi$ ) is illustrated in Algorithm 2.

### Algorithm 2 Optimization algorithm of the proposed method

1. Initialize  $g_{opt}^\phi := \infty, \eta := 0$
2. Compute  $i_c^*(k+1)$
3. Compute  $i_{c0}^\phi(k+1)$
4. Compute  $ei_{c0}^\phi(k+1)$
5. Compute  $g_0^\phi = g_0^\phi(k+1)$
6. **while**  $\eta \leq \varrho$  **do**
7.   Compute  $i_{c1}^\phi(k+1)$  and  $i_{c2}^\phi(k+1)$
8.   Compute  $ei_{c1}^\phi(k+1)$  and  $ei_{c2}^\phi(k+1)$
9.   Compute  $g_1^\phi = g_1^\phi(k+1)$  and  $g_2^\phi = g_2^\phi(k+1)$
10.   Compute  $\tau_0^\phi, \tau_1^\phi$  and  $\tau_2^\phi$
11.   Compute  $g^\phi = \tau_1^\phi g_1^\phi + \tau_2^\phi g_2^\phi$
12.   **if**  $g^\phi < g_{opt}^\phi$  **then**
13.      $g_{opt}^\phi \leftarrow g^\phi$
14.     Compute  $T_0^\phi, T_1^\phi$  and  $T_2^\phi$
15.      $F_{s1,opt}^\phi \leftarrow F_{s1,\eta}^\phi, F_{s2,opt}^\phi \leftarrow F_{s2,\eta}^\phi$
9.   **end if**
10.    $\eta := \eta + 1$
11. **end while**

## IV. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

To validate the effectiveness of the proposed method, simulation results in Matlab/Simulink environment were carried out considering the electrical parameters shown in Table III. The performance of the proposed method is compared with the results obtained by a classical MBPC considering a 10 kHz of sampling frequency (to have a little more fair comparison, 30 kHz is used for classical MBPC). Numerical integration by means of the first-order forward-Euler method has been applied to compute the evolution of the controlled variables step by step in the time domain. The MSE between the reference and the actual value of the current [Eq. (14)], and the THD of the grid current [Eq. (15)] have been used as quality performance indices to compare quantitatively both controllers.

$$\text{MSE}(\Psi) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \Psi_j^2} \quad (14)$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_i^2} \quad (15)$$

being  $\Psi$  the tracking current error,  $N$  the number of vector elements,  $i_1$  the amplitude of the fundamental frequency of the analyzed current, and  $i_i$  the current harmonics.

Fig. 4 shows the effect of the instantaneous reactive power compensation, showing a fast dynamic response during the transient. The big spikes are consequence of the application of the null vector in the switching pattern. Moreover, Fig. 5, shows the current tracking (phase  $a$ ) dynamic performance for a step change of the reactive power reference; considering the interval 0.02 s to 0.1 s, the proposed method reduce the MSE parameter from 0.3352 A to 0.3110 A (about 7 %). Fig. 6



TABLE III  
PARAMETERS DESCRIPTION

| PARAMETER                     | Electric power grid |       |          |
|-------------------------------|---------------------|-------|----------|
|                               | SYMBOL              | VALUE | UNIT     |
| Grid frequency                | $f_e$               | 50    | Hz       |
| Grid voltage                  | $v_s$               | 310.2 | V        |
| 7-Level CHB STATCOM           |                     |       |          |
| Filter resistance             | $R_f$               | 0.09  | $\Omega$ |
| Filter inductance             | $L_f$               | 3     | mH       |
| DC-link voltage               | $v_{dc}$            | 154   | V        |
| Load parameters               |                     |       |          |
| Load resistance               | $R_L$               | 23.2  | $\Omega$ |
| Load inductance               | $L_L$               | 55    | mH       |
| Predictive control parameters |                     |       |          |
| Sampling time                 | $T_s$               | 40    | $\mu s$  |
| Simulation step               | —                   | 1     | $\mu s$  |

