
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



**EVALUACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO
BASADO EN CONVERTIDORES DE TIPO DSTATCOM MULTINIVEL**

POR

ING. CARLOS ERNESTO PONCE DE LEÓN LÓPEZ

**COMO REQUISITO PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA**

30 de abril de 2021

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



**EVALUACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO
BASADO EN CONVERTIDORES DE TIPO DSTATCOM MULTINIVEL**

POR

ING. CARLOS ERNESTO PONCE DE LEÓN LÓPEZ

**COMO REQUISITO PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA**

30 de abril de 2021



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

**Universidad Autónoma de Nuevo León
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
Subdirección de Estudios de Posgrado**

Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la Tesis “Evaluación de estrategias de control predictivo basado en convertidores de tipo dstatcom multinivel”, realizada por el alumno Ing. Carlos Ernesto Ponce De León López, con número de matrícula 1983188, sea aceptada para su defensa como requisito para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.

El Comité de Tesis

Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez
Director

Dr. Alberto Cavazos González
Revisor

Dr. Fernando Salinas Salinas
Revisor

Vo. Bo.

Dr. Simón Martínez Martínez
Subdirector de Estudios de Posgrado



127

San Nicolás de los Garza, Nuevo León, 3 de mayo de 2021



Dedicatoria

A mis padres que en todo momento motivaron mi desarrollo personal y profesional, a mis hermanos de los que aprendí y con los que viví las mayores enseñanzas, a mis abuelos que siempre tendré presente con mis recuerdos, a mi novia que me acompaña en las experiencias importantes de mi vida.

Los amo.

Agradecimientos

A mis amigos, Joselito Chan, Marco López, Israel González y Enrique Chávez, a todos mis demás compañeros y amigos de maestría, a todos mis maestros y revisores, a mi asesor

Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez

Gracias por su apoyo, compañía y el tiempo que me dedicaron.

RESUMEN

El control y compensación de redes eléctricas usando convertidores estáticos ofrece la posibilidad de mejorar la calidad del suministro de energía eléctrica. Entre sus ventajas tenemos la rápida respuesta dinámica, su amplio rango de operación y robustez ante los cambios de la red eléctrica, entre otros. Su principal inconveniente es el costo y la complejidad de los sistemas si se comparan con métodos tradicionales. Sin embargo, cada día son más aceptados, y ante algunos fenómenos son la solución técnica más conveniente.

Por otra parte, las topologías de conversión estática de tipo multinivel ofrecen ventajas frente a las topologías clásicas de dos niveles, y en el caso de aplicaciones de media y alta tensión son la mejor solución, ya que incluso se pudiera eliminar el transformador de acoplamiento que normalmente se requiere en dichas aplicaciones. Sin embargo, el control de dichos sistemas es más complejo que los basados en convertidores de dos niveles, ya que además de tener un conjunto mayor de entradas, se deberá de tomar en cuenta la dinámica interna del convertidor multinivel.

En este sentido, el control predictivo basado en modelo (MPC) con un número finito de entradas (FCS-MPC) ofrece una metodología de control que se adapta bien a la naturaleza híbrida del sistema formado por el convertidor estático multinivel y la red eléctrica a compensar. Este enfoque se basa en evaluar la respuesta de las variables de interés (corrientes y/o potencias inyectadas a la red y tensiones de los condensadores del convertidor multinivel) ante todas las entradas posibles y entonces seleccionar la entrada que mejor convenga a los objetivos de control. Además, permite tomar en cuenta restricciones adicionales que difícilmente se podrían incorporar con otro esquema de control. Sin embargo, a medida que aumenta el número de niveles de tensión del convertidor el proceso se puede volver muy demandante computacionalmente.

En este trabajo de tesis se propone estudiar un esquema de compensación de tipo paralelo aplicado en sistemas de distribución, dSTACOM, basado en un convertidor estático de tipo multinivel. Para ello se pretende emplear una metodología de control

de tipo FCS-MPC y proponer un esquema eficiente para la selección de los vectores (reducción del esfuerzo computacional), además de evaluar el desempeño del esquema con diferentes restricciones operativas impuestas por la aplicación. El esquema propuesto considera las problemáticas más comunes que afectan a una red eléctrica de distribución y evalúa el esquema propuesto considerando modos de operación típicos de redes de distribución.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Revisión Bibliográfica	2
1.2. Objetivos	5
1.2.1. Objetivo general	5
1.2.2. Objetivos específicos	5
1.3. Hipótesis	5
1.4. Justificación	5
1.5. Metodología	6
1.6. Estructura de la Tesis	7
1.7. Conclusiones	8
2. Mitigación de problemas de calidad de energía	9
2.1. Introducción a la calidad de la energía	9
2.2. Problemas típicos de calidad de la energía con origen en las cargas	10
2.2.1. Armónicos	10
2.2.2. Desbalance entre fases	12
2.2.3. Potencia reactiva	14
2.3. Índices de calidad de energía	15
2.3.1. THD	16
2.3.2. FP	16
2.3.3. Corriente de Neutro	17
2.4. Compensación estática en redes de distribución	17
2.5. Cálculo de las corrientes de compensación: Teoría PQ	19
2.6. Sistema de compensación con inyección ideal de corrientes de compensación	22
2.7. Conclusiones	29

3. Compensador DSTATCOM-Multinivel	30
3.1. Convertidores estáticos de potencia	30
3.2. Topologías según su número de conductores	32
3.3. Convertidor Multinivel	34
3.4. Topologías clásicas de convertidores multinivel	37
3.5. Convertidor Multinivel Modular	37
3.6. Secuencia de Activación modular	41
3.7. Nivel de la tensión en los condensadores	42
3.8. Métodos de control de convertidores multinivel	42
3.9. Corrientes de Seguimiento y corrientes de error	43
3.10. Conclusiones	43
4. Control Predictivo basado en Modelo	45
4.1. Definición del control MPC	45
4.2. Modelos de predicción	46
4.2.1. Modelo Convertidor-Red 3F-3H	46
4.2.2. Modelo Convertidor-Red 3F-4H	50
4.2.3. Sistema Multinivel Modular 3F-3H	57
4.2.4. Sistema Multinivel Modular Tipo 4 Piernas (3F-4H)	60
4.3. Conclusiones	67
5. Compensación de un sistema de distribución	68
5.1. Sistema de compensación de una red de distribución	68
5.1.1. Discusión y observaciones	81
5.2. Conclusiones	83
6. Estrategias de optimización del control MPC	84
6.1. Objetivos de control y restricciones	84
6.2. Evaluación de vectores del convertidor	87
6.3. Estrategias para reducir el costo computacional	88
6.3.1. Modelado vectorial	88
6.3.2. Uso de vectores redundantes	90
6.3.3. Vectores adyacentes	91
6.3.4. Vectores por ángulo	92

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	x
6.4. MPC invertido	92
6.5. Conclusiones	100
7. Conclusiones Generales y recomendaciones	101

Índice de figuras

2.1. Componentes armónicas y fundamental de una forma de onda.	11
2.2. Sistema balanceado y desbalanceado.	13
2.3. Triángulo de potencias.	15
2.4. Esquema de un compensador paralelo de distribución ideal 3F-4H. . . .	18
2.5. Diagrama de flujo para la generación de las corrientes de compensación usando la teoría PQ.	21
2.6. Diagrama a bloques de un sistema de compensación ideal.	23
2.7. Tensiones de la red del sistema de prueba.	24
2.8. Corrientes abc de la fuente antes de la compensación controlada idealmente. 25	
2.9. Corrientes de compensación (corrientes de referencia para inyectar a la red).	25
2.10. Corrientes abc de la fuente después de la compensación controlada idealmente.	26
2.11. Compensación de Potencia reactiva en la fuente.	26
2.12. Compensación del Factor de Potencia a valor unitario (controlado idealmente).	27
2.13. Tensiones y corrientes en la fase a, después de la compensación de potencia reactiva.	27
2.14. Compensación de corriente de desbalance en el sistema trifásico. . . .	28
2.15. Corriente i_c antes y después de la compensación y su medición de THD. 28	
3.1. Convertidor trifásico tipo Puente H de dos niveles conectado a una red eléctrica.	31
3.2. Convertidor 3F Tipo 4 Piernas (4L).	33
3.3. Convertidor 3F Tipo Condensador dividido (SC).	33

3.4. Forma en la tensión de un convertidor de dos niveles.	34
3.5. Pierna de inversor con a)dos niveles, b) tres niveles, c)n-niveles.	35
3.6. Convertidor Multinivel.	36
3.7. Principio de funcionamiento de un Submódulo (SM).	39
3.8. Estructura del circuito MMC y su conexión a la red.	40
3.9. Secuencia de Activación Modular.	41
3.10. Resumen de topología en convertidores.	44
4.1. Funcionamiento de selección de estados del control MPC.	46
4.2. Circuito equivalente simplificado del convertidor 3F-3H conectado a la red eléctrica.	47
4.3. Circuito equivalente simplificado de un sistema 3F-4H.	50
4.4. Diagrama de flujo del control MPC.	53
4.5. Esquema de Control.	54
4.6. Seguimiento de la corriente Fase a por el control FCS-MPC.	56
4.7. Seguimiento de la corriente Fase a por el control FCS-MPC con mayor muestreo.	57
4.8. Modelo simplificado de un sistema 3F-3H modular.	58
4.9. Circuito equivalente 3F-4H con MMC tipo 4 piernas.	61
4.10. Niveles de tensión para un convertidor de 3 Niveles.	64
4.11. Niveles de tensión para un convertidor de 5 Niveles.	64
4.12. Niveles de tensión para un convertidor de 7 Niveles.	64
4.13. Niveles de tensión para un convertidor de 9 Niveles.	64
4.14. Seguimiento de corriente con un convertidor de 3 Niveles.	65
4.15. Seguimiento de corriente con un convertidor de 5 Niveles.	65
4.16. Seguimiento de corriente con un convertidor de 7 Niveles.	66
4.17. Seguimiento de corriente con un convertidor de 9 Niveles.	66
5.1. Diagrama a bloques del sistema de compensación.	69
5.2. Corrientes de compensación calculadas (Prueba 1).	71
5.3. Niveles de tensión generados por el Convertidor Multinivel Modular (Prueba 1).	72
5.4. Seguimiento de las corrientes de compensación por el control FCS-MPC (Prueba 1).	73

5.5. Error de seguimiento de las corrientes de compensación (Prueba 1). . .	74
5.6. Corrientes abc de la fuente antes de la compensación (Prueba 1). . . .	74
5.7. Corrientes abc de la fuente después de la compensación (Prueba 1). . .	75
5.8. Compensación de corriente de desbalance (Prueba 1).	75
5.9. Compensación de potencia reactiva en la fuente (Prueba 1).	76
5.10. Corrientes de referencia en presencia de cargas no lineales (Prueba 2). .	78
5.11. Niveles de tensión generadas por el Convertidor Multinivel Modular (Prueba 2).	78
5.12. Seguimiento de las corrientes de compensación (Prueba 2).	79
5.13. Error de seguimiento de las corrientes de compensación (Prueba 2). . .	79
5.14. Corrientes abc de la fuente antes de la compensación (Prueba 2). . . .	80
5.15. Corrientes abc de la fuente después de la compensación (Prueba 2). . .	80
5.16. Corriente i_c de la fuente antes y después de la compensación (Prueba 2).	81
5.17. Seguimiento de las corrientes con tensión en el bus de CD por debajo del valor mínimo requerido.	82
6.1. Vectores de tensión de un convertidor 3 Niveles.	89
6.2. Vectores de tensión adyacentes de un convertidor de 5 Niveles.	92
6.3. Circuito equivalente MMC 3F-4H tipo SC.	93
6.4. Seguimiento a las corrientes de referencia por las corrientes del converti- dor con control I-MPC.	97
6.5. Error de seguimiento de las corrientes de compensación por control I-MPC.	97
6.6. Corrientes abc de la fuente antes de la compensación (Control I-MPC).	98
6.7. Corrientes en la fuente después de la compensación con control I-MPC.	98
6.8. Compensación de corriente de desbalance por control I-MPC.	98
6.9. Compensación de potencia reactiva en la fuente por control I-MPC. . .	99

Índice de tablas

2.1. Parámetros de simulación con inyección ideal de las corrientes de compensación (Fuentes de corriente controladas).	24
2.2. Índices de calidad antes y después de compensar.	29
3.1. Tensiones por conmutación de un inversor de dos niveles.	32
3.2. Estados de tensión en un convertidor de 5 Niveles.	37
3.3. Características nominales y de conmutación de dispositivos semiconductores de potencia.	41
4.1. Parámetros de simulación MPC de convertidor 2 Niveles.	55
4.2. Parámetros de simulación. MPC de convertidores multinivel.	63
5.1. Parámetros de simulación DSTATCOM (Prueba 1).	70
5.2. Parámetros de simulación DSTATCOM (Prueba 2).	77
5.3. Índices de calidad antes y después de compensar (Prueba 1 y 2).	81
5.4. Parámetros de simulación del sistema.	82
6.1. Estrategias en la función de costo.	85
6.2. Parámetros de función de costo utilizados en pruebas DSTATCOM.	87
6.3. Vectores a evaluar para distintos niveles y topologías con neutro.	88
6.4. Vectores de tensión totales y redundantes por nivel del convertidor.	91
6.5. Parámetros de simulación DSTATCOM (control I-MPC).	96
6.6. Índices de calidad antes y después de compensar (Control I-MPC).	99
6.7. Carga computacional de estrategias.	100

Lista de Acrónimos

STATCOM - Static Compensator

DSTATCOM - Distribution Static Compensator

FCS - Finite Control Set

MPC - Model Predictive Control

VSC - Voltage Source Converter

MMC - Modular Multilevel Converter

PWM - Pulse Width Modulation

UPS - Uninterruptible Power Supply

CD - Corriente Directa

CA - Corriente Alterna

PLL - Phase-locked loop

HVDC - High Voltage Direct Current

LTK - Ley de Tensiones de kirchhoff

FP - Factor de Potencia

SEP - Sistema Eléctrico de Potencia

3F-3H - Trifásico-Tres Hilos

3F-4H - Trifásico-Cuatro Hilos

PCC - Point of Common Coupling

IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor

THD - Total Harmonic Distortion

RMS - Root Mean Square

PI - controlador Proporcional integral

PID - controlador Proporcional integral derivativo

SC - Split Capacitor

4L - 4 Legs

SMs - Submódulos

Capítulo 1

Introducción

Para los usuarios de energía eléctrica es importante recibir un servicio confiable y de calidad. Sin embargo, la demanda dinámica y no lineal de algunas cargas, ocasionan distorsión en el punto de interconexión común con otras cargas. Además, debido a las cargas monofásicas y la desbalanceada distribución en cada fase, también se presenta un desbalance en la red. Así también, es común que el sistema trabaje con un factor de potencia (FP) no unitario, debido a la naturaleza inductiva de algunas cargas.

El control y compensación de redes eléctricas usando convertidores estáticos ofrece la posibilidad de mejorar la calidad del suministro de energía eléctrica. Así, entre las alternativas de solución a estos problemas, el Compensador Estático de Distribución (DSTATCOM) es adecuado para múltiples problemas de calidad de la energía en redes de distribución. Este está estructurado por un convertidor estático y operado por un algoritmo de control. Por la naturaleza híbrida de dichos sistemas, el control basado en modelo con un conjunto finito de entradas (FCS-MPC) es una metodología de control muy adecuada a este tipo de sistemas. Sin embargo, el FCS-MPC tiene la desventaja de que a medida que aumenta el número de posibles entradas de control, el proceso se puede volver muy demandante computacionalmente.

En este trabajo se evalúa la aplicación de un DSTATCOM, basado en un convertidor multinivel modular (MMC) y controlado usando una metodología de tipo FCS-MPC, para la compensación de sistemas de distribución, con el fin de mejorar la calidad del suministro eléctrico.

1.1. Revisión Bibliográfica

El FCS-MPC es una metodología de control que se basa en el modelo discreto del sistema a controlar, para lo cual evalúa cada una de las entradas posibles para predecir la respuesta del sistema ante cada una de las entradas y seleccionar la entrada que minimice una función de costo, tomando en cuenta los objetivos de control y las restricciones propias del sistema.

Algunos trabajos reportados en la literatura han demostrado el buen desempeño del control predictivo en sistemas electrónicos de potencia, demostrando ventajas sobre los controles clásicos en términos de flexibilidad y respuesta dinámica. La aplicación sencilla y eficiente del FCS-MPC para distintos objetivos de control, principios de operación y topologías de convertidores se reportan en [1]. También, en este aspecto, la flexibilidad y potencial del control FCS-MPC es analizada en [2], donde se consideran las estrategias de función de costo enfocadas a la eficiencia y frecuencia de conmutación, tensiones de modo-común, y al espectro de frecuencia. En el caso de la frecuencia de conmutación se prueban tres distintas opciones: Predecir el número de conmutaciones al usar cada estado de conmutación, la predicción de las pérdidas por conmutación causadas al seleccionar un determinado estado de conmutación y la seguridad de limitar el número de conmutaciones en un cierto periodo de tiempo para imponer una frecuencia de conmutación. Igualmente, las tensiones de modo-común producidos por cada estado de conmutación son asociados a la función de costo. Para el espectro de frecuencia son seleccionadas las transiciones de estados de conmutación que producen componentes armónicas en ciertas frecuencias, y como consecuencia, el filtro se puede diseñar de tal manera que se pueda imponer el contenido armónico deseado en las variables del sistema, permitiendo la definición del espectro armónico de las formas de onda.

Por otra parte, la mayor ventaja de un convertidor multinivel modular enfocado a la compensación estática es la modularidad y la posibilidad de operar sin la necesidad de un transformador de acoplamiento de baja frecuencia. Este concepto es presentado en [3] realizando un algoritmo de control de corriente y una estrategia de modulación por ancho de pulsos (PWM) para el control del compensador. El artículo [4] presenta el detalle de los estados de conmutación para los inversores multinivel modular de fuente

de voltaje (VSC-MMC), explicando el cierre y apertura de cada uno de los semiconductores e incluyendo un análisis del intercambio de energía entre los condensadores y bobinas del sistema. El reto más importante de un MPC para un MMC es la reducción de la complejidad computacional. En este sentido el artículo [5] propone la estrategia MPC inversa (I-MPC), que calcula directamente el número de Submódulos (SMs) en los brazos del convertidor.

En [6] se presenta un control predictivo para un convertidor multinivel de puentes H en cascada, aplicando una estrategia para reducir el esfuerzo computacional. Por medio de la función de costo, se evalúa un subconjunto del total de vectores disponibles, reduciendo así la cantidad de cálculos necesarios para la selección del vector de tensiones óptimo según la función de costo propuesta. Específicamente, se evalúan solo siete vectores adyacentes, independiente del número de niveles del inversor.

Las características de la problemática a resolver relacionadas con la calidad de la energía en sistemas de distribución, su análisis y medios de mitigación basados en electrónica de potencia, son estudiados en [7]. Distintos problemas de calidad de energía y sus efectos son discutidos en [8], así como la solución que ofrecen algunos dispositivos para su mitigación.

Por otra parte, la implementación de un DSTATCOM requiere de métodos para generar las corrientes de compensación, a partir de mediciones de tensión y corriente del sistema a compensar. Dentro de los principales, analizados en [9], está la Teoría del marco de referencia síncrona, la cual se basa en la transformación de la corriente de carga a un marco de referencia giratorio síncrono (q-d). Este método tiene un desempeño satisfactorio para compensación, pero tiene alta carga computacional debido al requerimiento de un lazo de seguimiento de fase (PLL). Otro método se basa en la Teoría de potencia instantánea (P-Q), utilizando la disociación de la componente activa y reactiva de la tensión y corrientes de carga en el punto de acoplamiento común (PCC). Para ello se utiliza un sistema de coordenadas ortogonales (α, β) utilizando la matriz de transformación de Clark. Esta metodología obtiene mejores resultados para sistemas balanceados. Otro método se basa en la Teoría de componentes simétricas instantáneas donde se transforman las tensiones trifásicas en componentes simétricas instantáneas:

secuencia positiva, negativa y cero. Cuando las tensiones de la fuente son desbalanceadas es necesario este método ya que la Teoría P-Q simple no logra resultados adecuados.

Además, el buen desempeño del compensador requiere un sistema de control que asegure que las corrientes de referencia (corrientes de compensación) sean generadas por el convertidor con el mínimo error posible. En este sentido, se han aplicado estrategias de control basadas en controladores lineales tradicionales, sin embargo estos solo ofrecen un alto rendimiento en un punto de operación determinado. El análisis comparativo realizado en [10] establece que las mejoras en robustez, estabilidad y rendimiento dinámico se logran a través de controladores no lineales. En [11] se reporta que el control por banda de histéresis tiene capacidad de respuesta rápida y de limitación de corriente máxima, además tiene la ventaja de ser simple en comparación a otras técnicas con PWM, sin embargo, una desventaja es que la frecuencia de conmutación varía dentro de una banda y aumenta las pérdidas de conmutación en el sistema.

Muchas de las técnicas reportadas se han aplicado en sistemas balanceados. Por otra parte, para que un sistema de distribución desbalanceado pueda ser compensado se requiere de técnicas que tomen en cuenta el cuarto conductor, ya que las técnicas basadas en sistemas trifásicos de tres conductores no son aplicables a sistemas de cuatro conductores, típicos de los sistemas de distribución. Para ello se deben adaptar tomando en cuenta este tipo de configuración. Algunas de las soluciones propuestas se basan en la conexión de inductores en estrella interconectada con el punto medio como tierra, aterrizar un transformador, usar una cuarta rama en el inversor llamado Cuatro Piernas, en inglés (4L), y usar el punto medio de dos condensadores como tierra en el bus CD llamado Condensador Dividido o por sus siglas en inglés (SC). Las distintas alternativas de topologías de convertidores presentadas en [12] y [13] nos han permitido destacar las adecuadas para el sistema propuesto.

En este trabajo se propone utilizar las ventajas que ofrecen algunas estrategias de control y aplicarlas a un convertidor de tipo MMC en una aplicación de un DSTATCOM, probando dos topologías para el cuarto conductor (4L y SC), con un MPC flexible en los objetivos de control y con una reducción en la carga computacional requerida.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

- Desarrollar un método de control predictivo para un esquema de compensación paralelo aplicado a sistemas de distribución (DSTATCOM), basado en un convertidor estático de tipo Multinivel Modular (MMC).

1.2.2. Objetivos específicos

- Implementar la topología Multinivel modular en el convertidor propuesto.
- Optimizar la estrategia de control para un convertidor Multinivel proponiendo un esquema que reduzca el esfuerzo computacional.
- Evaluar el desempeño del esquema con diferentes restricciones operativas impuestas por la aplicación.

1.3. Hipótesis

El FCS-MPC es una metodología de control que puede incorporar la naturaleza híbrida del convertidor estático, ofreciendo la posibilidad de mejorar el desempeño del sistema de compensación. Además, el control predictivo toma en cuenta las necesidades o restricciones operativas de la red a compensar y del convertidor para la selección de estados de conmutación, obteniendo un control eficiente que compensa satisfactoriamente distintos problemas de calidad de la energía en un sistema eléctrico de distribución, optimizando así mismo el desempeño del convertidor de potencia.

1.4. Justificación

- Las estrategias para el control predictivo están basadas en sistemas 3F-3H y por lo general, no contemplan el cuarto conductor.
- El esquema Control-Convertidor está ampliamente evaluado, sin embargo el esquema Control-Red es poco analizada en la literatura.

- Son evaluadas pocas restricciones adicionales de la función de costo.
- El convertidor Multinivel Modular provee una alternativa viable para construir un compensador estático confiable y de mejor costo beneficio al remplazar el transformador por reactores económicos.

1.5. Metodología

1. Revisión bibliográfica. Se realizó una revisión de los artículos existentes con antecedentes relacionados al esquema propuesto. Se revisó el estado del arte de los convertidores multinivel y en específico del MMC, así como de la metodología de control FCS-MPC y su aplicación con DSTATCOM, además se investigó las problemáticas a solucionar en los sistemas de distribución.
2. Modelado del sistema. A partir de la revisión bibliográfica, se propone un modelo para el sistema de distribución adecuado para poner a prueba el compensador y el método de control propuestos. El modelo del sistema se adaptó al control predictivo y al convertidor multinivel.
3. Propuesta de la metodología de control. Se desarrolló el sistema de control tal que la función de costo y restricciones del control se adaptan a la naturaleza híbrida del sistema y se ajusten de modo que el esquema realice el menor número de cálculos posibles y así reducir el esfuerzo computacional.
4. Pruebas en simulación. Los algoritmos se implementaron en MATLAB y el sistema es modelado en SIMULINK. Las pruebas nos permitieron hacer un análisis detallado del esquema propuesto y así identificar las áreas de oportunidad para mejorarlo.
5. Optimización de la metodología propuesta. Con base en las simulaciones se hicieron ajustes al esquema. El sistema se ajustó hasta que se lograron los objetivos deseados.
6. Estudio comparativo. Se realizaron pruebas de comparación entre metodologías para comprobar el desempeño adecuado del esquema propuesto.

7. Escritura de la tesis. Una vez estudiado los resultados del sistema se procedió con la escritura de la tesis.

1.6. Estructura de la Tesis

La Evaluación de estrategias de control predictivo basado en convertidores de tipo DSTATCOM Multinivel es una investigación que implica varios temas de amplio contenido teórico, por lo tanto, fue necesario abordarlos de forma general para alcanzar los objetivos planteados. Este trabajo de tesis está estructurado por 7 capítulos. Siendo este el Capítulo 1.

- **CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN**, en el cual se presenta la revisión bibliográfica, la propuesta de investigación y protocolo para el desarrollo del presente trabajo.
- **CAPÍTULO 2: MITIGACIÓN DE PROBLEMAS DE CALIDAD DE ENERGÍA**, introduce sobre los problemas de calidad de la energía en un sistema de distribución típico y se desarrolla un método de compensación de la red, mostrando los resultados.
- **CAPÍTULO 3: CONVERTIDORES DE TIPO DSTATCOM MULTINIVEL**, explica el funcionamiento básico de un convertidor y su estructura con un enfoque en la topología multinivel para un compensador, mostrando la estructura de un convertidor modular.
- **CAPÍTULO 4: CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO**, describe la metodología de control y su planteamiento matemático.
- **CAPÍTULO 5: COMPENSACIÓN DE UN SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN**, aplica las metodologías en el sistema propuesto y evalúa el desempeño con resultados de simulación.
- **CAPÍTULO 6: ESTRATEGIAS DE OPTIMIZACIÓN DE CONTROL MPC**, evalúa algunas estrategias que pueden hacer más eficiente el control, haciendo un estudio comparativo entre ellas y mostrando resultados de desempeño.
- **CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES GENERALES Y RECOMENDACIONES**, para trabajos futuros.

1.7. Conclusiones

En este capítulo se aborda el anteproyecto de investigación como una introducción al contenido teórico del trabajo de tesis de los siguientes capítulos. La revisión de los antecedentes de investigación sobre el tema de EVALUACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO BASADO EN CONVERTIDORES DE TIPO DSTATCOM MULTINIVEL demuestra que dicho proceso es muy demandante computacionalmente, sin embargo también se muestran estrategias que pueden mitigar este problema, así mismo la aplicación en sistemas de distribución contempla algunos retos. De un marco teórico amplio en convertidores, controladores y compensación con compensadores estáticos, se acoplan la metodología de P-Q para la mitigación de problemas de distribución, además es necesario tomar en cuenta el cuarto conductor con metodologías para los convertidores, siendo 4L y SC las seleccionadas para implementar debido a que con estas topologías y múltiples niveles del convertidor se puede prescindir del transformador de acoplamiento que normalmente es usado en compensadores. También se destaca que la metodología de control MPC tiene áreas de oportunidad en cuestión de eficiencia para ser aplicado en convertidores más complejos como un MMC para aplicaciones en media tensión.

De estas conclusiones se justifica la realización de una investigación para obtener ventajas de flexibilidad en dichos sistemas y simplificar su implementación.

La propuesta de investigación se basa en la adaptación de metodologías y estrategias ya existentes, a un sistema con problemas típicos en la carga y que su implementación conjunta es poco mencionada en la literatura. En este sentido, la aportación es el desarrollo para aplicar el sistema conjunto de una red de distribución con problemas de calidad siendo corregidas por un DSTATCOM basado en un MMC con un control MPC, y sus estrategias permiten que el desarrollo sea viable computacionalmente y eficiente.

Capítulo 2

Mitigación de problemas de calidad de energía

2.1. Introducción a la calidad de la energía

Para un Sistema Eléctrico de Potencia (SEP), calidad de la energía se refiere a asegurar que la energía suministrada en el punto de consumo esté libre de perturbaciones o distorsiones que pudieran afectar el buen funcionamiento del equipo sensible conectado a la red eléctrica.

El incremento de equipos electrónicos cada vez más sensibles, el aumento de la demanda industrial, la alta penetración de equipos alimentados por convertidores estático o cargas no lineales y la exigencia en alta calidad para los nuevos procesos industriales, han obligado a proponer estrategias en relación a la mitigación de problemas de calidad de la energía en las redes eléctricas.

Cualquier interrupción o deformación de onda de una señal eléctrica se considera como un problema de calidad de la energía, sin embargo, en este caso se analiza la distorsión periódica generada dentro del mismo sistema.

Los problemas están presentes en el suministro debido a varios disturbios en el sistema o debido a la presencia de cargas no lineales como hornos de arco, UPS y variadores de velocidad. En este sentido, algunos de los problemas más importantes, tanto para los

usuarios como para el suministrador, son bajo factor de potencia en la carga, contenido armónico en la carga, muescas en la tensión de carga, cargas desbalanceadas, distorsión de la tensión de alimentación, caída/aumento de tensión y fluctuaciones de tensión.

Este trabajo se enfoca en algunos de los problemas de calidad de la energía que pueden ser compensados a través del uso de dispositivos de compensación basados en electrónica de potencia, descritos a continuación.

2.2. Problemas típicos de calidad de la energía con origen en las cargas

2.2.1. Armónicos

Cualquier desviación en las ondas sinusoidales ideales de tensión y corriente del suministro de energía son llamadas distorsión de forma de onda. La distorsión en la forma de onda es una de las principales causas de fallas en equipo, afectación en procesos de producción, que causa pérdidas económicas, daños en actividades de procesamiento de datos, entre otros problemas.

Los armónicos son componentes sinusoidales con frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. En la Fig. 2.1, se muestra una forma de onda distorsionada (resultante) y sus componentes armónicos. De manera de ejemplo, si la frecuencia fundamental es de $60Hz$ el 3er armónico tendría una frecuencia de $3 \times 60 = 180Hz$, el 5to de $5 \times 60 = 300Hz$, y el 7mo de $7 \times 60 = 420Hz$

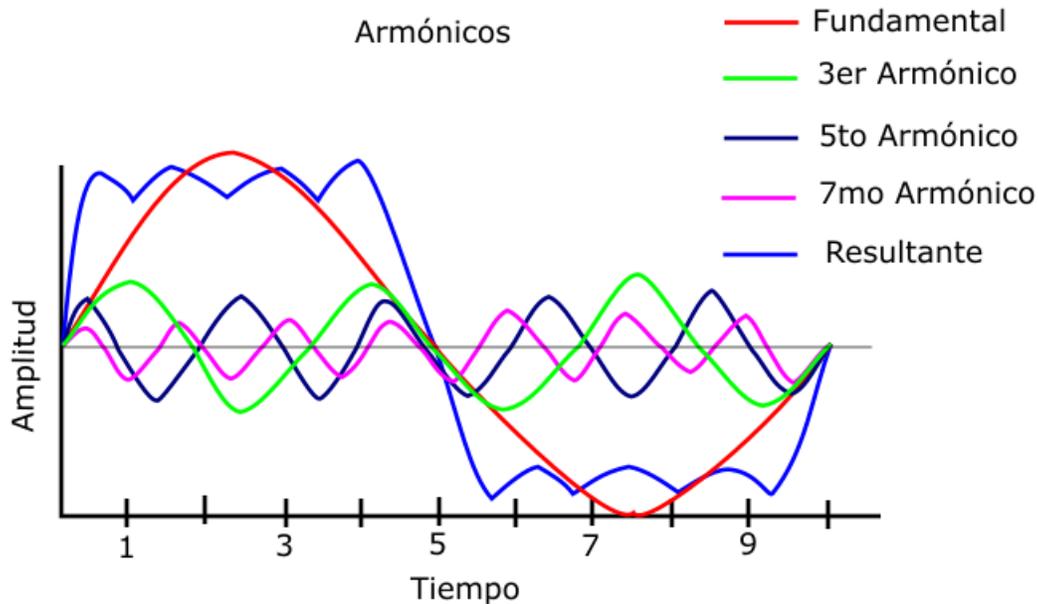


Figura 2.1: Componentes armónicas y fundamental de una forma de onda.

En una carga lineal la corriente demandada es una corriente puramente sinusoidal, mientras que en una carga no-lineal la corriente está formada por una componente de frecuencia fundamental además de las componentes armónicas.

Entre las cargas que distorsionan la corriente se encuentran los dispositivos de arco eléctrico, tales como hornos y soldadoras de arco. También el uso de dispositivos alimentados por convertidores estáticos ha introducido el problema de armónicos debido a su naturaleza no lineal. Todas las cargas no-lineales generan armónicos; esto incluye a todas las cargas que controlan o convierten energía por medio de conmutación, por ejemplo:

- Fuentes de alimentación conmutadas: computadoras, equipo de oficina, equipo doméstico.
- Variadores de velocidad.
- Elementos calefactores controlados por tiristores.
- Reguladores de intensidad.
- Lámparas fluorescentes de balastro de estado sólido.

- Sobrecarga de dispositivos magnéticos como motores, lámparas de balastro y transformadores como resultado de la saturación del material del núcleo magnético.

El contenido armónico en la red tiene efectos perjudiciales para los usuarios y a mayor impedancia de la red eléctrica mayor es el efecto de los armónicos de corriente sobre la distorsión de las formas de onda de tensión. Algunos de los efectos de los armónicos en los equipos son:

- Errores de medición.
- Sobrecalentamiento de motores de inducción.
- Pérdida de eficiencia en las máquinas.
- Parpadeo (Fliker) en la luz.
- Interferencia de comunicación.
- Errores en los sistemas.
- Mal funcionamiento de computadoras.
- Disparo de circuitos.

La presencia de armónicos no solo daña los equipos de los consumidores sino además causan caídas de tensión a través de las impedancias del circuito. Las corrientes armónicas crean calor y sobrecalientan los conductores causando fallas en el aislamiento. Estas corrientes comúnmente sobrecalientan el conductor neutro y el transformador que alimenta al sistema [8]. Los resultados de estos efectos pueden ser la ruptura del aislamiento y una reducción significativa de la vida útil del equipo eléctrico.

2.2.2. Desbalance entre fases

Un sistema trifásico desbalanceado es en el cual las magnitudes de corriente o tensión son distintas para alguna de las fases, además tienen una diferencia angular entre ellas diferente de 120 grados. En la Fig. 2.2 se muestra un sistema balanceado y otro desbalanceado donde se puede comparar sus fasores en magnitud y ángulo. Se puede

observar que en el sistema balanceado tienen ángulos de 120 grados entre ellas y las magnitudes son iguales.

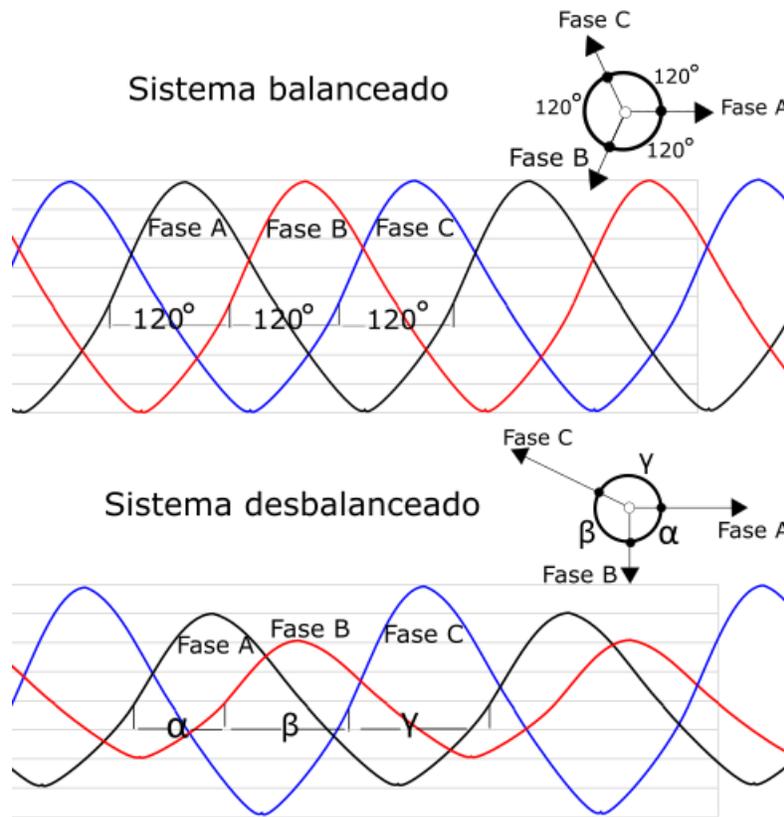


Figura 2.2: Sistema balanceado y desbalanceado.

Una carga desbalanceada genera un desbalance en la corriente que demandan las cargas. Las causas de este problema son las grandes cargas monofásicas y la incorrecta distribución de las cargas en cada fase de un sistema trifásico.

Las consecuencias del desbalance resulta en pérdidas, elevación en la temperatura, reducción de la vida útil y surgimiento de corrientes de secuencia negativa que afectan a las cargas trifásicas especialmente a las máquinas de inducción.

Debido a que en un problema de cargas desbalanceadas no es posible balancear las cargas individualmente, las fases pueden ser compensadas de tal manera que la corriente suministrada por la fuente, y que puede a su vez alimentar otras cargas, sea balanceada.

2.2.3. Potencia reactiva

La potencia reactiva en la red es un problema importante en los sistemas de distribución, reflejado como un Factor de Potencia ineficiente o no unitario. El factor de potencia está definido como la relación de la potencia activa con la potencia aparente, es decir, la potencia reactiva es aquella que no genera un trabajo útil, sin embargo, es necesaria para los elementos reactivos presentes en la carga.

La potencia reactiva circulante en las líneas de distribución eléctrica afecta el dimensionamiento del equipo ya que la corriente es mayor teniendo una componente reactiva en la potencia. En este sentido, mientras menor sea un factor de potencia, mayores son las consecuencias, como aumentar la corriente de carga, mayor requerimiento de potencia aparente (kVA), mayor diámetro de conductores, mayores pérdidas en el cobre, menor eficiencia y menor regulación de tensión [8].

El factor de potencia además de expresarse como la relación entre la potencia aparente y la potencia activa, también es expresado como el coseno del ángulo ϕ como se puede ver en el triángulo de potencias mostrado en la Fig. 2.3, donde S , P y Q representan las potencias aparente medida en Volts-Amperes, activa medida en Watts y reactiva medida en Volts-Amperes-reactivos, respectivamente. Esta figura representa que la carga en la mayoría de los sistemas de distribución no tiene solamente la componente de potencia activa, que es la que realmente produce un trabajo y es consumida por los circuitos, también está presente una potencia que es la encargada de generar el campo magnético que requieren para su funcionamiento los equipos inductivos como los motores y transformadores o de crear el campo eléctrico para cargar los condensadores.

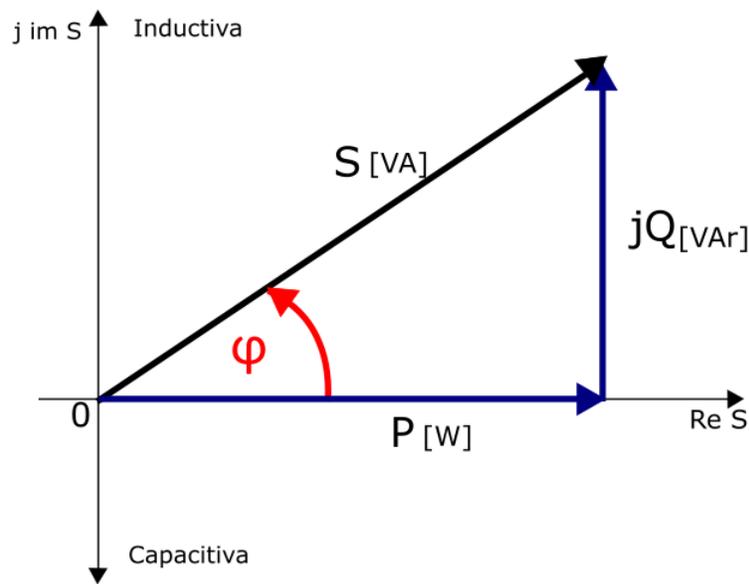


Figura 2.3: Triángulo de potencias.

Cuanto menor sea la componente reactiva, menor será el ángulo entre la potencia activa (P) y la potencia aparente (S) y la carga tenderá a tener un FP unitario. Siendo las cargas mayormente inductivas, este problema es resuelto colocando un banco de condensadores en paralelo con la carga inductiva, lo cual crea una componente negativa de potencia reactiva (potencia reactiva capacitiva) contrarrestando la componente inductiva y mejorando el factor de potencia visto desde la fuente de alimentación. Una situación ideal sería tener un FP unitario en la corriente suministrada por la fuente, pero esto no es siempre posible y por cuestiones de costo en general se decide por un FP menor que el unitario, pero que evite las penalizaciones impuestas por la compañía de suministro cuando el FP está por debajo de un cierto valor.

2.3. Índices de calidad de energía

Los problemas de calidad de energía (distorsión armónica, desbalance y potencia reactiva en las líneas), son medidas con base en índices de calidad para cuantificar su valor. Además con estos índices se puede verificar, en el caso de aplicar un compensador estático, el mejoramiento en compensación con datos numéricos.

2.3.1. THD

La amplitud de contenido armónico en una señal de tensión o corriente es caracterizado por el índice de calidad Distorsión Armónica Total, por sus siglas en inglés (THD). El porcentaje de THD para una señal de corriente está dado por la ecuación

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.1)$$

donde el término I_1 es la onda componente fundamental de la corriente e I_n las componentes armónicas de la misma señal.

2.3.2. FP

El Factor de Potencia (FP) es un indicador comúnmente utilizado en los sistemas de distribución y, en este caso, es aplicado para verificar la compensación reactiva de las líneas del sistema.

Debido a que se analiza un intervalo donde el factor de potencia es dinámico, se utiliza un Factor de Potencia Instantáneo (λ), que está definido por la relación de potencia activa y aparente, y se expresa como la ecuación

$$\lambda = \frac{p}{s} \quad (2.2)$$

donde p son los valores instantáneos de potencia activa y s los valores instantáneos de potencia aparente, ambos para cada muestra tomada en un cierto periodo del sistema. Sin embargo, el índice de calidad es cuantificado como el promedio de estos valores durante el intervalo establecido.

2.3.3. Corriente de Neutro

Un sistema trifásico desbalanceado genera una corriente por el cuarto conductor, esta es llamada Corriente de Neutro (I_n) y es un indicador que puede representar numéricamente el desbalance en la red. En este caso el índice de calidad I_n antes y después de una compensación estática permite evaluar el desempeño del mismo. Esto se define por la ecuación

$$I_n = i_a + i_b + i_c \quad (2.3)$$

2.4. Compensación estática en redes de distribución

En los últimos años, la importancia de los problemas ligados a la calidad de la energía en las redes de distribución de energía eléctrica ha ido en aumento. Algunos de los problemas frecuentes en una red de distribución se pueden mitigar por medio de un dispositivo compensador activo conectado en paralelo conocido como Compensador Estático de Distribución (DSTATCOM).

Entre los dispositivos de compensación basados en electrónica de potencia, el DSTATCOM es una alternativa que satisface las necesidades de compensación de potencia reactiva, corrientes armónicas y desbalance [7]. Este dispositivo tiene una gran ventaja entre las alternativas de compensación pasivas existentes, ya que permite tener un control rápido (respuesta dinámica) y variación lineal en la compensación, siendo sus desventajas su costo y complejidad.

La compensación estática en paralelo en sistemas de distribución tiene como objetivos principales eliminar el efecto de:

- Factor de potencia bajo en la carga, tal que la corriente suministrada por la fuente tenga un factor de potencia cercano a la unidad.
- Contenido armónico de la carga, tal que la corriente suministrada por la fuente sea casi sinusoidal.

- Desbalance de carga, tal que la corriente suministrada por la fuente sea balanceada.

En la actualidad, en un sistema trifásico de distribución la carga está desbalanceada, contiene armónicos y además un factor de potencia no unitario. La solución a los problemas en este tipo de sistemas se logra al conectar en paralelo un compensador estático de potencia que se puede modelar de forma ideal con fuentes de corriente controlada. Sin embargo, el modelo completo del compensador contiene un convertidor estático y un control asociado que regula las corrientes de compensación inyectadas en el punto de conexión.

En la Fig. 2.4 se muestra el esquema de compensación aplicado a una red de distribución con tensiones de fase (V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}). El objetivo de la compensación estática en paralelo es generar las corrientes de compensación (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc}) que permitan alimentar la carga (Z_{la} , Z_{lb} , Z_{lc}), consiguiendo que las corrientes suministradas por la fuente (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) permanezcan sinusoidales y libres de distorsión hasta PCC.

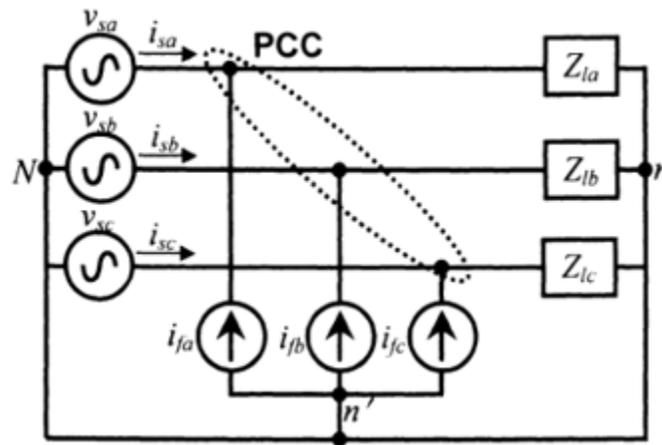


Figura 2.4: Esquema de un compensador paralelo de distribución ideal 3F-4H.

Además, se puede eliminar cualquier offset de corriente directa en la carga y balancear las corrientes suministradas por la fuente; esto es posible solo cuando el neutro del compensador está disponible y no hay un transformador presente en la realización del compensador.

Para garantizar que el compensador entregue a la red las corrientes adecuadas, se usan algoritmos para calcular las corrientes de compensación a partir de la medición de la tensión y de la corriente en la carga.