shows the THD behavior of the grid current (phase  $a$ ). It can be observed from the simulation results that the THD parameter is reduced from 5.17 % to 4.39 %. As shown in Fig. 7 (upper) a more sinusoidal output voltage  $v_c^a$  is obtained with respect to the output voltage than in Fig. 7 (bottom) due to the switching pattern procedure. On the other hand, the voltage output switching pattern is shown in Fig. 8 (upper). It is noted as the two optimum active levels and the one null applied to STATCOM during a sampling period exhibit the proposed sequence. Furthermore, a better performance is obtained in terms of voltage ripple and a simultaneous charge/discharge process on the capacitors, of the H-bridge cells corresponding to phase  $a$ , as the Fig. 9 shows. Similar results were obtained for  $b$  and  $c$  phases.

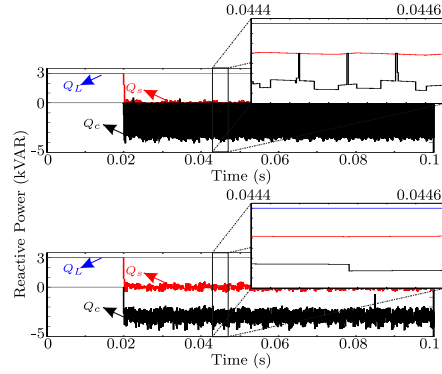


Fig. 4. Reactive power reference and compensation: (upper) proposed controller, (bottom) classical MBPC.

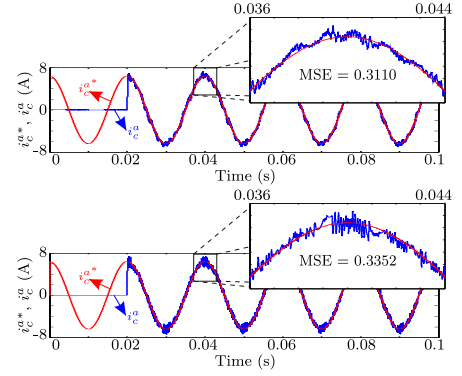


Fig. 5. Current tracking: (upper) proposed controller, (bottom) classical MBPC.

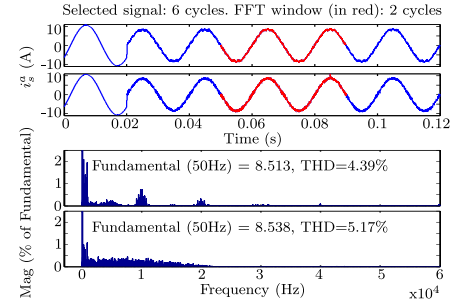


Fig. 6. THD of the grid current: (upper) proposed controller, (bottom) classical MBPC.

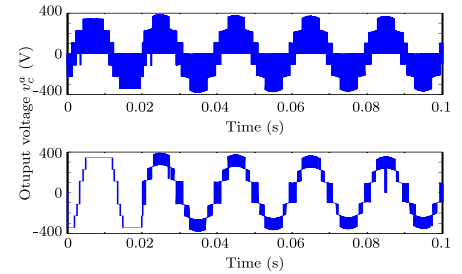


Fig. 7. Output voltage of the STATCOM: (upper) proposed controller, (bottom) classical MBPC.

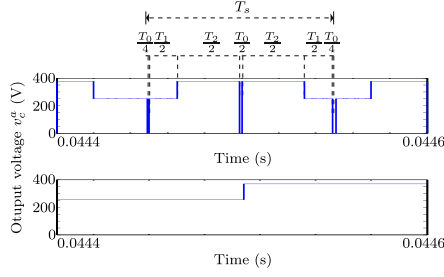


Fig. 8. Switching pattern of the output voltage: (upper) proposed controller, (bottom) classical MBPC.