2.5. Cálculo de las corrientes de compensación: Teoría PQ

Existen diversos algoritmos para el cálculo de las corrientes de compensación. El algoritmo basado en la teoría de potencias instantáneas P-Q, al igual que los otros métodos, compensa satisfactoriamente sistemas trifásicos de cuatro hilos con desbalances en la carga, sin embargo, tomando en cuenta las ventajas de simplicidad de cálculo de la teoría de potencias instantáneas P-Q, este será el que se usará en el sistema de compensación propuesto. El algoritmo se ejecuta periódicamente, tomando en cuenta una ventana de tiempo de medio ciclo.

La Teoría P-Q se basa en la extracción de corrientes de referencia a partir de las mediciones instantáneas de tensión y corriente de fase en la carga, en un marco de referencia abc y transformándolas a un marco de referencia $(\alpha, \beta - 0)$. Esta transformación está definida por

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

donde (2.4) es para las tensiones y (2.5) es para las corrientes. Las potencias instantáneas pueden ser calculadas en el marco (α, β) como

$$p_{3\phi} = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (2.6)$$

$$q = v_{\alpha} i_{\beta} - v_{\beta} i_{\alpha} \quad (2.7)$$

Cabe destacar de la ecuación (2.6) que v_0 e i_0 son voltajes y corrientes de secuencia cero respectivamente que, por definición, son vectores trifásicos de la misma magnitud y ángulo entre si. Además esta componente de secuencia cero es generada debido al desbalance del sistema.

Así las potencias activas (p), reactivas (q) y de secuencia cero (p_0) son obtenidas. En un sistema con armónicos, estas potencias se pueden separar en dos componentes, la componente de potencia promedio y la componente oscilante

$$p = p_{prom} + p_{osc} \quad (2.8)$$

$$q = q_{prom} + q_{osc} \quad (2.9)$$

Para obtener un factor de potencia unitario en el sistema se requiere que el compensador suministre el total de la potencia reactiva de la carga. Además, la componente oscilatoria de la potencia real es inyectada para la compensación armónica. Con este criterio se pueden definir las corrientes de compensación en el marco de referencia (α, β)

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{osc} \\ q \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

donde i_{α}^* y i_{β}^* representan las corrientes de referencia. Usando la matriz inversa a (2.5) se obtienen las corrientes de referencia en el marco de referencia abc.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Como se puede observar, la corriente de secuencia cero i_0 es también considerada en el cálculo, permitiendo así la compensación del desbalance del sistema.

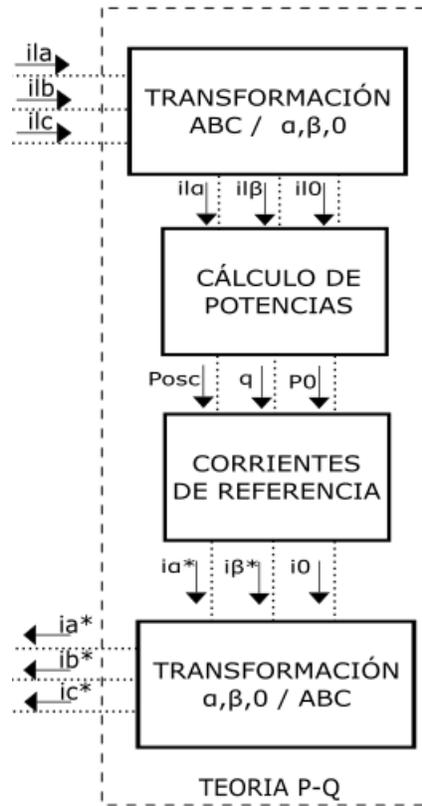


Figura 2.5: Diagrama de flujo para la generación de las corrientes de compensación usando la teoría P-Q.

La Fig. 2.5 muestra el esquema de la teoría PQ, el cual muestra el funcionamiento del algoritmo de la ecuación (2.4) a la ecuación (2.11) y se puede explicar con los siguientes puntos:

- TRANSFORMACIÓN ABC/ $\alpha,\beta,0$. Las mediciones de corrientes (i_a , i_b , e i_c) y tensiones (V_a , V_b y V_c) de carga se transforman a un marco de referencia

estacionario ($i_{l\alpha}$, $i_{l\beta}$ e i_{l0}).

- **CÁLCULO DE POTENCIAS.** Las componentes de potencia activa y reactiva pueden separarse para extraer las potencias que causan la distorsión (P_{osc}), reactivos (q) y el desbalance (P_0).
- **CORRIENTES DE REFERENCIA.** Se obtiene las corrientes de referencia en el marco estacionario ($i_{\alpha*}$, $i_{\beta*}$, i_0).
- **TRANSFORMACIÓN $\alpha,\beta,0/ABC$.** Las corrientes se transforman de nuevo a la forma ABC (i_{a*} , i_{b*} e i_{c*}) para su utilización.

2.6. Sistema de compensación con inyección ideal de corrientes de compensación

Para ilustrar el proceso de compensación paralelo, a continuación se presenta la compensación de armónicos, el desbalance en la corriente suministrada por la fuente y la potencia reactiva en un sistema eléctrico. El diagrama a bloques del sistema se muestra en la Fig. 2.6, el cual puede ser explicado con los siguientes puntos:

- **CARGA DESBALANCEADA Y NO LINEAL.** La carga del sistema propuesto simula una carga con distorsión armónica, un desbalance que genera una corriente de neutro (cuarto conductor a tierra) y un requerimiento reactivo en las corrientes de las líneas de distribución (i_{sa} , i_{sb} y i_{sc}), que son alimentadas por las fuentes (V_{sa} , V_{sb} y V_{sc}).
- **MEDICIÓN DE CARGA.** Se aprovechan las variables de corriente (i_{la} , i_{lb} , i_{lc} e i_{ln}) y tensión (V_{la} , V_{lb} y V_{lc}) medibles de la carga del sistema para el modelo de control.
- **TEORÍA P-Q.** Es aplicado el algoritmo para extraer las corrientes de referencia por medio de la teoría de potencias P-Q, analizado anteriormente en este capítulo.
- **FUENTES CONTROLADAS DE CORRIENTE.** La inyección de corrientes de compensación son las mismas corrientes de referencia (i_{a*} , i_{b*} , e i_{c*}) extraídas del algoritmo y generados en el modelo por fuentes controladas de corriente, es decir, se compensa de manera ideal.

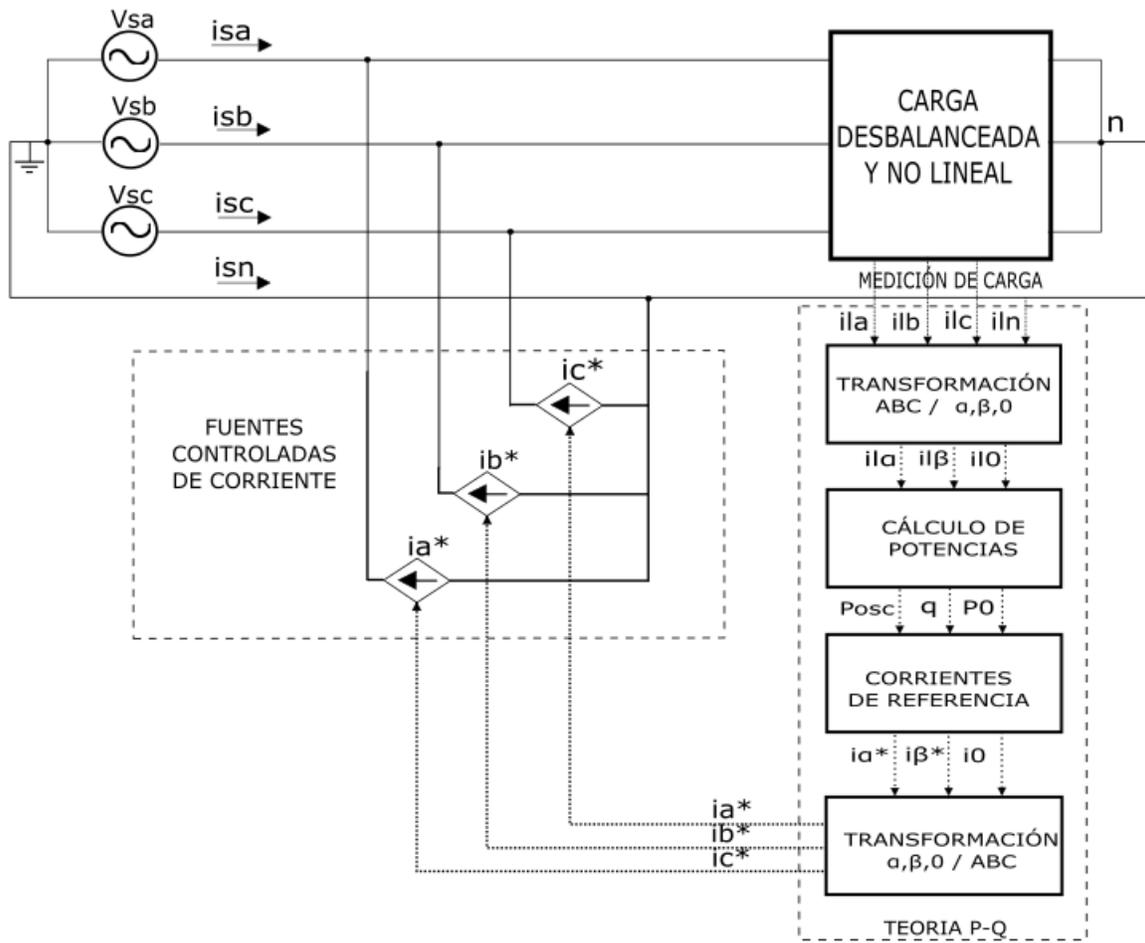


Figura 2.6: Diagrama a bloques de un sistema de compensación ideal.

Los parámetros de la red de distribución con los que se probó el sistema de compensación se muestran en la Tabla 2.1 donde se muestran los valores para los distintos parámetros utilizados en la simulación del sistema y en las distintas cargas probadas durante el tiempo de simulación.

Para las simulaciones se considera que las cargas son alimentadas por fuentes rígidas, es decir, no hay impedancia significativa entre la carga y la fuente.

Descripción	Parámetro	Valor
Topología	-	3F-4H
Tensión rms	Vrms	13.8 kV
Frecuencia	f	60 Hz
Carga 1 (Potencia, Factor de potencia y desbalance)	S FP %Desbalance	1.5 MVA 0.8(-) 20 % (fase a)
Carga 2 (Entrada de carga en tiempo 0.03s.)	R L	100 Ω 0.2 H
Carga 3 (No Lineal (Puente diodos))	R L C	500 Ω 0.3 H 7.54 μ F

Tabla 2.1: Parámetros de simulación con inyección ideal de las corrientes de compensación (Fuentes de corriente controladas).

Análisis de resultados

En todas las simulaciones se supone que las tensiones de la red no sufren cambios, enfocándonos solo en la compensación de corrientes. Las tensiones de la red del sistema de prueba se muestran en la Fig. 2.7.

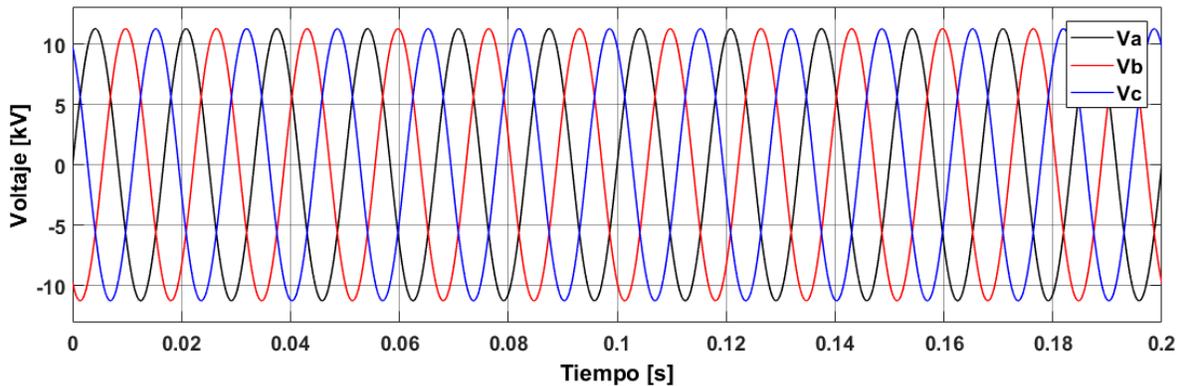


Figura 2.7: Tensiones de la red del sistema de prueba.

Estas tensiones son generadas por las fuentes V_{sa} , V_{sb} y V_{sc} , manteniendo sus valores en el punto PCC y, así mismo, en las mediciones de la carga para el compensador. En este sentido, las tensiones abc de la red en cualquier punto permanecen como en la Fig. 2.7, tanto antes como después de la compensación.

La carga no lineal, desbalanceada y con requerimiento de reactivos simulada genera la corriente que muestra la Fig. 2.8.

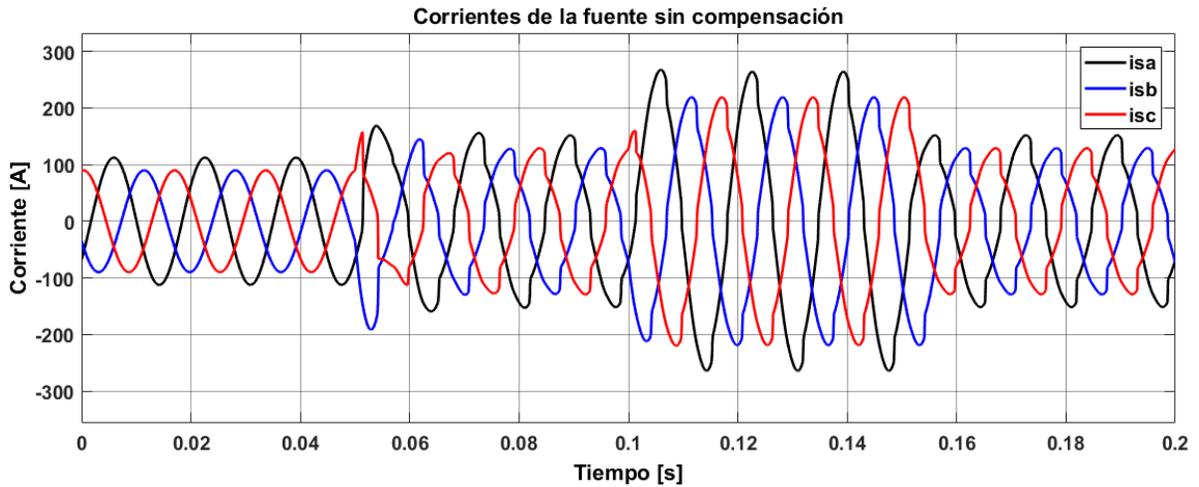


Figura 2.8: Corrientes abc de la fuente antes de la compensación controlada idealmente.

El algoritmo para calcular las corrientes de referencia (Teoría P-Q) es aplicado para obtener las corrientes que compensan las corrientes suministradas por la fuente. Las corrientes de referencia obtenidas se muestran en la Fig. 2.9. Estas corrientes son inyectadas en el punto de acoplamiento común permitiendo que las corrientes suministradas por la fuente puedan ser compensadas. Es decir, la corriente de compensación, o a inyectar por el compensador, es la suma de las componentes de las corrientes de distorsión armónica, corriente de desbalance o neutra, y corriente reactiva en la red.

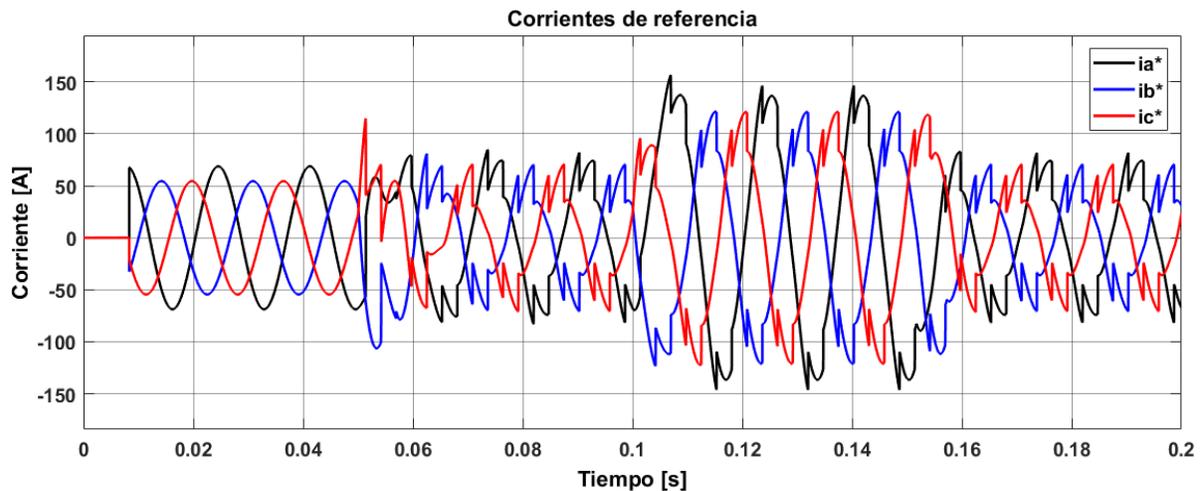


Figura 2.9: Corrientes de compensación (corrientes de referencia para inyectar a la red).

El resultado que se obtiene por la compensación es una fuente con la señal de corriente que muestra la Fig. 2.10

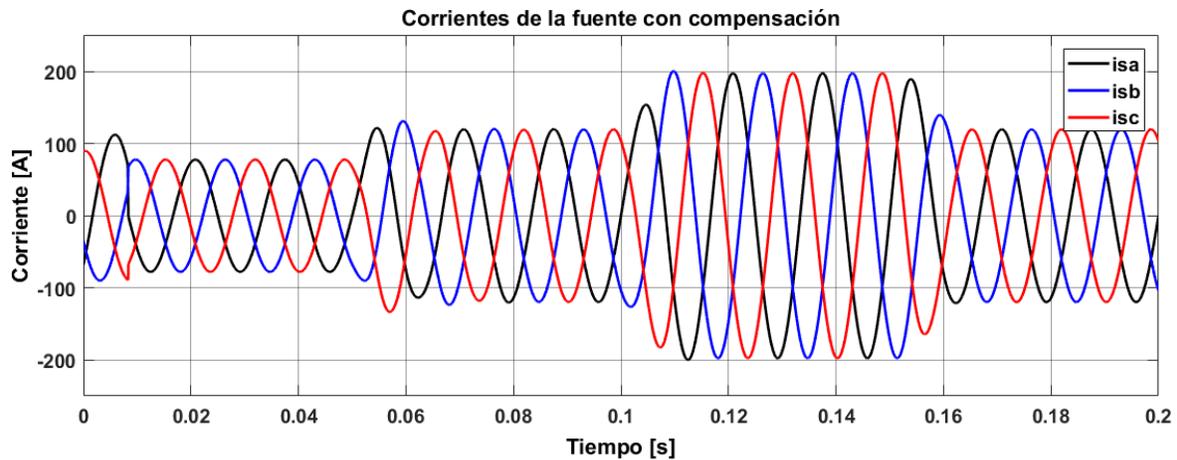


Figura 2.10: Corrientes abc de la fuente después de la compensación controlada idealmente.

Para la comprobación de compensación reactiva es analizado el contenido reactivo tanto en la carga como en la fuente, así el lado fuente es aproximado a cero como se muestra en la Fig. 2.11, esto quiere decir que el compensador inyecta la potencia reactiva consumida por la carga.

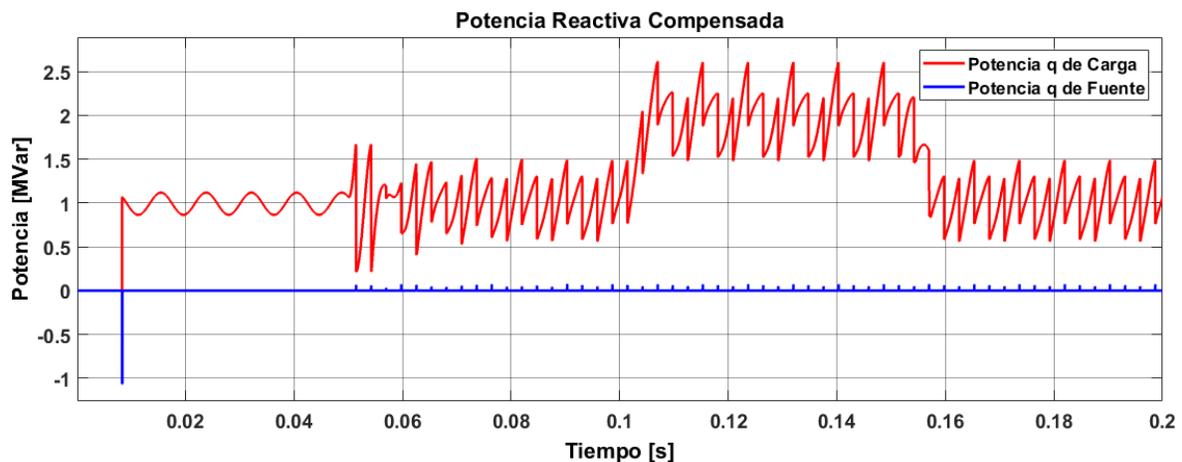


Figura 2.11: Compensación de Potencia reactiva en la fuente.

Se puede observar de la Fig. 2.11 que a pesar del cambio en la carga, el cual genera una potencia reactiva mayor, sigue compensado el total de reactivos. Si se realiza una

gráfica de los valores de FP instantáneos, al momento de la compensación, se obtiene la gráfica de la Fig. 2.12, la cual muestra que el FP instantáneo antes de compensar tiene un valor promedio cercano a 0.8 y compensa a un FP unitario.

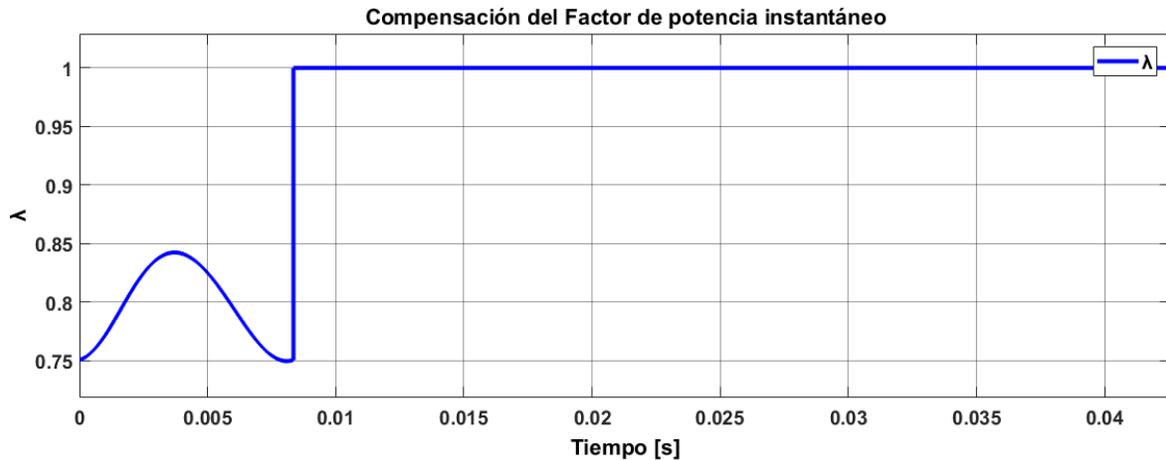


Figura 2.12: Compensación del Factor de Potencia a valor unitario (controlado idealmente).

Al compensar la potencia reactiva, las tensiones y corrientes en la fuente deberán verse en fase, en la Fig. 2.13 se comprueba esto incrementando 10 veces la magnitud de la corriente para poder visualizar las dos formas de onda.

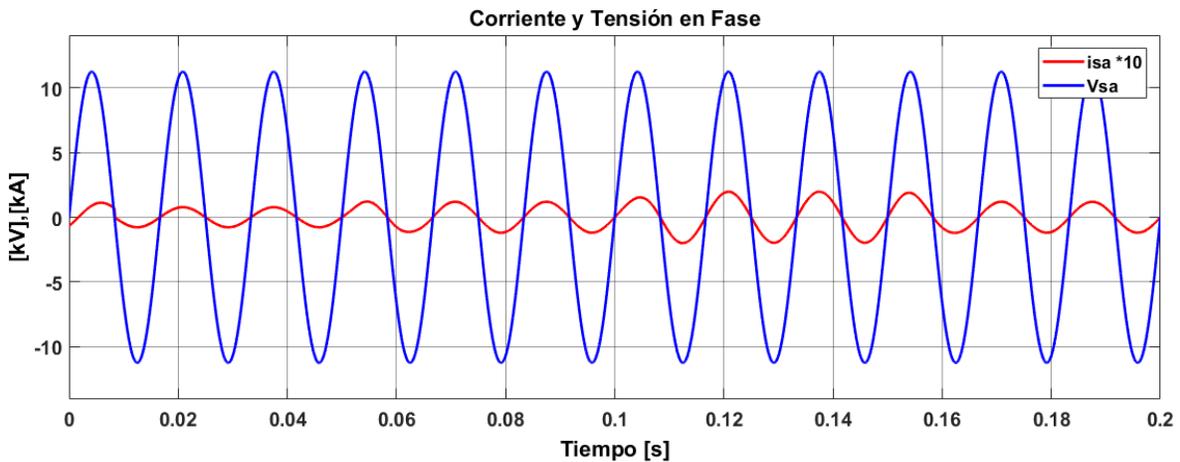


Figura 2.13: Tensiones y corrientes en la fase a, después de la compensación de potencia reactiva.

La corriente de desbalance antes de la compensación es medida en el neutro de la carga del sistema (i_{ln}), y después de la compensación se realiza una medición del

desbalance de corriente que suministra la fuente (i_{sn}). Estas mediciones se muestran en la Fig. 2.14 donde se observa que una vez realizada la compensación, la corriente de desbalance es prácticamente nula.

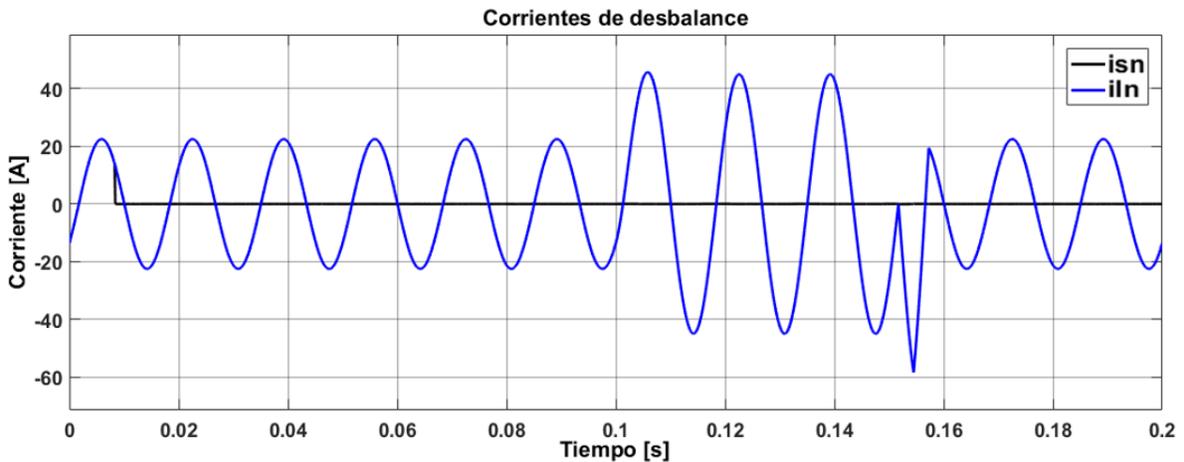


Figura 2.14: Compensación de corriente de desbalance en el sistema trifásico.

Para una comparación en la distorsión entre la corriente suministrada por la fuente antes de la compensación con respecto a la misma una vez compensada se muestra la Fig. 2.15, se observa que se cuantifica el índice de calidad THD para su análisis obteniendo un valor de % 11.21 antes y de %1.54 después, esta medición es realizada en el mismo intervalo de 2 ciclos a partir de los 0.06 segundos de simulación.

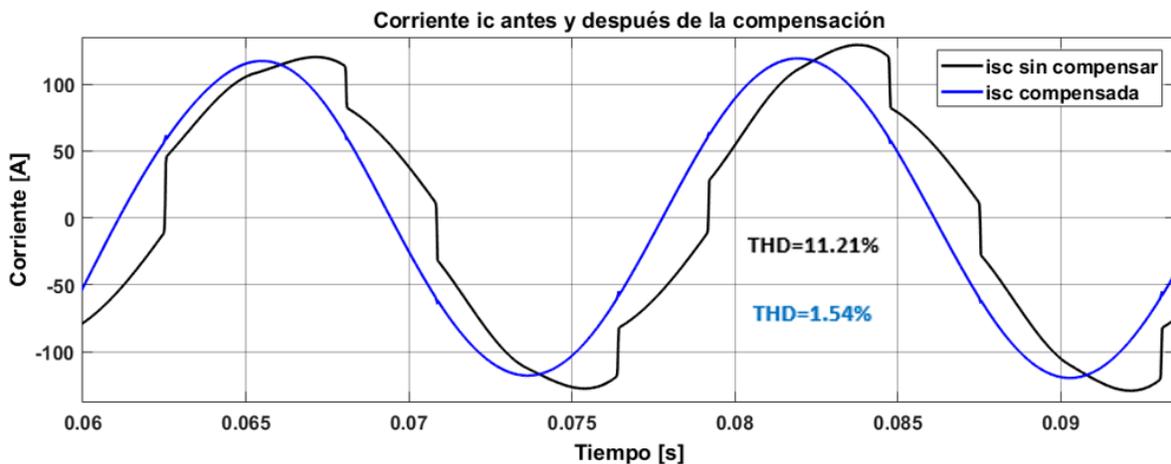


Figura 2.15: Corriente i_c antes y después de la compensación y su medición de THD.

Los resultados obtenidos para los problemas de calidad de energía, son cuantificados

por índices de calidad y son mostrados en la Tabla 2.2 donde se puede observar que los tres índices evaluados aumentan su calidad.

Índice de calidad	Antes de compensación	Después de compensación
%THD	11.21	1.54
Desbalance	20% (Fase a)	≈ 0
FP	0.8(-)	≈ 1.0

Tabla 2.2: Índices de calidad antes y después de compensar.

2.7. Conclusiones

En este capítulo se presentó un método para la mitigación de problemas de armónicos, desbalance y reactivos en una red de distribución. Se explicó el desarrollo del algoritmo, así como la implementación con parámetros para una simulación en un sistema supuesto. Se puede comprobar de aquí que el método utiliza un filtro con una ventana de tiempo que compensa para los problemas del suministro y que se puede modelar para simulación la inyección de estas corrientes resultantes con fuentes de corriente controladas para simular la compensación estática de manera ideal.

El algoritmo demuestra obtener una fuente de alimentación aproximadamente sin reactivos, balanceada y sinusoidal para todo el tiempo de simulación probado, cuantificando los índices de calidad antes y después de la compensación. Los resultados de simulación muestran índices de THD de 11.21% antes y de 1.54% después de la compensación, desbalance nulo y un factor de potencia unitario.

Capítulo 3

Compensador DSTATCOM-Multinivel

En el Capítulo 2, se demostró que el sistema puede ser compensado por fuentes de corriente ideales que inyectan las corrientes de compensación. Sin embargo, en la práctica las corrientes de compensación deberán ser generadas por un convertidor estático de potencia asociado con un control de la corriente de salida, emulando así el comportamiento de una fuente de corriente.

3.1. Convertidores estáticos de potencia

Los convertidores electrónicos de potencia (convertidores estáticos) transforman la energía eléctrica de un tipo, o nivel, a otro utilizando semiconductores de potencia para controlar o modificar una tensión o una corriente, con mayor eficiencia.

En el caso de un convertidor de CD a CA o inversor, este transforma la corriente directa de entrada en una salida de corriente alterna. Para este proceso se usan dispositivos semiconductores de potencia que operan como interruptores para generar una señal conmutada con distintos niveles de tensión. El Transistor Bipolar de Puerta Aislada conocido por sus siglas en inglés como IGBT es usualmente preferido para aplicaciones en sistemas de distribución debido a que puede manejar corrientes y tensiones acordes a los niveles de los sistemas de distribución; además, tiene características de conmutación rápida con bajas pérdidas.

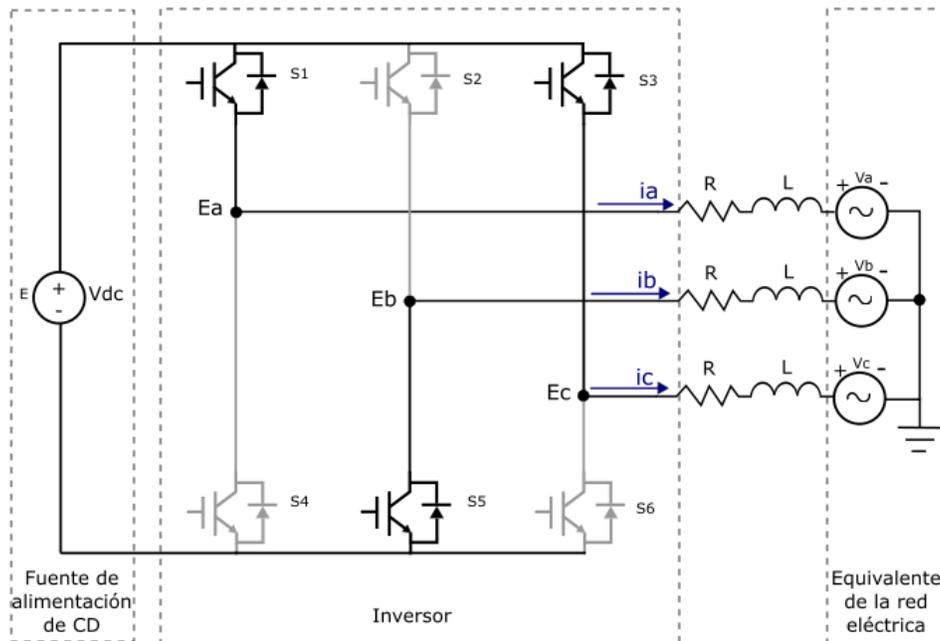


Figura 3.1: Convertidor trifásico tipo Puente H de dos niveles conectado a una red eléctrica.

En la Fig. 3.1 se muestra un convertidor trifásico de tipo puente H de 2 niveles; está formado por un bus de CD y un par de dispositivos IGBTs por fase que forman una pierna. Los dispositivos de cada pierna del convertidor conmutan de manera complementaria para no generar un corto circuito, es decir, si uno está encendido el otro deberá estar apagado funcionando como un interruptor ideal. La conmutación de los interruptores se realiza aplicando señales de control en las compuertas de los dispositivos. El inversor mostrado está conectado a un sistema que modela una red eléctrica. Las corrientes i_a , i_b e i_c dependen de la manera en que se controlan los interruptores siendo nombrados con S y representados inactivos (color gris) S_2 , S_4 y S_6 y activos (color negro) S_1 , S_3 y S_5 como ejemplo de un supuesto estado de conmutación.

Un convertidor de dos niveles genera una señal de tensión de salida cuadrada conmutando con los interruptores de cada fase, los cuales conectan cada fase a las terminales de la fuente de CD, obteniendo así valores de V_{CD} o cero volts. En la Tabla 3.1 se muestran todas las posibles combinaciones de las tensiones trifásicas que puede generar el convertidor por medio de las conmutaciones en cada interruptor.

Señal de conmutación						Tensión por fase		
S1	S4	S2	S5	S3	S6	Ea	Eb	Ec
0	1	0	1	0	1	0	0	0
0	1	0	1	1	0	0	0	V_{CD}
0	1	1	0	0	1	0	V_{CD}	0
0	1	1	0	1	0	0	V_{CD}	V_{CD}
1	0	0	1	0	1	V_{CD}	0	0
1	0	0	1	1	0	V_{CD}	0	V_{CD}
1	0	1	0	0	1	V_{CD}	V_{CD}	0
1	0	1	0	1	0	V_{CD}	V_{CD}	V_{CD}

Tabla 3.1: Tensiones por conmutación de un inversor de dos niveles.

3.2. Topologías según su número de conductores

En los sistemas de distribución, una gran parte de las cargas son de tipo monofásicas y, por lo tanto, la presencia del cuarto conductor en el sistema de distribución es requerida. Además, en la mayoría de los casos, la potencia trifásica y monofásica está a la disposición de los consumidores, y las cargas no son equitativamente distribuidas en las fases, causando desbalance y, como resultado, una corriente de retorno en el cuarto conductor. Mientras mayor es el desbalance, mayor es la corriente de retorno. Igualmente, el tercer armónico es una de las causas principales de la corriente en el conductor neutro.

Los compensadores convencionales están basados en sistemas trifásicos de tres hilos (3F-3H), los cuales no son adecuados para sistemas de distribución con conductor neutro (3F-4H), por lo tanto, para que un sistema de distribución pueda ser compensado adecuadamente, se requiere de técnicas que puedan incorporar el cuarto conductor al sistema de compensación. Entre las principales está la conexión de inductores en estrella interconectada con el punto medio como tierra, aterrizar un transformador, usar la cuarta pierna con interruptores en el inversor (4L) y usar el punto medio de dos condensadores como tierra en el enlace CD (SC).

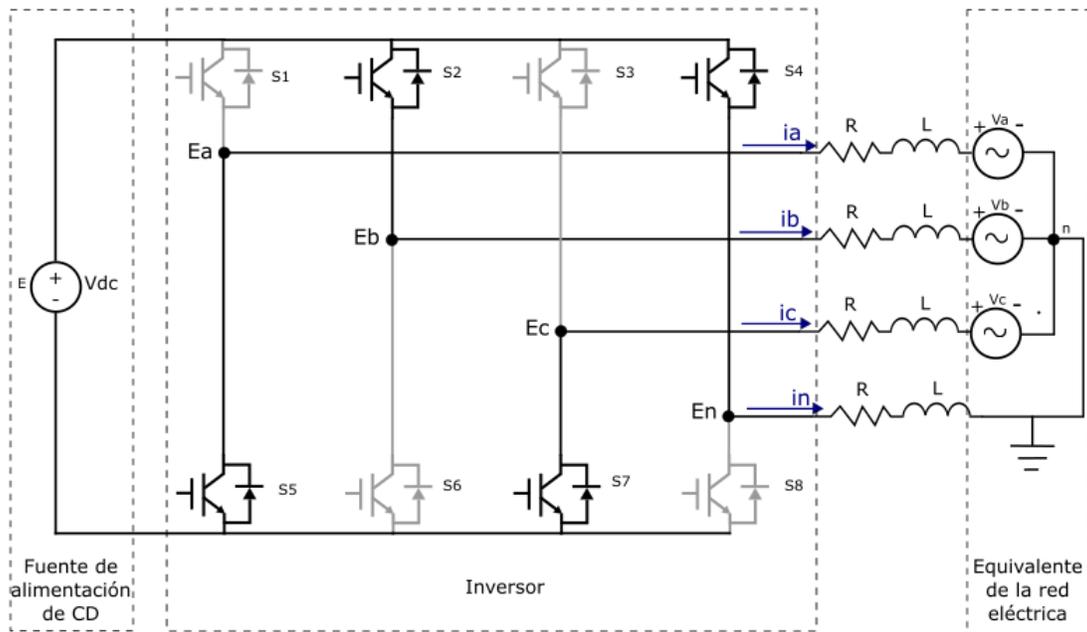


Figura 3.2: Convertidor 3F Tipo 4 Piernas (4L).

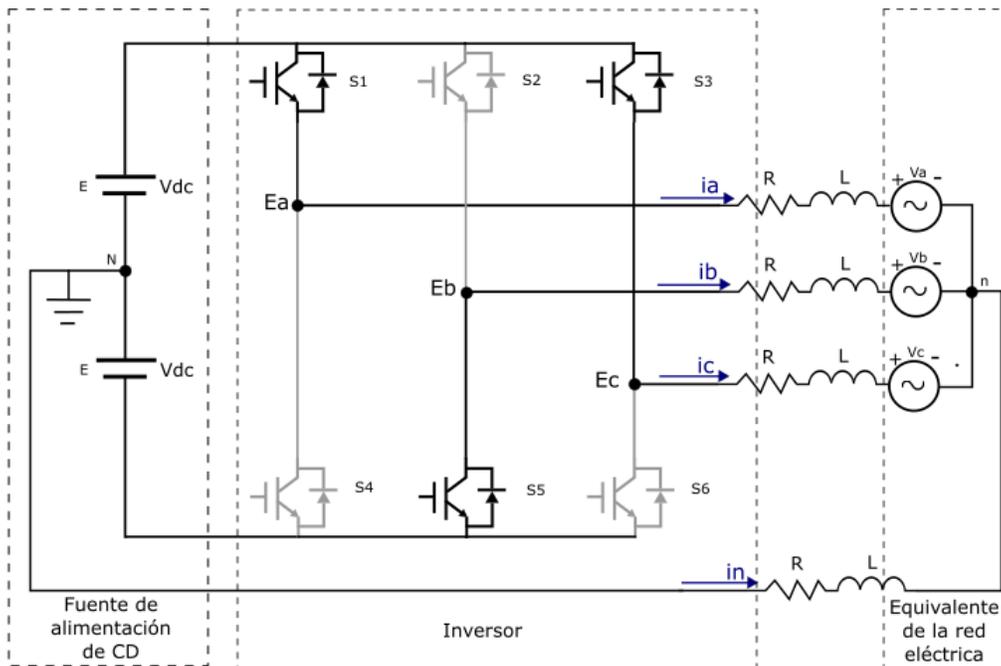


Figura 3.3: Convertidor 3F Tipo Condensador dividido (SC).

La cuarta pierna en un convertidor proporciona una conexión efectiva que permite un control preciso de la corriente de neutro. La topología SC es una alternativa simple

en la cual solo se requiere dos condensadores como se muestra en la Fig. 3.3 a diferencia de la topología 4L de la Fig.3.2 que requiere de una pierna más de semiconductores, en este sentido la solución con SC es más económica, sin embargo, sus desventajas son que no es utilizado la tensión total del bus de CD ya que está dividido, por lo que requiere una mayor tensión y la capacitancia requerida podría ser muy grande ya que maneja la corriente de neutro directamente.

3.3. Convertidor Multinivel

Hasta ahora se han descrito convertidores de potencia que pueden generar una salida de tensión en dos niveles, es decir, una forma de onda cuadrada como se muestra en la Fig. 3.4.

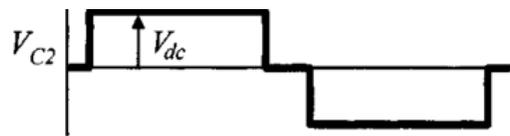


Figura 3.4: Forma en la tensión de un convertidor de dos niveles.

Los Convertidores pueden configurarse de tal manera que se puede obtener una salida con mayor número de niveles a partir de la conmutación de interruptores que permiten la adición de tensión de varias fuentes o condensadores, es decir, se alcanza el total requerido de tensión a partir de dispositivos semiconductores de un nivel de tensión limitado. Estos convertidores son llamados Convertidores Multinivel. La Fig. 3.5 muestra el principio de funcionamiento de la creación de más niveles de tensión en un convertidor. En a) toma dos posiciones por lo que se puede obtener 2 niveles distintos de tensión, en b) 3 niveles y así sucesivamente como se muestra en c) para n-niveles.

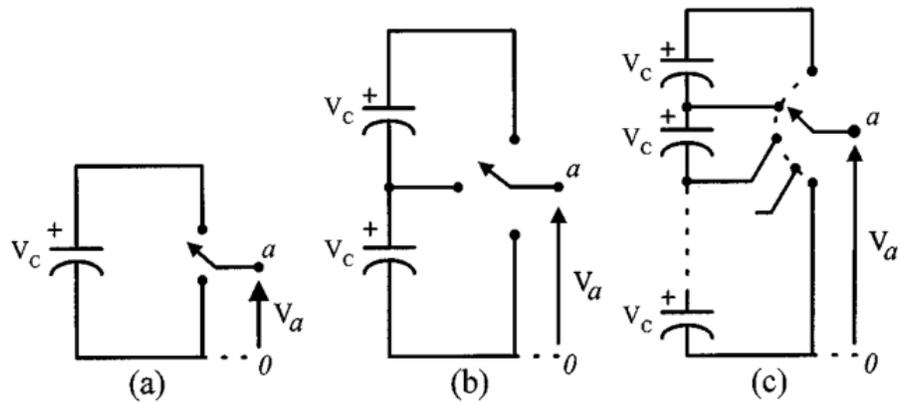


Figura 3.5: Pierna de inversor con a) dos niveles, b) tres niveles, c) n-niveles.

Debido a la demanda de equipos de potencia, la necesidad de interconexión directa en redes de media tensión y aplicaciones que requieren alta calidad de energía, surgen los convertidores multinivel que tienen ventajas frente a la topología convencional de dos niveles, entre ellas, la operación con tensiones mayores a los nominales de cada dispositivo de conmutación y tensiones de salida con un dv/dt reducido, en comparación con la realización de dos niveles. Por otra parte, el convertidor multinivel aplicado en un compensador estático permite que se obtenga un mejor desempeño en el seguimiento a las corrientes de compensación del sistema.

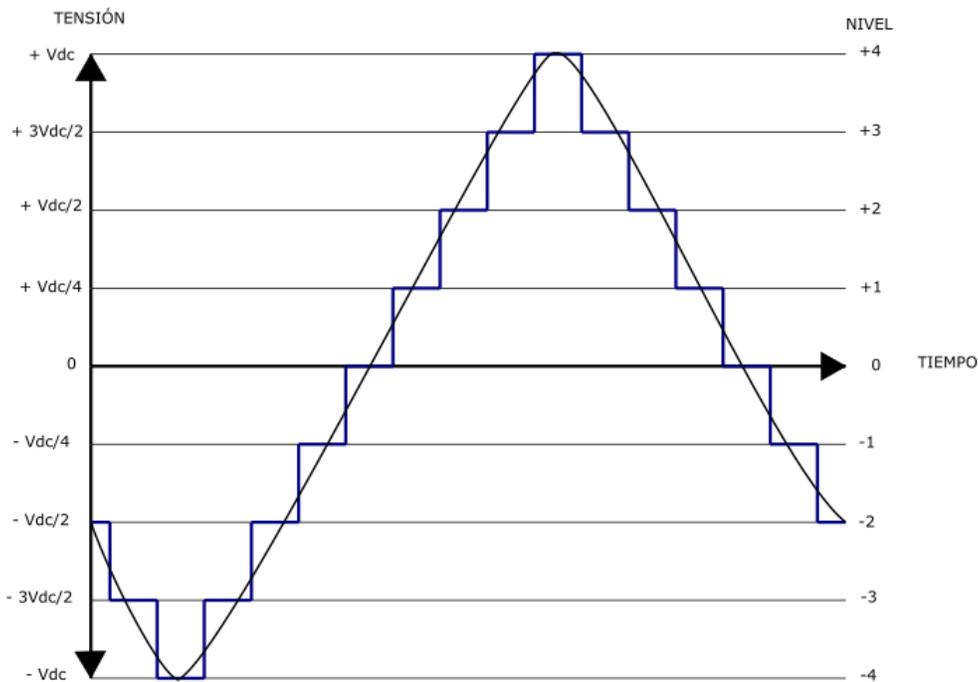


Figura 3.6: Convertidor Multinivel.