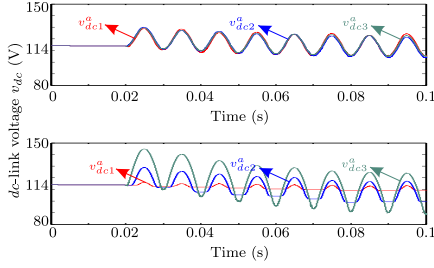


Fig. 9. Voltage evolution on the capacitors: (upper) proposed controller, (bottom) classical MBPC.

## V. CONCLUSION

In this paper, a modulated MBPC with switcher of redundant states applied to the three-phase three-wire 7-level CHB STATCOM has been proposed. Simulation results confirm the capability of the proposed control technique to compensate the instantaneous reactive power and shows that it is possible to increase the performance in terms of MSE and THD, thanks to the operation at fixed switching frequency, compared with the results obtained by the classical MBPC. Reduction in the MSE parameter is about 7% (from 0.3352 A to 0.3110 A) and the improvement in the THD performance parameter is about 15.1% (from 5.17% to 4.39%). A comparative simulation results performed with reference to the classical MBPC also show improvements relative to balance voltages in the  $dc$ -links, showing a simultaneous charge/discharge process.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support they provided through the CONACYT Grant 14-INV-096. This work was also made possible by the FONDECYT Regular Project N° 1160690.

## REFERENCES

- [1] S. A. Kamran and J. Muñoz, "Study of a state-of-the art M-STATCOM," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 2733–2738.
- [2] Y. Ma, L. Cao, X. Zhou, and Z. Gao, "The discussion on static synchronous compensator technology," in *IEEE ICMA*, Aug 2016, pp. 106–111.
- [3] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Phase-shifted carrier modulation techniques for cascaded H-bridge multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6684–6696, 2015.
- [4] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "Operation of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic power plants under bridge failures," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7228–7236, 2015.
- [5] J. Munoz, J. Rohten, J. Espinoza, P. Melin, C. Baier, and M. Rivera, "Review of current control techniques for a cascaded H-Bridge STATCOM," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 3085–3090.
- [6] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [7] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. C. Clare, M. Degano, and S. Bifaretti, "Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 1610–1620, 2015.
- [8] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Munoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 2224–2229.
- [9] M. Rivera, "A new predictive control scheme for a VSI with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency," in *POWERENG*, 2015, pp. 617–622.
- [10] M. Tomlinson, T. Mouton, and R. Kennel, "Finite-control-set model predictive control with a fixed switching frequency vs. linear control for current control of a single-leg inverter," in *IEEE Symp. PRECEDE*, 2015, pp. 109–114.
- [11] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. D. Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Proc. EPE'15 ECCE-Europe*, 2015, pp. 1–10.
- [12] M. Vijayagopal, L. Empringham, L. de Lillo, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Current control and reactive power minimization of a direct matrix converter induction motor drive with modulated model predictive control," in *IEEE Symp. PRECEDE*, 2015, pp. 103–108.
- [13] R. Rabbeni, L. Tarisciotti, A. Gaeta, A. Formentini, P. Zanchetta, M. Pucci, M. Degano, and M. Rivera, "Finite states modulated model predictive control for active power filtering systems," in *IEEE ECCE*, 2015, pp. 1556–1562.
- [14] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, and J. C. Clare, "Modulated model predictive control for a seven-level cascaded H-Bridge back-to-back converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5375–5383, 2014.
- [15] L. K. Haw, M. S. Dahidah, and H. A. Almurib, "A new reactive current reference algorithm for the STATCOM system based on cascaded multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3577–3588, 2015.
- [16] Y. Neyshabouri, H. Iman-Eini, and M. Miranbeigi, "State feedback control strategy and voltage balancing scheme for a transformer-less static synchronous compensator based on cascaded H-bridge converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 6, pp. 906–917, 2015.





Laboratorio de Sistemas de  
**Potencia y Control**