El objetivo de un convertidor multinivel es generar una señal de salida de tensión más escalonada según el número de dispositivos de conmutación, así la señal de tensión se aproxima a una forma de onda sinusoidal, como se muestra en la Fig. 3.6, en la que se puede ver que la tensión de salida del convertidor está compuesta por niveles discretos de tensión, desde $-V_{CD}$ hasta V_{CD} , siendo V_{CD} la tensión total del bus de alimentación en corriente directa, mientras que la amplitud de los niveles es una fracción de la tensión total.

La topología multinivel permite mayores niveles de tensión, aumentando la potencia del convertidor sin incrementar la corriente, evitando pérdidas y mejorando el rendimiento del convertidor. Además el contenido armónico va disminuyendo conforme se aumenta el número de niveles, y como consecuencia la reducción del costo y peso de los filtros. Otra ventaja es que el convertidor multinivel puede operar con menores frecuencias de conmutación y tiene una rápida respuesta dinámica.

Cada pierna del convertidor puede entregar un determinado número de estados, co-

rrespondiendo a cada estado un nivel de tensión. Así para un convertidor de 5 niveles, los estados en una pierna y su correspondiente nivel de tensión son mostrados en la Tabla 3.2.

Estados de tensión (por pierna)	Valor de la tensión
E_1	V_{CD}
E_2	$V_{CD}/2$
E_3	0
E_4	$-V_{CD}/2$
E_5	$-V_{CD}$

Tabla 3.2: Estados de tensión en un convertidor de 5 Niveles.

3.4. Topologías clásicas de convertidores multinivel

Existen distintas topologías multinivel entre las principales está el convertidor multinivel de tipo Diodo Anclado (Neutro Anclado)[14], de tipo Condensador Anclado (Condensador flotante)[15] y de tipo puentes H en cascada [16]. En el caso específico de un convertidor multinivel aplicado a un compensador de una red de media tensión, el tipo puentes H en cascada es el más aplicado debido a su sencilla implementación y control con mayor modularidad para los múltiples niveles aplicados. En el caso de los otros dos convertidores tienen principalmente aplicaciones en enlaces back to back para sistemas de potencia y en aplicaciones con turbinas eólicas y sistemas foto-voltaicos, entre otras.

3.5. Convertidor Multinivel Modular

EL Convertidor Multinivel Modular (MMC) fue propuesto como una alternativa viable para sistemas de alta tensión. A partir de su principal aplicación en los sistemas de transmisión de alta tensión en corriente directa conocidos como sistemas HVDC los Convertidores Multinivel Modular cada vez son más aplicados en distintas áreas de los sistemas de potencia. También, estos convertidores han sido analizados para su aplicación en los sistemas de media tensión como compensadores estáticos de distribución,

en este sentido los sistemas ofrecen una alternativa con mayor número de niveles de tensión con la capacidad de conectarse directamente con la red sin la necesidad de un transformador de acoplamiento que normalmente se requiere en dichas aplicaciones, de esta manera el sistema se vuelve una opción más rentable.

Los MMC presentan las siguientes ventajas frente a los convertidores clásicos de tipo multinivel:

- La topología modular permite que sea fácilmente escalable.
- El almacenamiento de energía se realiza en los condensadores de cada submódulo (SMs).
- Con un número elevado de niveles, es posible prescindir de filtros y transformadores.
- Es posible aumentar la frecuencia de conmutación debido a que no están sometidos a diferencias de tensión muy altas.

Estos convertidores están estructurados en dos convertidores de medio puente en cascada conectados en estrella, los cuales están conectados en paralelo con la red. Mientras un convertidor tiene un bus de interconexión negativo, el otro tiene un bus de interconexión positivo y ambos son nodos flotantes. Cada fase se encuentra en el circuito representada como piernas del inversor donde son conectados en un número determinado de submódulos (SMs) de medio puente en serie. En el caso de que exista un conductor neutro es también conectado a la estrella tanto en el bus negativo como positivo. Así, el punto medio de cada pierna puede ser conectado directamente a la red de media tensión.

Las piernas del convertidor en cada bus tienen el mismo número de SMs y son conectados a la red por un filtro inductivo para controlar las corrientes circulantes y limitar las corrientes de falla. Además, los SMs tienen las mismas características, dos dispositivos semiconductores IGBTs y un condensador que es el enlace CD que proporciona la tensión requerida por cada SM. Los semiconductores funcionan como interruptores que permiten activar o desactivar cada SM, y definir la tensión de salida de cada pierna a partir de los SMs activos; cada SM puede entregar una tensión de 0 volts ó de V_{cm} siendo V_{cm} la tensión del condensador del SM. El nivel n del convertidor está definido

por $n - 1$ SMs en cascada disponibles en cada pierna, así la pierna en cada bus puede entregar una tensión entre 0 y V_{CDm} donde $V_{CDm} = (n - 1)V_{cm}$.

A diferencia de otros convertidores, se puede destacar que no se requiere una fuente aislada por cada SM, en este caso, cada celda tiene un condensador como enlace CD, y las celdas son conmutadas por los dispositivos interruptores que las componen.

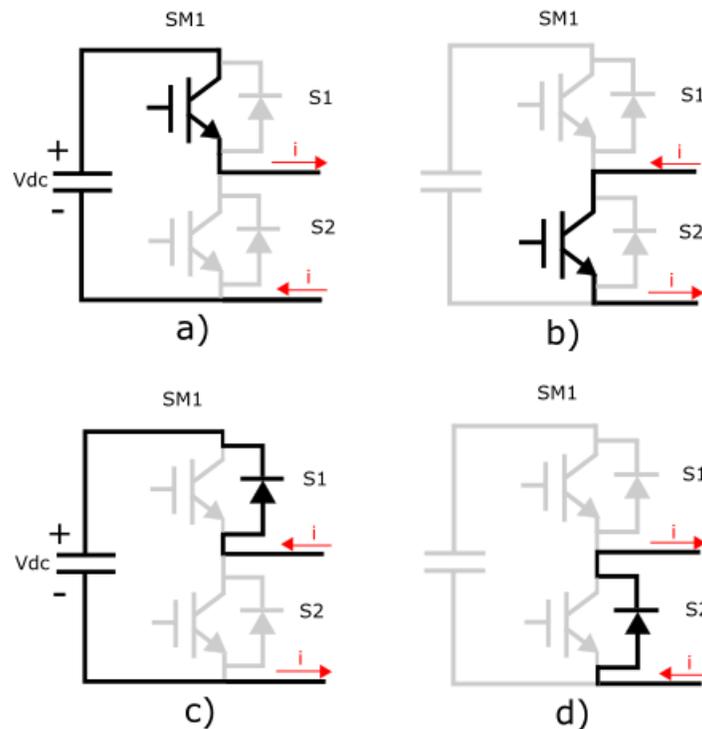


Figura 3.7: Principio de funcionamiento de un Submódulo (SM).

Para establecer los estados de conmutación del convertidor se utiliza una señal de control aplicada a la compuerta de los IGBT, lo cual permite la circulación de corriente a través de estos; en el caso en el que los IGBT no tienen señal en la compuerta, los diodos se polarizan directamente para conducir la corriente en sentido opuesto. Este funcionamiento se ilustra en la Fig. 3.7 donde se muestra en a) la circulación de corriente por el primer transistor generando una celda activa, b) la circulación de corriente por el segundo transistor generando una celda inactiva, c) la circulación de corriente por el primer diodo generando una celda activa, d) la circulación de corriente por el segundo diodo generando una celda inactiva.

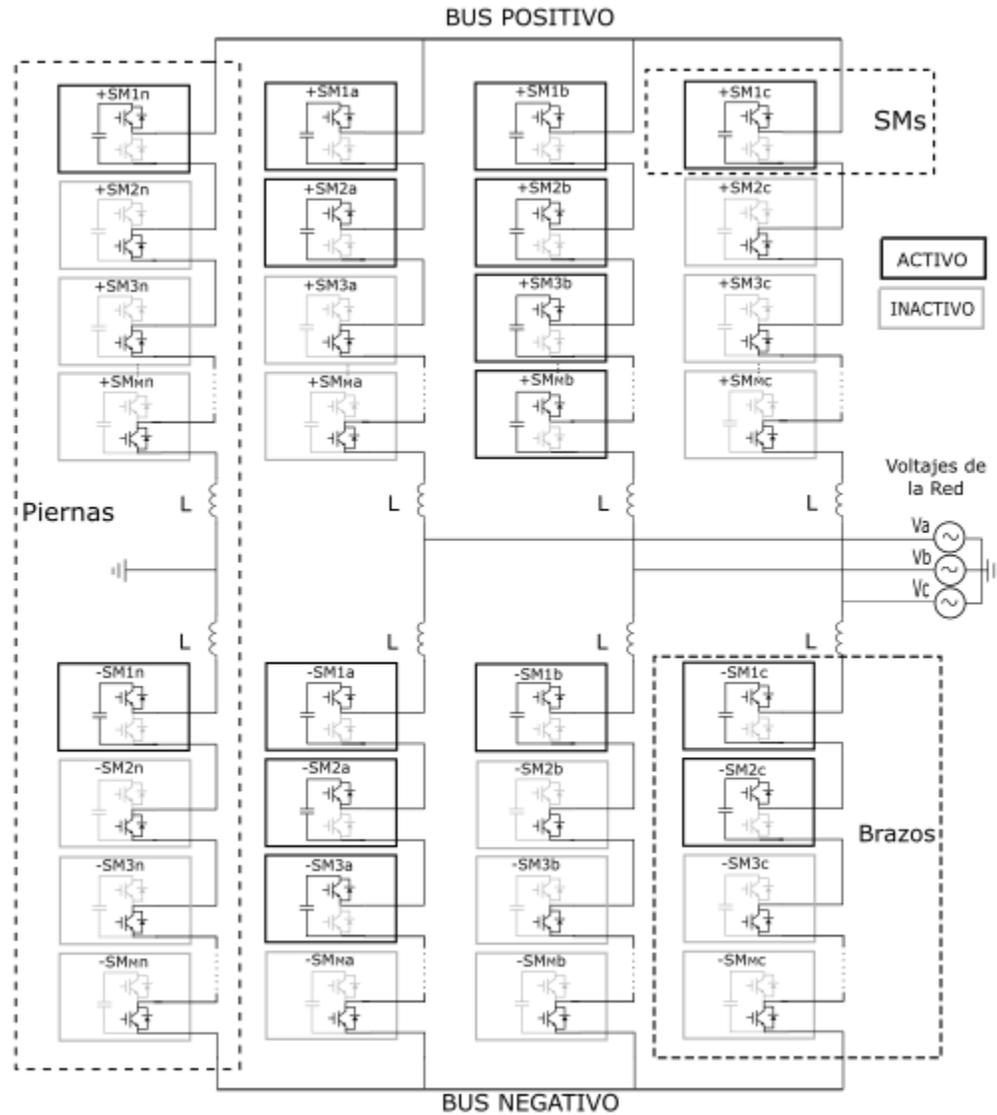


Figura 3.8: Estructura del circuito MMC y su conexión a la red.

En la Fig. 3.8 se muestra un MMC trifásico de tipo 4L, en el cual los SMs activos se observan remarcados como ejemplo de una supuesta acción de control. En este caso, cada rama del inversor genera una corriente distinta según el nivel de tensión de la rama, es decir de la suma de tensiones de los SMs positivos con los SMs negativos.

Las tensiones en los SMs del MMC están limitados por las características nominales de los dispositivos semiconductores de potencia. En la Tabla 3.3 se muestran algunos ejemplo de tensiones nominales para distintos dispositivos, junto con su velocidad de

conmutación, todo esto a manera de ejemplo.

Dispositivo	Tensión Nominal	Velocidad de Conmutación
MOSFET	1000 V	50 ns
IGBT	3300 V	0.5 μ s
GTO	8000 V	5 μ s
FCT	5000 V	0.1 μ s

Tabla 3.3: Características nominales y de conmutación de dispositivos semiconductores de potencia.

3.6. Secuencia de Activación modular

Los estados seleccionados por el control deberán de activar o desactivar los SMs en cada brazo del convertidor, esto se logra mediante un algoritmo de secuencia de activación, que determina que SMs estarán activos o inactivos en cada periodo de muestreo. La Fig. 3.9 muestra una determinada secuencia para una pierna del convertidor y su respectivo estado de tensión.

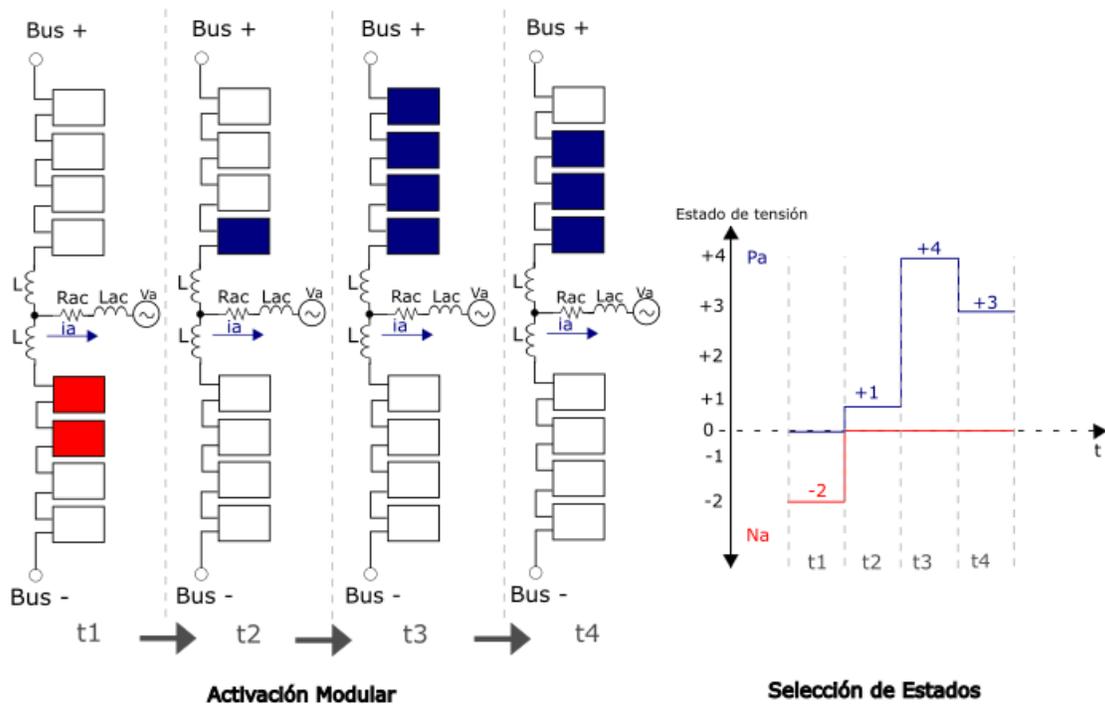


Figura 3.9: Secuencia de Activación Modular.

Tanto el bus+ como el bus- del convertidor correspondientes a la fase a, activa el número de celdas que, según la tensión en cada SM, suma el nivel de tensión requerido. Esta lógica es igual para cada uno de los brazos del convertidor.

3.7. Nivel de la tensión en los condensadores

Cada SM está formado por dos IGBTs alimentados por un condensador. El valor del condensador tiene el mismo valor en todos los SMs y el valor de su tensión se mantiene constante por medio de un algoritmo de control de balance de las tensiones de los condensadores [17]. Este control, aunque es uno de los retos importantes de este convertidor, queda fuera del alcance de este trabajo.

3.8. Métodos de control de convertidores multinivel

Los convertidores multinivel descritos pueden generar las corrientes de compensación que requiere el sistema, sin embargo, se requiere de un lazo de control que asegure el seguimiento de las corrientes de referencia demandadas. El lazo de control genera la secuencias de conmutación de los dispositivos del convertidor de tal forma que las corrientes de compensación requeridas sean generadas con el mínimo error posible.

Existen diferentes alternativas de control para un convertidor multinivel. Algunos métodos lineales que operan con frecuencia de operación fija (PI, PID, Retroalimentación de estados, entre otros) y otros basados en técnicas no lineales con frecuencia de operación variable (ON-OFF, Modos deslizantes, control por histéresis). En algunas aplicaciones la frecuencia de conmutación variable se puede considerar como una desventaja por los problemas que ocasiona para el dimensionamiento de filtros, la radiación electromagnética de amplio espectro que pueden generar entre otros inconvenientes.

En aplicaciones como compensadores estáticos de distribución, se ha estado desarrollando mejoras en los algoritmos de control, y se han probado estrategias para incorporar controles como el Control Predictivo basado en Modelo (MPC), obteniendo ventajas ya que dicha metodología se adapta muy bien a la naturaleza híbrida de los convertidores estáticos. Es por esto que en el siguiente capítulo se abordará el desarrollo de este tipo

de control para ser aplicado a un DSTATCOM.

3.9. Corrientes de Seguimiento y corrientes de error

Debido al objetivo del control de un convertidor, que es emular la corriente de referencia para un compensador, se analiza la corriente de salida del convertidor que es la corriente de seguimiento o corriente de compensación (i_C) la cual es calculada (predicha) por el control MPC en el capítulo 4. Además se establece un índice de calidad para cuantificar su desempeño, este es el Error de Seguimiento, un indicador definido por la diferencia entre la corriente de seguimiento con respecto a la corriente de referencia calculada. Esto es expresado como

$$i_{Error} = i_C - i^* \quad (3.1)$$

La ecuación (3.1) y el análisis de corriente de seguimiento es utilizada en los capítulos 4, 5 y 6 para la medición del desempeño del MPC aplicado al compensador multinivel modular propuesto.

3.10. Conclusiones

El circuito eléctrico de un convertidor estático acoplado a una red eléctrica aplicado como compensador de distribución es conocido como DSTATCOM. Este dispositivo está formado por dispositivos de potencia estructurados de distintas maneras y accionado por un control con una secuencia de conmutación la cual puede generar una combinación de conmutaciones por IGBTs para obtener la salida de tensión requerida por el sistema.

La estructura de un convertidor, así como su aplicación pueden ser clasificadas en varios tipos. Un resumen de las topologías en convertidores que se abordan en el capítulo se muestran en la Fig. 3.10

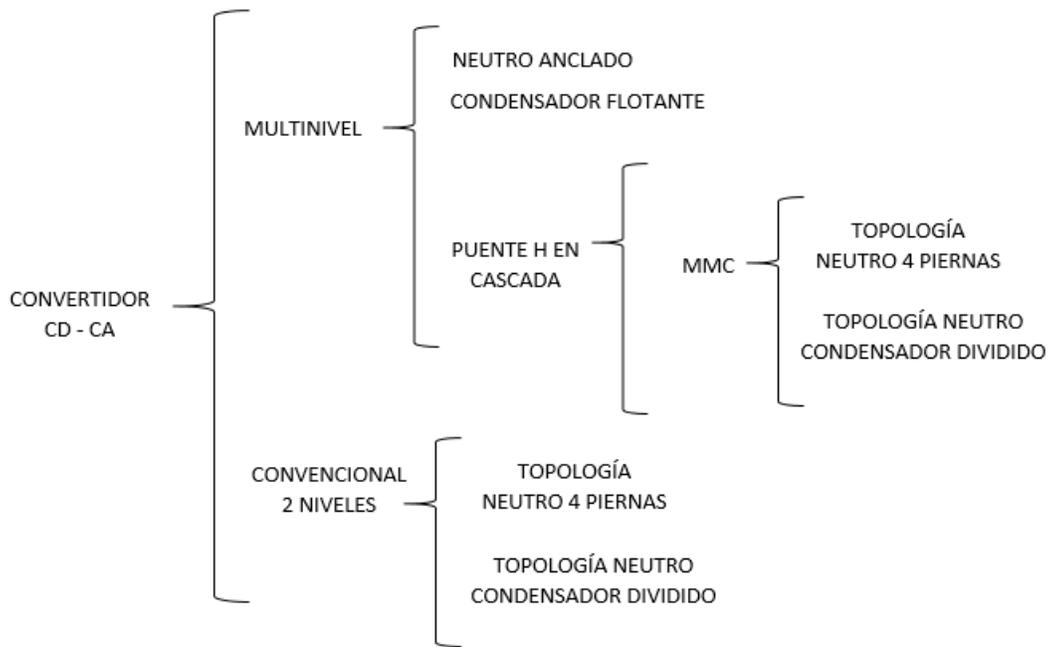


Figura 3.10: Resumen de topología en convertidores.

El convertidor Multinivel es la clave para alcanzar mayores tensiones en aplicaciones de media tensión y mejor desempeño en compensación. En particular el MMC está siendo aplicado en media y alta tensión y en este apartado se analiza el desarrollo para su implementación.

Capítulo 4

Control Predictivo basado en Modelo

4.1. Definición del control MPC

El Control Predictivo basado en Modelo con Conjunto Finito de Entradas (FCS-MPC) aprovecha el número limitado de estados de conmutación del convertidor para resolver un problema de optimización usando un modelo discreto del sistema para predecir su comportamiento para cada secuencia de conmutación (entrada) admisible hasta un cierto horizonte de predicción. La acción de conmutación que minimiza una función de costo predefinida finalmente se selecciona para aplicarse en el siguiente instante de muestreo. Algunas ventajas, como su rápida respuesta dinámica, simple aplicación en sistemas multivariables, la inclusión de no linealidades y la aplicación directa de restricciones en la ley de control, permiten que sea un control adecuado para aplicaciones de compensación estática con convertidores.

La determinación de una acción de control apropiada $E(t)$ en un convertidor consiste en llevar la variable del sistema $x(t)$ lo más cercano posible a un valor de referencia deseado $x^*(t)$. Siendo las corrientes las variables a controlar, $i(t)$ es la corriente predicha por el control e $i^*(t)$ la corriente de referencia a seguir. Se supone que las mediciones, cálculos y la acción de control son realizadas dentro de cada periodo de muestro T_s y el valor actual muestreado de la variable es $i(t_k)$, de un sistema con número finito de acciones de control n , como se muestra en la Fig. 4.1. El número finito de acciones E_i , donde $i = 1, \dots, n$, depende del número posible de estados de conmutación del convertidor. El control evaluará, para cada periodo de muestreo siendo $i_{pi}(t_{k+1}) =$

$f_p \{x(t_k), E_i\}$. Esta función de predicción es obtenida del modelo discreto del sistema y de sus parámetros. Para determinar cual de las acciones de control será seleccionada, se define una función de costo.

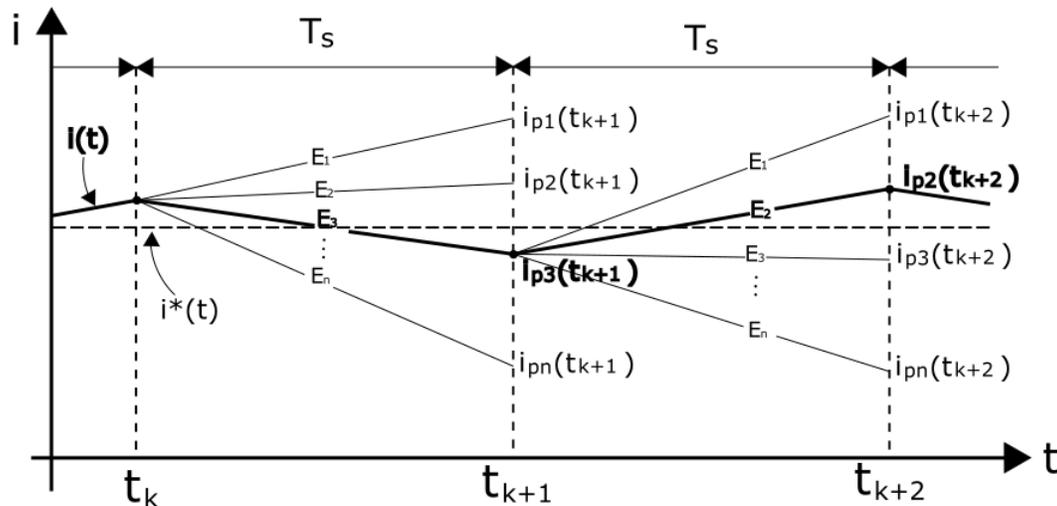


Figura 4.1: Funcionamiento de selección de estados del control MPC.

La Fig. 4.1 ilustra el proceso de selección de estados dentro de dos periodos de muestreo T_s , es decir, hasta un horizonte de predicción $k + 2$. En cada periodo se muestra que existen distintos estados que pueden ser seleccionados (E_1, E_2, \dots, E_n), sin embargo, al evaluarlos se elige el estado que corresponda a la corriente $i(t)$ más cercana a la referencia $i^*(t)$ (idealmente) y así es seleccionado en cada periodo el mejor estado de conmutación.

4.2. Modelos de predicción

El sistema puede ser representado por su modelo de circuito formado por el convertidor, su conexión con la red y el equivalente simplificado de la red eléctrica.

4.2.1. Modelo Convertidor-Red 3F-3H

El convertidor de puente H 3F-3H del capítulo 3 Fig. 3.1, se representa por una fuente CD controlada, impedancia de acoplamiento (Resistencia-Inductancia) y una fuente de tensión de CA representando a la red eléctrica; este equivalente es mostrado

en la Fig. 4.2. La fuente CD controlada va a tomar los valores de los posibles estados del convertidor, y la fuente de tensión de la red debe ser medida en cada instante de muestreo.

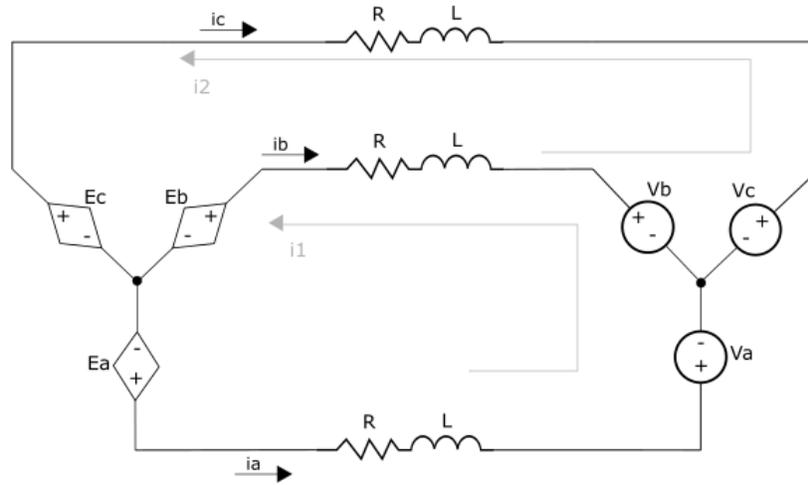


Figura 4.2: Circuito equivalente simplificado del convertidor 3F-3H conectado a la red eléctrica.

Así, el algoritmo de control utiliza las mediciones y los posibles estados del convertidor para evaluar las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del sistema ante cada una de las posibles entradas.

Las ecuaciones del circuito equivalente mostrado en la Fig. 4.2 son obtenidas por la ley de tensiones de Kirchhoff (LTK), resultando en

$$-E_a + Ri_1 + L\frac{di_1}{dt} + V_a - V_b + L\frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + R(i_1 + i_2) + E_b = 0 \quad (4.1)$$

$$-E_c + Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + V_c - V_b + L\frac{d(i_2 + i_1)}{dt} + R(i_2 + i_1) + E_b = 0 \quad (4.2)$$

Reagrupando términos se obtiene

$$2L\frac{di_1}{dt} + L\frac{di_2}{dt} + 2Ri_1 + Ri_2 = E_a - E_b - V_a + V_b \quad (4.3)$$

$$L \frac{di_1}{dt} + 2L \frac{di_2}{dt} + Ri_1 + 2Ri_2 = E_c - E_b - V_c + V_b \quad (4.4)$$

Resolviendo las ecuaciones se obtiene

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L}i_1 + \frac{1}{3L}(2E_a - E_b - E_c - 2V_a + V_b + V_c) \quad (4.5)$$

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{R}{L}i_2 + \frac{1}{3L}(-E_a - E_b + 2E_c + V_a + V_b - 2V_c) \quad (4.6)$$

Siendo las corrientes de línea una combinación de las corrientes en las mallas, se obtiene

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{3L}(2E_a - E_b - E_c - 2V_a + V_b + V_c) \quad (4.7)$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{3L}(-E_a + 2E_b - E_c + V_a - 2V_b + V_c) \quad (4.8)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{3L}(-E_a - E_b + 2E_c + V_a + V_b - 2V_c) \quad (4.9)$$

Las ecuaciones que describen el circuito son representadas como un modelo discreto del sistema por medio de la aproximación de Euler.

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i^{k+1} - i^k}{T_s} \quad (4.10)$$

Entonces las ecuaciones, resueltas para la corrientes a predecir i^{k+1} , quedan:

$$i_{am}^{k+1} = i_a^k \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) + \frac{T_s}{3L}(2E_{am}^k - E_{bm}^k - E_{cm}^k - 2V_a^k + V_b^k + V_c^k) \quad (4.11)$$

$$i_{bm}^{k+1} = i_b^k \left(1 - \frac{RT_s}{L} \right) + \frac{Ts}{3L} (-E_{am}^k + 2E_{bm}^k - E_{cm}^k + V_a^k - 2V_b^k + V_c^k) \quad (4.12)$$

$$i_{cm}^{k+1} = i_c^k \left(1 - \frac{RT_s}{L} \right) + \frac{Ts}{3L} (-E_{am}^k - E_{bm}^k + 2E_{cm}^k + V_a^k + V_b^k - 2V_c^k) \quad (4.13)$$

donde R y L son la resistencia e inductancia de acoplamiento respectivamente, T_s el periodo de muestreo, V^k son las tensiones que modelan la red y E^k los estados de conmutación actuales. Las ecuaciones (4.11), (4.12) y (4.13) son calculadas por el algoritmo de control para cada m estado de conmutación posible del convertidor.

Para lograr un seguimiento de la corriente de referencia se establece una función de costo que sea el valor absoluto del error.

$$g_{am} = |i_a^{k*} - i_{am}^{k+1}| \quad (4.14)$$

$$g_{bm} = |i_b^{k*} - i_{bm}^{k+1}| \quad (4.15)$$

$$g_{cm} = |i_c^{k*} - i_{cm}^{k+1}| \quad (4.16)$$

Así el estado de conmutación E_m^k que minimice la función de costo g_m será seleccionado para aplicarse en el siguiente periodo de muestro. El Control permitirá a los semiconductores conmutar de tal manera que el convertidor entregue la corriente predicha con el estado de tensión elegido hasta el siguiente periodo donde se repetirá el proceso.

La definición de la función de costo permite no solo seleccionar los objetivos de control de la aplicación, sino también incluir cualquier restricción requerida. Principalmente evalúa las diferencias entre la corriente de referencia y las corrientes calculadas de predicción. Al minimizar esta función se obtiene el mejor seguimiento posible a la referencia, también se le puede añadir a la función que tome en cuenta otros factores como la frecuencia de conmutación y otros, sin embargo, esto afectaría el seguimiento de corriente. Es por eso que dependiendo de los requerimientos en la aplicación se rea-

liza un compromiso entre un buen seguimiento y otros factores que son ponderados en prioridad por factores de peso en la misma función de costo.

4.2.2. Modelo Convertidor-Red 3F-4H

La cuarta rama del convertidor 3F-4H puede ser también controlada de la misma manera que los corrientes de fase. Tomando en cuenta el circuito equivalente de la Fig. 4.3, las ecuaciones que describen el circuito por la LTK son

$$-E_a + Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + V_a + L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} + R(i_1 + i_2 + i_3) + E_n = 0 \quad (4.17)$$

$$-E_b + Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + V_b + L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} + R(i_1 + i_2 + i_3) + E_n = 0 \quad (4.18)$$

$$-E_c + Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + V_c + L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} + R(i_1 + i_2 + i_3) + E_n = 0 \quad (4.19)$$

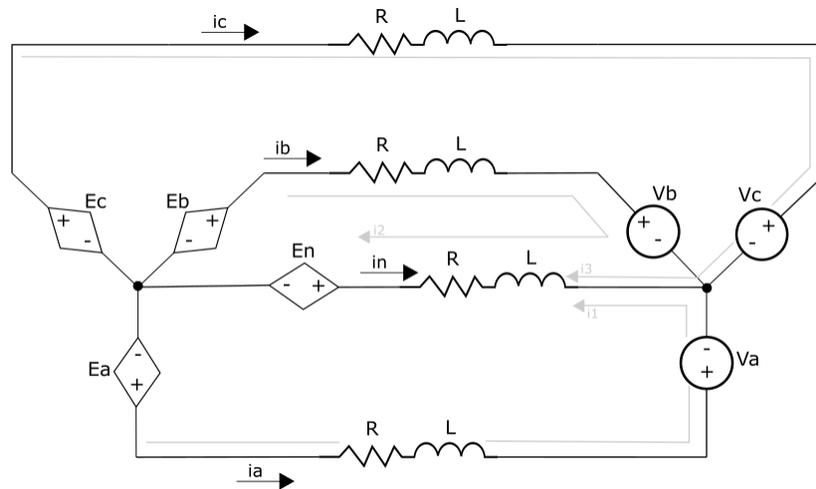


Figura 4.3: Circuito equivalente simplificado de un sistema 3F-4H.

Reagrupando términos, se obtiene

$$2L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_3}{dt} = -2Ri_1 - Ri_2 - Ri_3 + E_a - E_n - V_a \quad (4.20)$$

$$L \frac{di_1}{dt} + 2L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_3}{dt} = -Ri_1 - 2Ri_2 - Ri_3 + E_b - E_n - V_b \quad (4.21)$$

$$L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + 2L \frac{di_3}{dt} = -Ri_1 - Ri_2 - 2Ri_3 + E_c - E_n - V_c \quad (4.22)$$

Resolviendo para las corrientes de malla, se tiene

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{4L} [-4Ri_1 + 3E_a - E_b - E_c - E_n - 3V_a + V_b + V_c] \quad (4.23)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{4L} [-4Ri_2 - E_a + 3E_b - E_c - E_n + V_a - 3V_b + V_c] \quad (4.24)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{4L} [-4Ri_3 - E_a - E_b + 3E_c - E_n + V_a + V_b - 3V_c] \quad (4.25)$$

Considerando las siguientes igualdades, tomadas del circuito

$$i_a = i_1 \quad (4.26)$$

$$i_b = i_2 \quad (4.27)$$

$$i_c = i_3 \quad (4.28)$$

$$i_n = i_1 + i_2 + i_3 \quad (4.29)$$

las ecuaciones expresadas para las corrientes de línea son

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{4L} [-4Ri_a + 3E_a - E_b - E_c - E_n - 3V_a + V_b + V_c] \quad (4.30)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{4L} [-4Ri_b - E_a + 3E_b - E_c - E_n + V_a - 3V_b + V_c] \quad (4.31)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{4L} [-4Ri_c - E_a - E_b + 3E_c - E_n + V_a + V_b - 3V_c] \quad (4.32)$$

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{1}{4L} [-4R(i_a + i_b + i_c) + E_a + E_b + E_c - 3E_n - V_a - V_b - V_c] \quad (4.33)$$

El modelo discreto del sistema se obtiene por medio de la aproximación de Euler

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i^{k+1} - i^k}{T_s} \quad (4.34)$$

Las corrientes predichas para el siguiente instante de muestreo son las siguientes

$$\begin{aligned} i_a^{k+1} &= i_a^k \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) + \dots \\ &\dots + \frac{T_s}{4L} (-4Ri_a + 3E_a - E_b - E_c - E_n - 3V_a + V_b + V_c) \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} i_b^{k+1} &= i_b^k \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) + \dots \\ &\dots + \frac{T_s}{4L} (-4Ri_b - E_a + 3E_b - E_c - E_n + V_a - 3V_b + V_c) \end{aligned} \quad (4.36)$$

$$\begin{aligned} i_c^{k+1} &= i_c^k \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) + \dots \\ &\dots + \frac{T_s}{4L} (-4Ri_c - E_a - E_b + 3E_c - E_n + V_a + V_b - 3V_c) \end{aligned} \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} i_n^{k+1} &= i_n^k \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) + \dots \\ &\dots + \frac{T_s}{4L} [-4R(i_a + i_b + i_c) + E_a + E_b + E_c - 3E_n - V_a - V_b - V_c] \end{aligned} \quad (4.38)$$

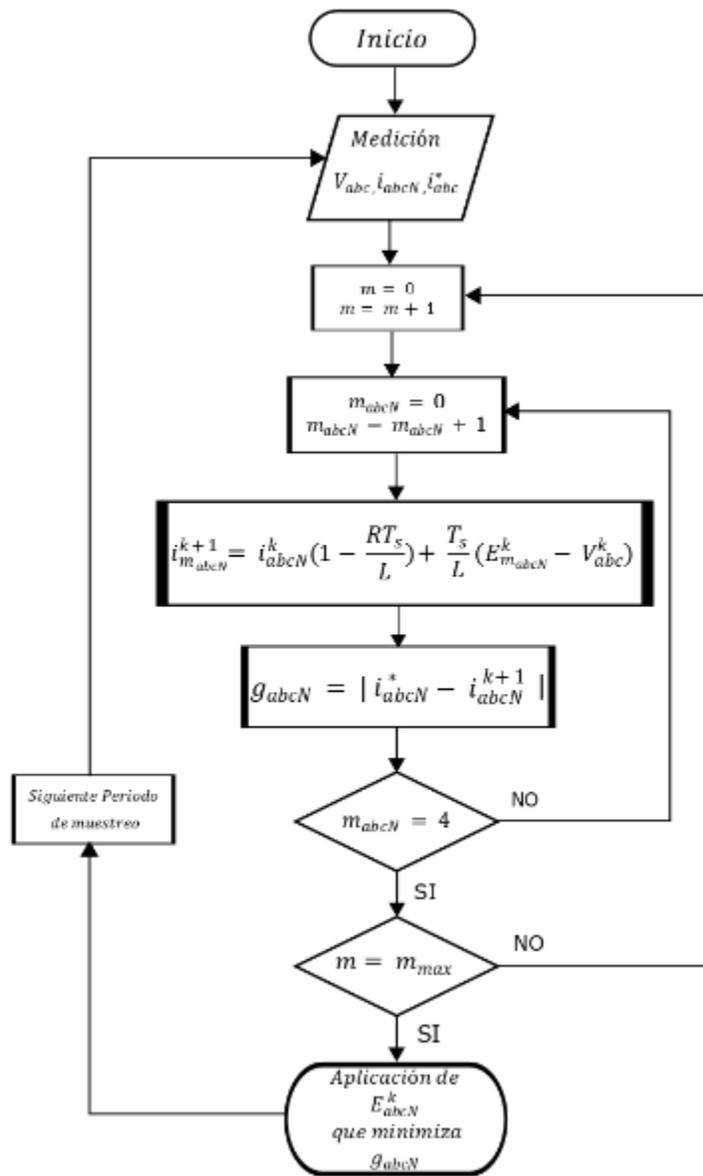


Figura 4.4: Diagrama de flujo del control MPC.

El diagrama de flujo mostrado en la Fig. 4.4 se puede explicar por sus 9 etapas o bloques en el diagrama.

1. El algoritmo inicia con mediciones en carga del sistema y las corrientes de referencia que son calculadas externamente.
2. Además se requiere saber cuáles y qué cantidad de vectores puede evaluar el convertidor, de esto se puede crear un contador para su implementación.

3. Con base en el modelo del sistema, se prueban los vectores posibles del convertidor en la ecuación de predicción.
4. Es evaluada una función de costo, básicamente el error con la referencia.
5. Se ejecuta el modelo con el mismo estado de tensión hasta evaluar los 4 conductores del sistema.
6. Se realiza el paso anterior para cada estado de tensión hasta evaluar el máximo de estados posibles de tensión.
7. Se selecciona la corriente predicha que minimiza la función de costo.
8. Lo anterior se realiza para cada periodo de muestreo.

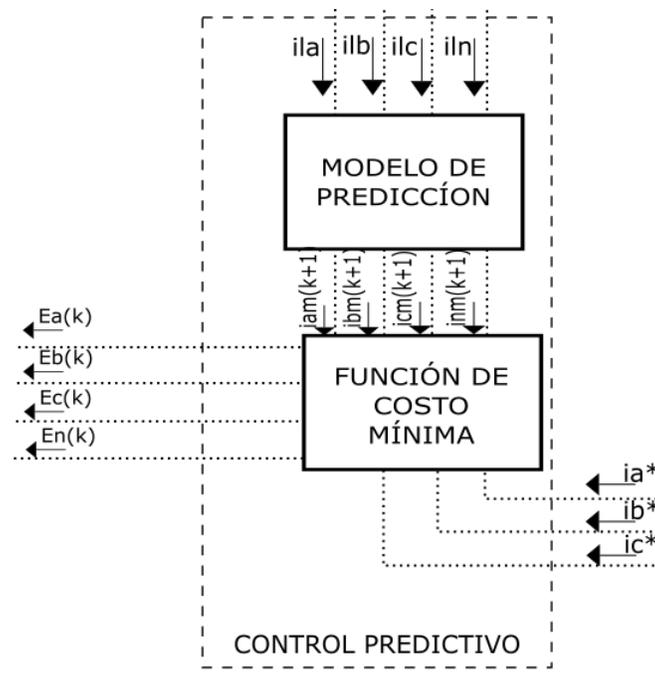


Figura 4.5: Esquema de Control.

La Fig. 4.5 muestra el esquema de control predictivo, el cual puede explicarse con los siguientes puntos:

- **MODELO DE PREDICCIÓN.** representa todo el algoritmo de control formado por la evaluación de cada estado en un modelo matemático que representa el

sistema completo (Inversor-Red), así las corrientes predichas evaluadas $i(k + 1)$ para cada conductor son almacenadas.

- **FUNCIÓN DE COSTO MÍNIMA.** Se calcula el error de las corrientes predichas con respecto a las corrientes de referencia ia^* , ib^* e ic^* . De esta manera es calculado para cada vector de tensiones posibles $iam(k + 1)$, $ibm(k + 1)$ e $icm(k + 1)$. Así es como se seleccionan los niveles de tensión aplicados $E(k)$ en cada instante de muestreo.

La Figura 4.6 muestra el resultado de seguimiento que el control FCS-MPC genera a partir de simulación, utilizando el modelo presentado con los parámetros de la Tabla 4.1

Descripción	Parámetro	Valor
Topología		3F-3H
Frecuencia	f	60 Hz.
Tipo de Convertidor		Inversor 2 Niveles
Tensión Bus CD.	Vdc	600 V
Tensión RMS de la red	Vrms	120 V
Corriente RMS de referencia	i*rms	30 A
Inductancia de acoplamiento	Lac	0.01 H
Resistencia de acoplamiento	Rac	1 Ω
Muestreo		166.66 M/ciclo
Periodo de Muestreo	Ts	100 us

Tabla 4.1: Parámetros de simulación MPC de convertidor 2 Niveles.

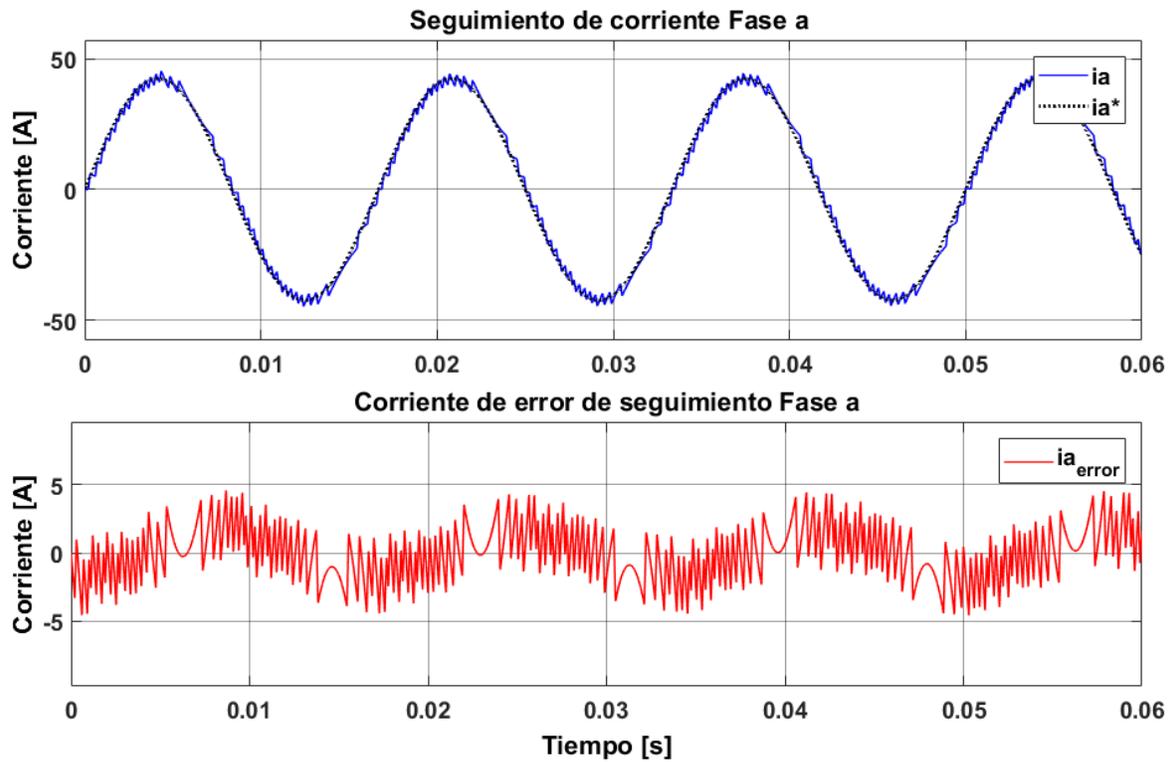


Figura 4.6: Seguimiento de la corriente Fase a por el control FCS-MPC.

Si se aumenta el número de muestras del control a 1000 muestras por ciclo, el control podrá realizar un mejor seguimiento a las corrientes de referencia. Esto se puede ver en la Fig. 4.7, sin embargo este parámetro depende de la demanda computacional que pueda realizar en tiempo real para aplicarlo en la práctica.

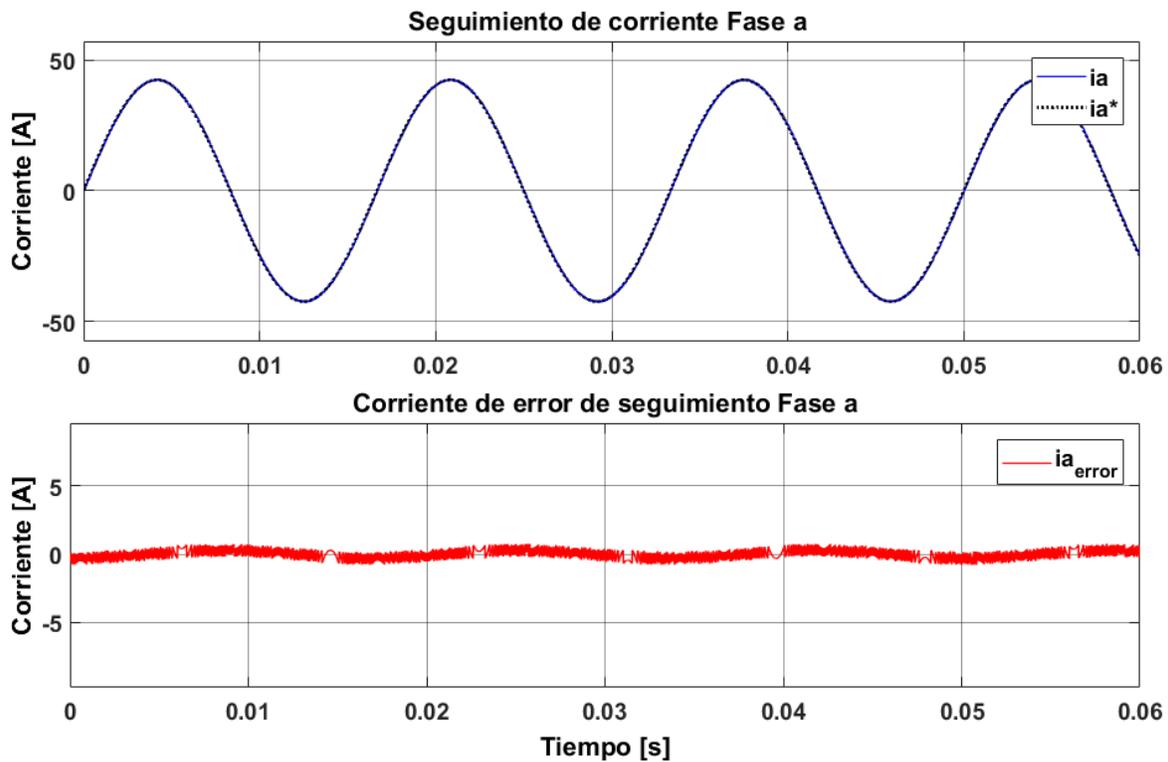


Figura 4.7: Seguimiento de la corriente Fase a por el control FCS-MPC con mayor muestreo.

Los modelos presentados anteriormente pueden ser utilizados por el control para aplicarse en sistemas de dos niveles y multinivel, sin embargo, para una aplicación en un sistema multinivel modular se puede modelar el sistema separando los brazos del bus positivo de los negativos del convertidor permitiendo así que el MPC pueda tener un control sobre la secuencia de activación de estos. En este sentido a continuación se proponen los modelos modulares para MPC.

4.2.3. Sistema Multinivel Modular 3F-3H

El Control predictivo basado en un modelo modular multinivel es presentado para un sistema trifásico.

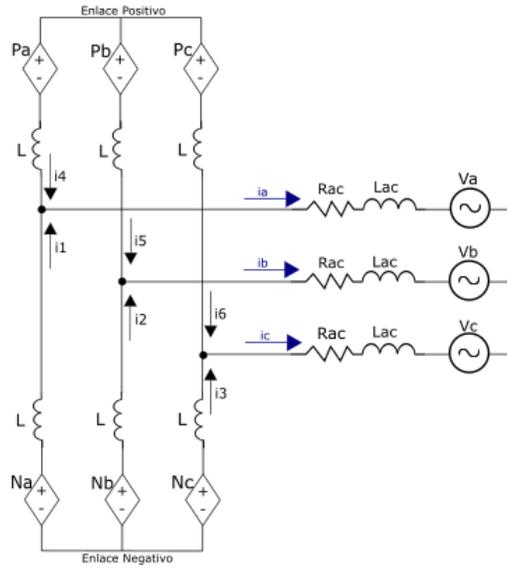


Figura 4.8: Modelo simplificado de un sistema 3F-3H modular.

En la Fig. 4.8 se muestra un circuito equivalente de un sistema trifásico (3F-3H) conectado a un MMC a través de un reactor de enlace. La estructura de este sistema descrito en el capítulo 3, puede modelarse de esta manera, donde los SMs en serie del convertidor son modelados por fuentes controladas de tensión que puede tomar los valores de cualquier secuencia de activación modular. El modelo presentado para el MMC está formado por dos fuentes controladas de tensión por cada pierna, una para el bus positivo y otra para el negativo. Las corrientes de salida del inversor son la suma de las corrientes de sus dos brazos (bus positivo y negativo). Las ecuaciones de LTK en el circuito se expresan como sigue

$$-N_{a,b,c} + L \frac{d(i_{1,2,3})}{dt} + R_{ac} (i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) + L_{ac} \frac{d(i_{1,2,3} + i_{4,5,6})}{dt} + V_{a,b,c} = 0 \quad (4.39)$$

$$P_{a,b,c} + L \frac{d(i_{4,5,6})}{dt} + R_{ac} (i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) + L_{ac} \frac{d(i_{1,2,3} + i_{4,5,6})}{dt} + V_{a,b,c} = 0 \quad (4.40)$$

Reagrupando términos, se obtienen las siguientes ecuaciones

$$(L + L_{ac}) \frac{d(i_{1,2,3})}{dt} + L_{ac} \frac{d(i_{4,5,6})}{dt} = -R_{ac} (i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) + N_{a,b,c} - V_{a,b,c} \quad (4.41)$$

$$L_{ac} \frac{d(i_{1,2,3})}{dt} + (L + L_{ac}) \frac{d(i_{4,5,6})}{dt} = -R_{ac} (i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) - P_{a,b,c} - V_{a,b,c} \quad (4.42)$$

donde $N_{a,b,c}$ y $P_{a,b,c}$ son las tensiones, de las tres fases (tres ecuaciones) del circuito (abc) resumidas en una ecuación, para el brazo negativo y positivo respectivamente. De igual manera, para las demás variables, se resume en una ecuación para las corrientes $i_{1,2,3}$ y $i_{4,5,6}$ del modelo de la Fig. 4.8. Resolviendo las ecuaciones para las corrientes en cada rama del convertidor, se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{d(i_{1,2,3})}{dt} &= \frac{1}{L+2L_{ac}} \dots \\ \dots \left[-R_{ac} (i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) + \left(\frac{L_{ac}}{L} + 1 \right) N_{a,b,c} + \left(\frac{L_{ac}}{L} \right) P_{a,b,c} - V_{a,b,c} \right] & \quad (4.43) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d(i_{4,5,6})}{dt} &= \frac{1}{L+2L_{ac}} \dots \\ \dots \left[-R_{ac} (i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) - \left(\frac{L_{ac}}{L} \right) N_{a,b,c} - \left(\frac{L_{ac}}{L} + 1 \right) P_{a,b,c} - V_{a,b,c} \right] & \quad (4.44) \end{aligned}$$

Tomando en cuenta las siguientes igualdades de corrientes, tomadas del circuito

$$i_a = i_1 + i_4 \quad (4.45)$$

$$i_b = i_2 + i_5 \quad (4.46)$$

$$i_c = i_3 + i_6 \quad (4.47)$$

Se obtienen las siguientes ecuaciones resultas para las corrientes de línea

$$\frac{d(i_{a,b,c})}{dt} = \frac{1}{L + 2L_{ac}} [-2R_{ac}(i_{1,2,3} + i_{4,5,6}) + N_{a,b,c} - P_{a,b,c} - 2V_{a,b,c}] \quad (4.48)$$

Las ecuaciones se discretizan por medio de la aproximación de Euler hacia adelante

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i^{k+1} - i^k}{T_s} \quad (4.49)$$

Las corrientes predichas un instante de muestreo en adelante son

$$i_{a,b,c}^{k+1} = i_{a,b,c}^k \left(1 - \frac{2R_{ac}T_s}{L + 2L_{ac}} \right) + \frac{T_s}{L + 2L_{ac}} (N_{a,b,c} - P_{a,b,c} - 2V_{a,b,c}) \quad (4.50)$$

4.2.4. Sistema Multinivel Modular Tipo 4 Piernas (3F-4H)

La cuarta pierna del convertidor es también modelada por fuentes controladas de tensión.

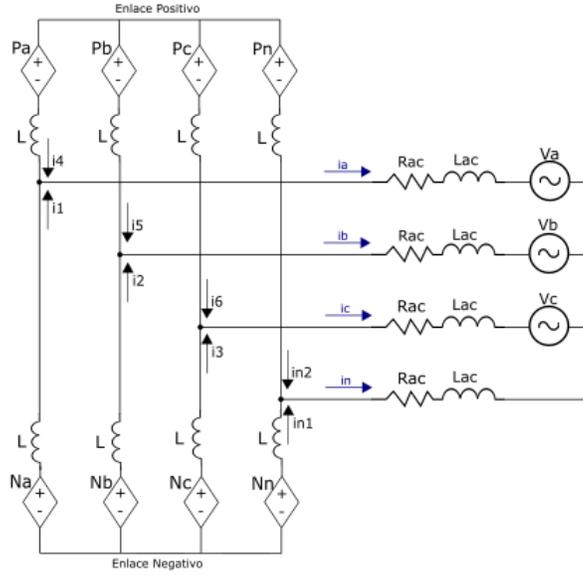


Figura 4.9: Circuito equivalente 3F-4H con MMC tipo 4 piernas.

En la Fig. 4.9 se muestra el circuito equivalente de un sistema 3F-4H conectado a un MMC tipo 4-piernas por medio de un reactor de enlace.

Las ecuaciones de LTK en el circuito se expresan como sigue

$$\begin{aligned}
 & -N_{a,b,c} + L \frac{d(i_{1,2,3})}{dt} + R_{ac} (i_{a,b,c}) + L_{ac} \frac{d(i_{a,b,c})}{dt} + V_{a,b,c} + \dots \\
 & \dots + L_{ac} \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} + N_n = 0 \quad (4.51)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & P_{a,b,c} + L \frac{d(i_{4,5,6})}{dt} + R_{ac} (i_{a,b,c}) + L_{ac} \frac{d(i_{a,b,c})}{dt} + V_{a,b,c} + \dots \\
 & \dots + L_{ac} \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} - P_n = 0 \quad (4.52)
 \end{aligned}$$

Las tensiones de malla en el circuito equivalente forman las ecuaciones

$$\begin{aligned}
 & 2L_{ac} \frac{di_a}{dt} + L_{ac} \frac{di_b}{dt} + L_{ac} \frac{di_c}{dt} = N_a - L \frac{di_1}{dt} - R_{ac} i_a - \dots \\
 & \dots - V_a - R_{ac} (i_a + i_b + i_c) - L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} - N_n \quad (4.53)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
L_{ac} \frac{di_a}{dt} + 2L_{ac} \frac{di_b}{dt} + L_{ac} \frac{di_c}{dt} &= N_b - L \frac{di_2}{dt} - R_{ac} i_b - \dots \\
\dots - V_b - R_{ac} (i_a + i_b + i_c) - L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} &- N_n
\end{aligned} \tag{4.54}$$

$$\begin{aligned}
L_{ac} \frac{di_a}{dt} + L_{ac} \frac{di_b}{dt} + 2L_{ac} \frac{di_c}{dt} &= N_c - L \frac{di_3}{dt} - R_{ac} i_c - \dots \\
\dots - V_c - R_{ac} (i_a + i_b + i_c) - L \frac{d(i_1 + i_2 + i_3)}{dt} &- N_n
\end{aligned} \tag{4.55}$$

Las ecuaciones resueltas para las corrientes de línea son

$$\begin{aligned}
\frac{di_a}{dt} &= -\frac{2R_{ac}i_a}{2L_{ac}+L} + \dots \\
\dots + \frac{1}{8L_{ac} + 4L} [3N_a - N_b - N_c - N_n - 3P_a + P_b + P_c + P_n - 6V_a + 2V_b + 2V_c] &
\end{aligned} \tag{4.56}$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_b}{dt} &= -\frac{2R_{ac}i_b}{2L_{ac}+L} + \dots \\
\dots + \frac{1}{8L_{ac} + 4L} [-N_a + 3N_b - N_c - N_n + P_a - 3P_b + P_c + P_n + 2V_a - 6V_b + 2V_c] &
\end{aligned} \tag{4.57}$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_c}{dt} &= -\frac{2R_{ac}i_c}{2L_{ac}+L} + \dots \\
\dots + \frac{1}{8L_{ac} + 4L} [-N_a - N_b + 3N_c - N_n + P_a + P_b - 3P_c + P_n + 2V_a + 2V_b - 6V_c] &
\end{aligned} \tag{4.58}$$

Las corrientes predichas, usando la discretización de Euler, son

$$i_a^{k+1} = i_a^k \left(1 - \frac{2R_{ac}T_s}{2L_{ac}+L} \right) + \dots$$

$$\dots + \frac{T_s}{8L_{ac} + 4L} [3N_a - N_b - N_c - N_n - 3P_a + P_b + P_c + P_n - 6V_a + 2V_b + 2V_c] \quad (4.59)$$

$$i_b^{k+1} = i_b^k \left(1 - \frac{2R_{ac}T_s}{2L_{ac}+L} \right) + \dots$$

$$\dots + \frac{T_s}{8L_{ac} + 4L} [-N_a + 3N_b - N_c - N_n + P_a - 3P_b + P_c + P_n + 2V_a - 6V_b + 2V_c] \quad (4.60)$$

$$i_c^{k+1} = i_c^k \left(1 - \frac{2R_{ac}T_s}{2L_{ac}+L} \right) + \dots$$

$$\dots + \frac{T_s}{8L_{ac} + 4L} [-N_a - N_b + 3N_c - N_n + P_a + P_b - 3P_c + P_n + 2V_a + 2V_b - 6V_c] \quad (4.61)$$

Los modelos desarrollados anteriormente son probados para el control MPC en convertidores multinivel, su implementación en algoritmo de simulación es muy similar, así algunas de los resultados de control se muestran en las figuras siguientes para observar su operación con multiples niveles de tensión, sin embargo, la aplicación del control para un DSTATCOM será analizado en el capítulo 5. Los parámetros para las pruebas son mostradas en la Tabla 4.2.

Descripción	Parámetro	Valor
Topología		3F-4H
Frecuencia	f	60 Hz.
Tipo de Convertidor		Inversor 3-5-7-9 Niveles
Tensión Bus CD.	Vdc	1-4 kV
Inductancia de acoplamiento	Lac	0.01 H
Resistencia de acoplamiento	Rac	1 Ω
Muestreo		1000 M/ciclo
Periodo de Muestreo	Ts	16.66 us

Tabla 4.2: Parámetros de simulación. MPC de convertidores multinivel.

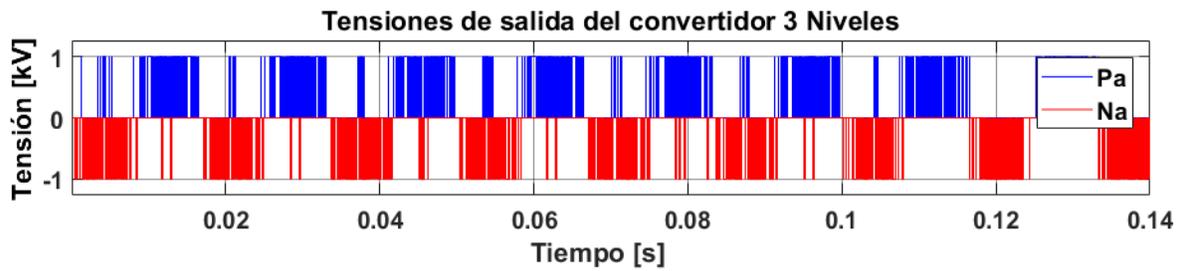


Figura 4.10: Niveles de tensión para un convertidor de 3 Niveles.

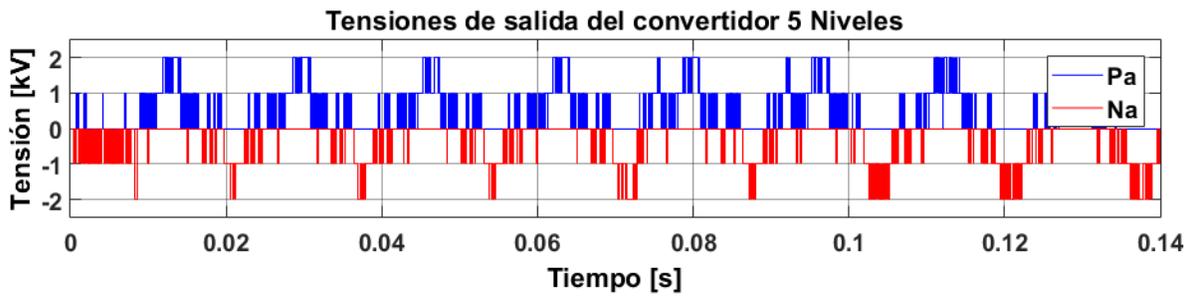


Figura 4.11: Niveles de tensión para un convertidor de 5 Niveles.

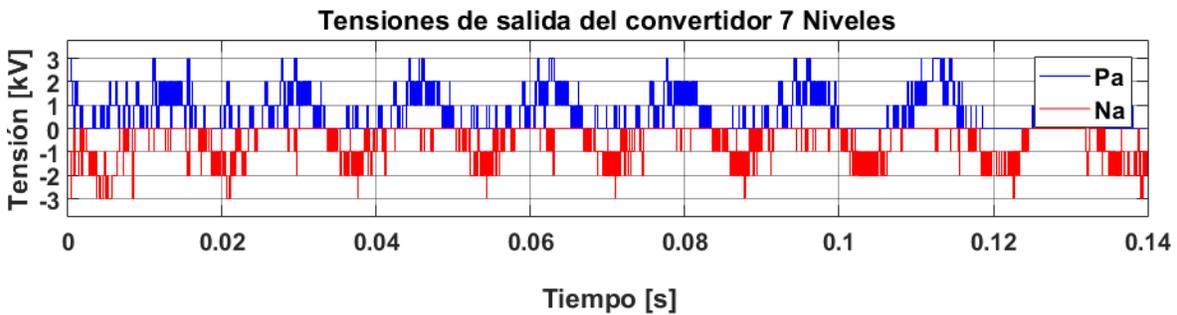


Figura 4.12: Niveles de tensión para un convertidor de 7 Niveles.

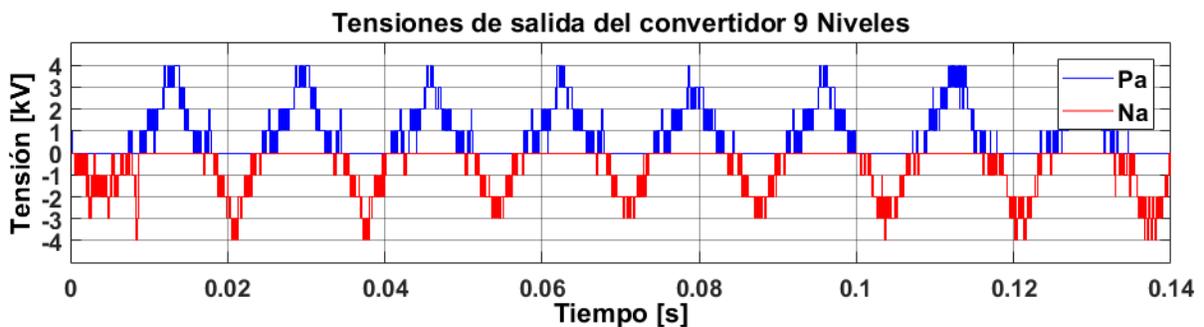


Figura 4.13: Niveles de tensión para un convertidor de 9 Niveles.

Se puede observar de la serie de Fig. 4.10, 4.11, 4.12 y 4.13 que el control conmuta según el número de niveles del convertidor.

El seguimiento por la corriente de salida del convertidor es presentada en las Fig. 4.14, Fig. 4.15, Fig. 4.16 y Fig. 4.17 para un convertidor de 3, 5, 7 y 9 niveles respectivamente.

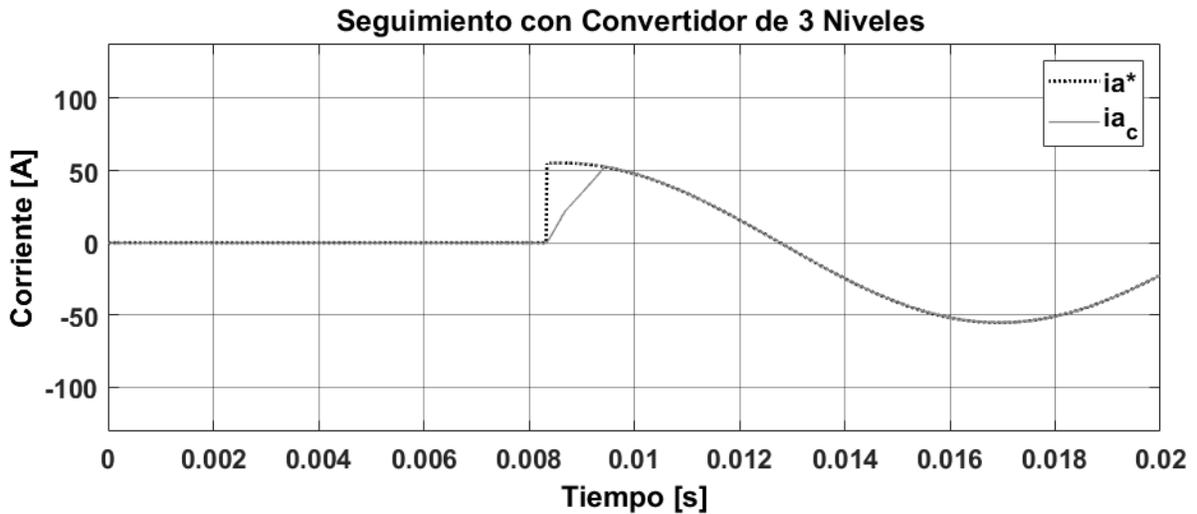


Figura 4.14: Seguimiento de corriente con un convertidor de 3 Niveles.

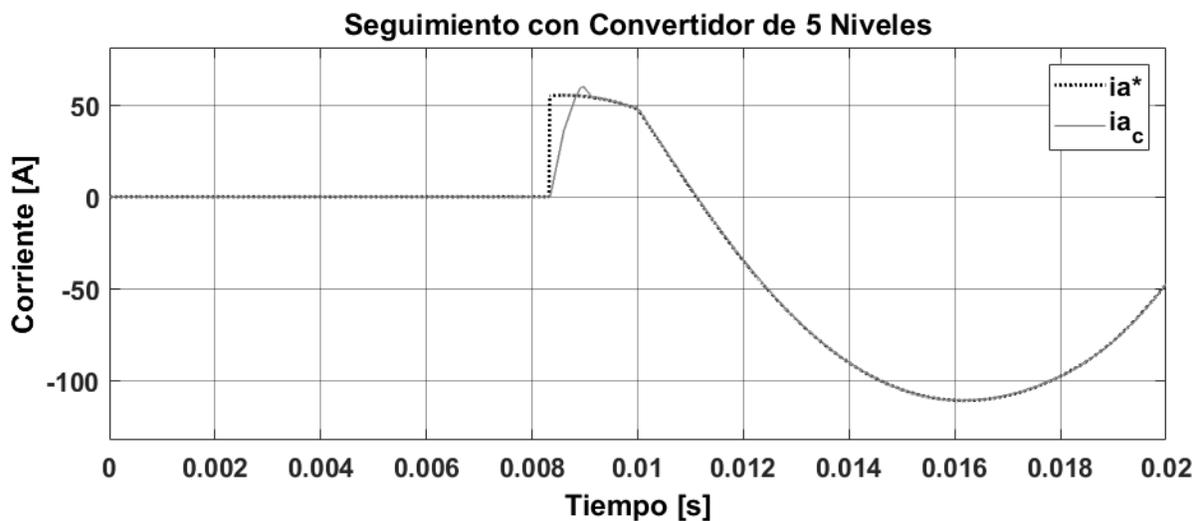


Figura 4.15: Seguimiento de corriente con un convertidor de 5 Niveles.

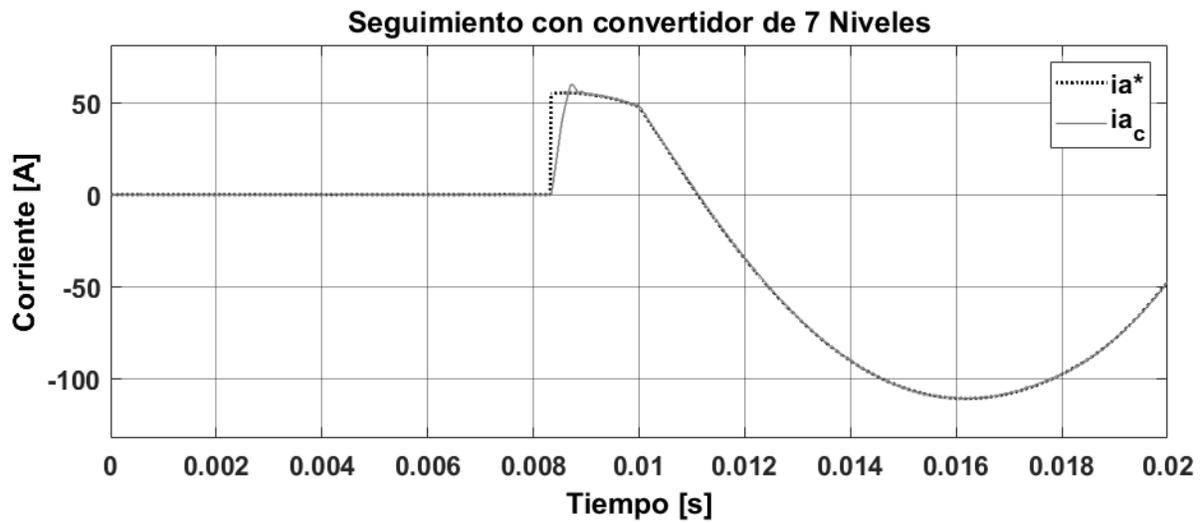


Figura 4.16: Seguimiento de corriente con un convertidor de 7 Niveles.

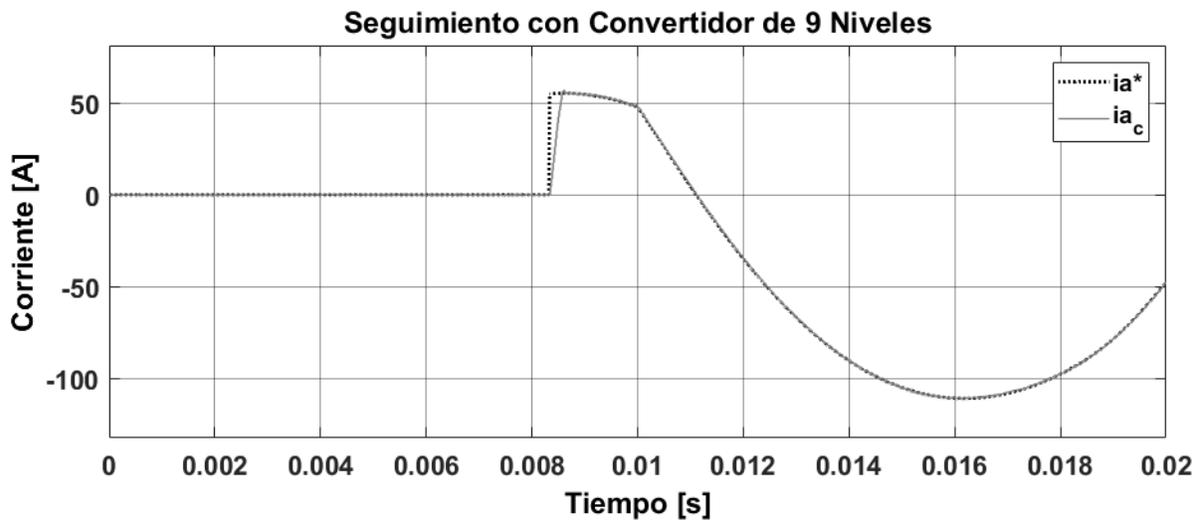


Figura 4.17: Seguimiento de corriente con un convertidor de 9 Niveles.

Se puede destacar de las simulaciones analizando el punto de cambio brusco en el inicio de las mediciones, que mientras mayor es el número de niveles se aproxima más a la corriente de referencia. Además en la parte de curvas suaves el error de seguimiento es medido y no es mayor a 2 A para todos los niveles presentados.

4.3. Conclusiones

En este capítulo se implementa el control Predictivo basado en el modelo de un convertidor conectado a la red. El funcionamiento de selección de estados de tensión es aplicado para la corriente que más se aproxime a la corriente de referencia (la de menor error) entre todos los posibles estados que permite el convertidor. El modelo de predicción se establece a partir de las ecuaciones LTK del circuito equivalente que forma el convertidor acoplado a la red, además discretizando a partir de la ecuación de euler hacia delante, es decir, el algoritmo predice la corriente en el siguiente estado de muestreo a partir de las variables medibles del sistema y la tensiones de salida del convertidor. Se presentan modelos desde lo clásico hasta el multinivel modular, sin embargo, se sigue el mismo desarrollo, llegando al modelo matemático que es usado por el control predictivo. Los resultados muestran que el error que presenta la corriente de seguimiento para el control del convertidor de dos niveles con periodo de muestro de $100 \mu s$ no es mayor a $5 A$. y que al incrementar el número de muestras (1000 muestras por ciclo) al sistema, este error tenderá a cero. Además los modelos multinivel modulares pueden controlar un convertidor, obteniendo salidas de tensión para todas los posibles niveles de tensión y llevando una secuencia, las cuales serán probadas en un sistema DSTATCOM en el capítulo 5.

Capítulo 5

Compensación de un sistema de distribución

En los capítulos 2, 3 y 4 se abordaron los problemas de calidad de la energía en redes de distribución y se expuso la teoría de funcionamiento de la compensación estática. Así mismo, se explicó los tipos de convertidores estáticos usados como compensadores en redes eléctricas, además de que se desarrolló su modelo matemático en tiempo discreto para ser usado en conjunto con una metodología de control de tipo FCS-MPC para la regulación de las corrientes de compensación.

En este capítulo se implementa un sistema de compensación para un sistema de distribución y se evalúa su desempeño por medio de simulaciones numéricas.

5.1. Sistema de compensación de una red de distribución

Para realizar las pruebas, se supone una red de distribución de media tensión, en la cual se incorpora un DSTATCOM en paralelo con el fin de mitigar los problemas de calidad de energía de la red.

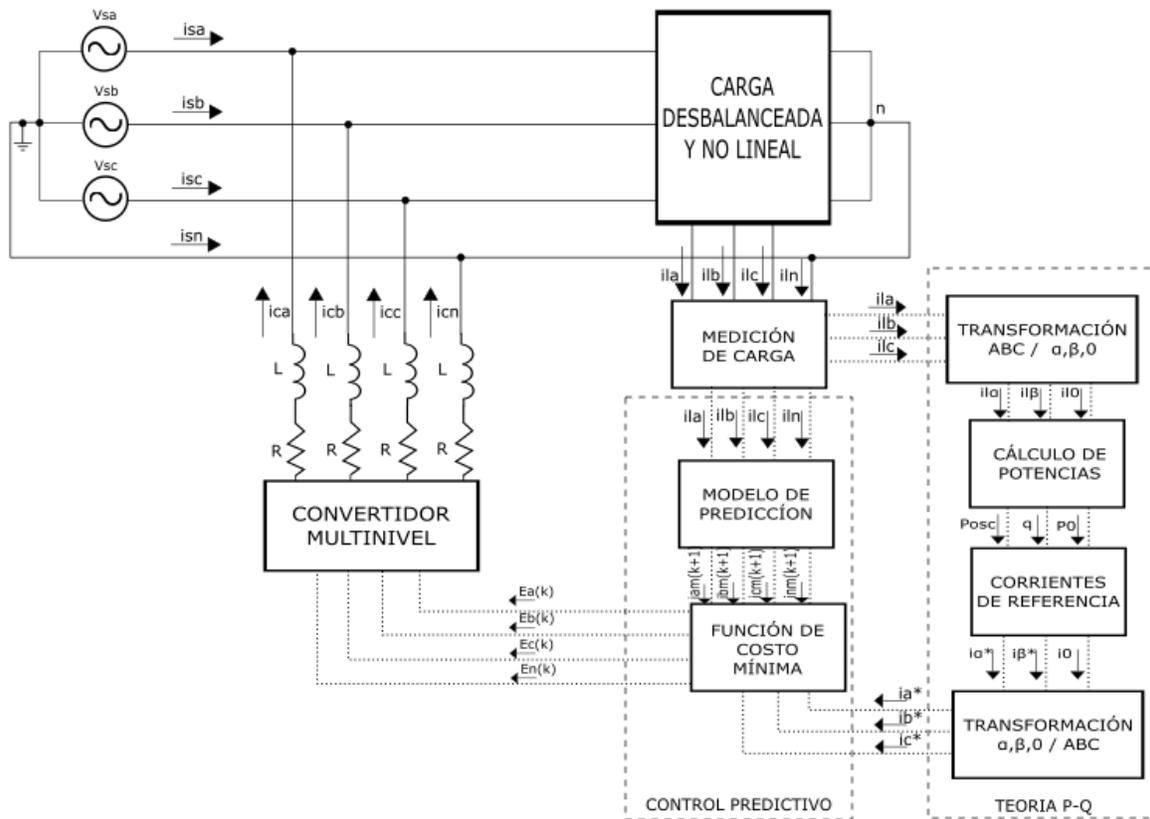


Figura 5.1: Diagrama a bloques del sistema de compensación.

En la Fig. 5.1 se muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto, el cual puede ser explicado con los siguientes puntos:

- **CARGA DESBALANCEADA Y NO LINEAL.** La carga del sistema propuesto simula una carga con distorsión armónica, un desbalance que genera una corriente de neutro (cuarto conductor a tierra) y un requerimiento reactivo en las corrientes de las líneas de distribución (isa , isb y isc), que son alimentadas por las fuentes (Vsa , Vsb y Vsc)
- **MEDICIÓN DE CARGA.** Se aprovechan las variables de corriente (ila , ilb , ilc e iln) y tensión (Vla , Vlb y Vlc) medibles de la carga del sistema para el modelo de control.
- **TEORÍA P-Q.** Es aplicado el algoritmo para extraer las corrientes de referencia por medio de la teoría de potencias P-Q, analizado en el capítulo 2.

- CONTROL PREDICTIVO. El MODELO DE PREDICCIÓN es utilizado tal como en el capítulo 4 considerando las posibles salidas de tensión que puede generar el convertidor y prediciendo el comportamiento de la corriente para cada acción de conmutación. Así el algoritmo selecciona la predicción que minimice la función de costo comparando con las corrientes de referencia (FUNCIÓN DE COSTO MÍNIMA).
- CONVERTIDOR MULTINIVEL. Se ejecuta una secuencia de activación según los estados de tensión seleccionados ($Ea(k)$, $Eb(k)$, $Ec(k)$ y $En(k)$), como se explica en el capítulo 3, para cada instante de muestreo que controla el MPC y entonces inyectar las corrientes de salida a la red (ica , icb , icc e icn) con un reactor (L) y resistor(R) de enlace.

Los parámetros para el sistema de prueba son mostrados en la Tabla 5.1.

Descripción	Parámetro	Valor
Red de Distribución		
Topología	-	3F-4H
Tensión rms de la red	Vrms	13.8 kV
Frecuencia de la red	f	60 Hz.
Carga 1 (Potencia aparente, Factor de Potencia y Desbalance)	S	1.5 MVA
	FP	0.8(-)
	%Desbalance	20 % (Fase a)
Carga 2 (Carga lineal activa de 0.1s a 0.15s.)	R	100 Ω
	L	0.2 H
Convertidor Multinivel Modular		
Tensión Bus CD	V_{CD}	50 kV
Tensión CD por SM	V_{cm}	12.5 kV
Número de SMs por brazo	M	4 SMs
Arreglo con Neutro	-	4L
Inductancia de acoplamiento	Lac	0.1 H
Resistencia de acoplamiento	Rac	1 Ω
Inductancia por brazo	L	0.0001 H
Control FCS-MPC		
Número de muestras por ciclo	-	1000 m/ciclo
Periodo de Muestreo	T_s	16.66 μ s

Tabla 5.1: Parámetros de simulación DSTATCOM (Prueba 1).

Como primer prueba, se simulará un sistema con características de desbalance, car-

gas inductivas y un cambio de carga para evaluar el desempeño del sistema. Los parámetros utilizados son iguales al del capítulo 2 en la tabla 2.1, sin considerar aún la distorsión armónica.

En la Fig. 5.2, se muestran las corrientes de referencia calculadas por el algoritmo de compensación.

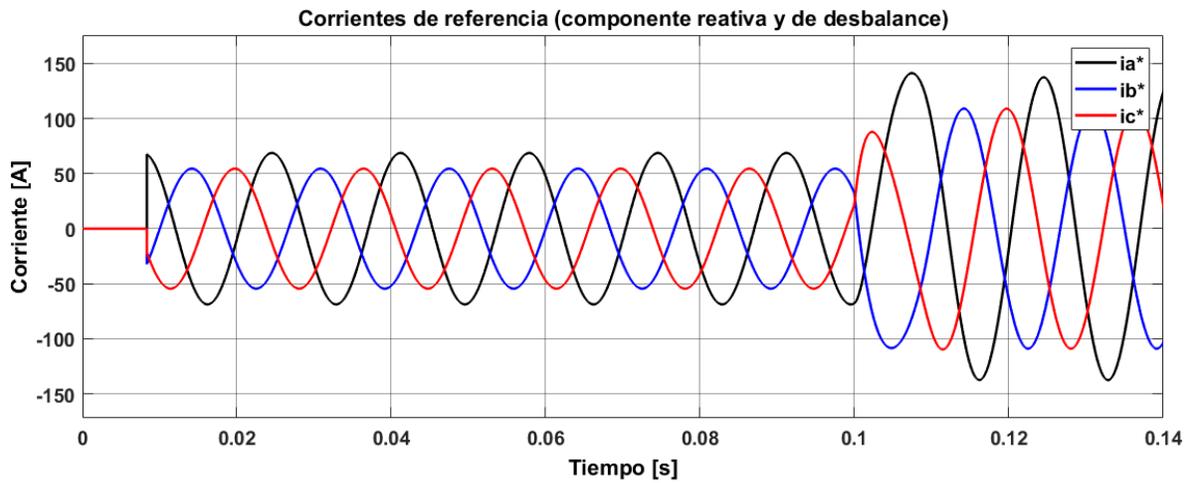


Figura 5.2: Corrientes de compensación calculadas (Prueba 1).

Los niveles de tensión del convertidor son calculados por el algoritmo de control de las corrientes de compensación, tanto para el bus positivo como para el negativo, generando la secuencia de activación modular. El resultado se muestra en la Fig. 5.3.

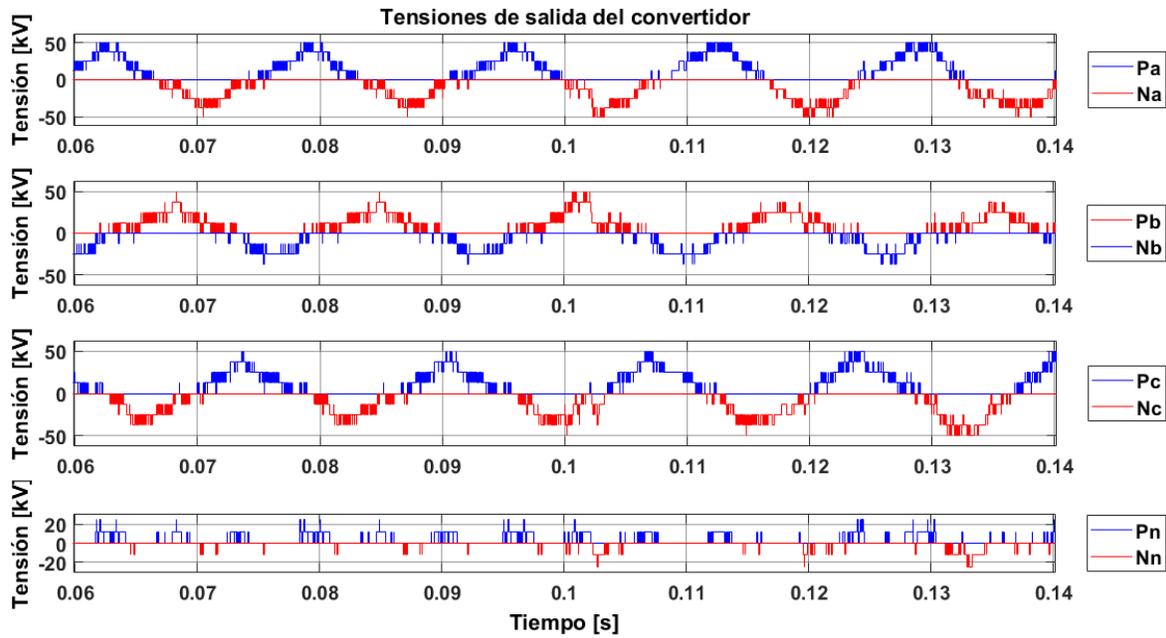


Figura 5.3: Niveles de tensión generados por el Convertidor Multinivel Modular (Prueba 1).

Se puede observar que los niveles de tensión elegidos por el control son 5 tanto para el bus positivo como para el negativo, formando una salida con 9 niveles de tensión en conjunto.

Las corrientes de salida del convertidor también son analizadas y son comparadas con las de referencia. El seguimiento de las corrientes de referencia se muestra en la Fig. 5.4.

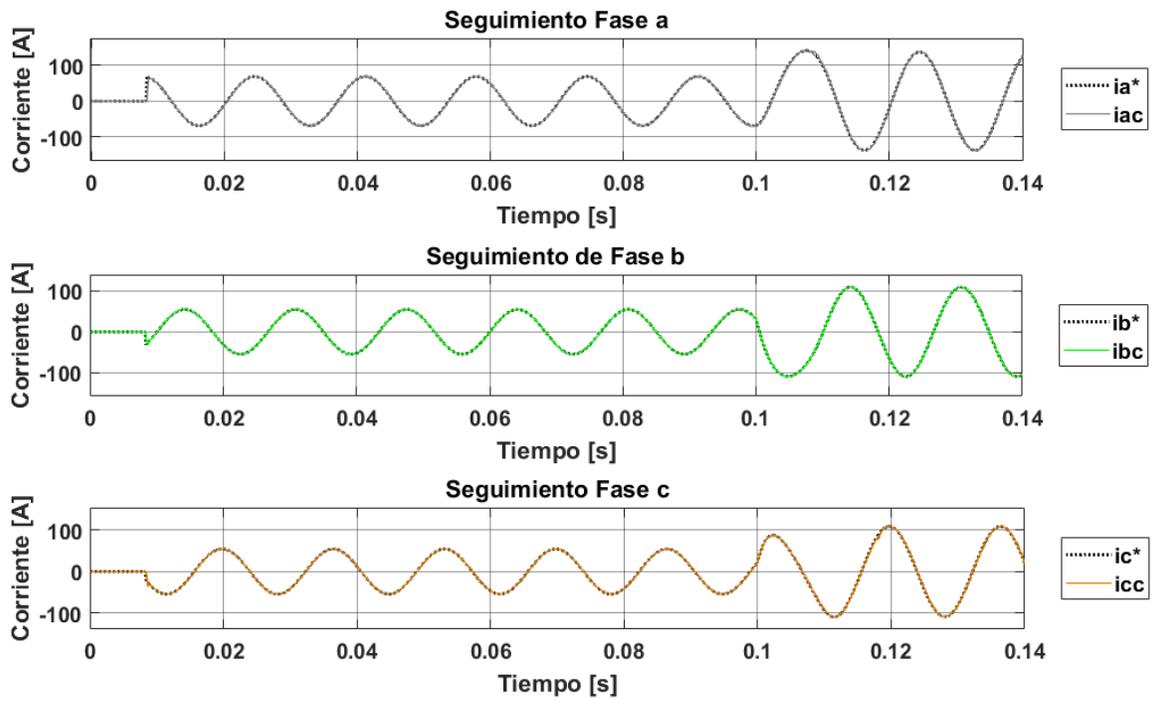


Figura 5.4: Seguimiento de las corrientes de compensación por el control FCS-MPC (Prueba 1).

El error de seguimiento tiende a cero en las tres fases del sistema como se ve en la Fig. 5.5.

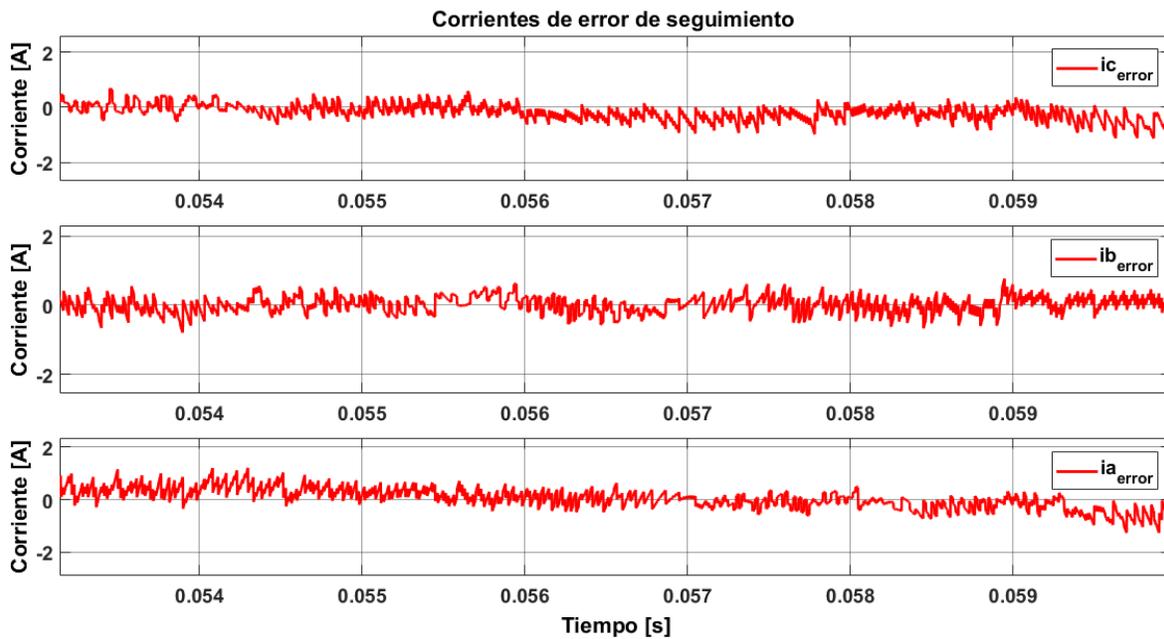


Figura 5.5: Error de seguimiento de las corrientes de compensación (Prueba 1).

La Fig. 5.6 muestra las corrientes de la fuente antes de la compensación con los parámetros de la tabla 5.1 (Prueba 1) mismos que son utilizados para simular las corrientes después de la compensación mostradas en la Fig. 5.7.

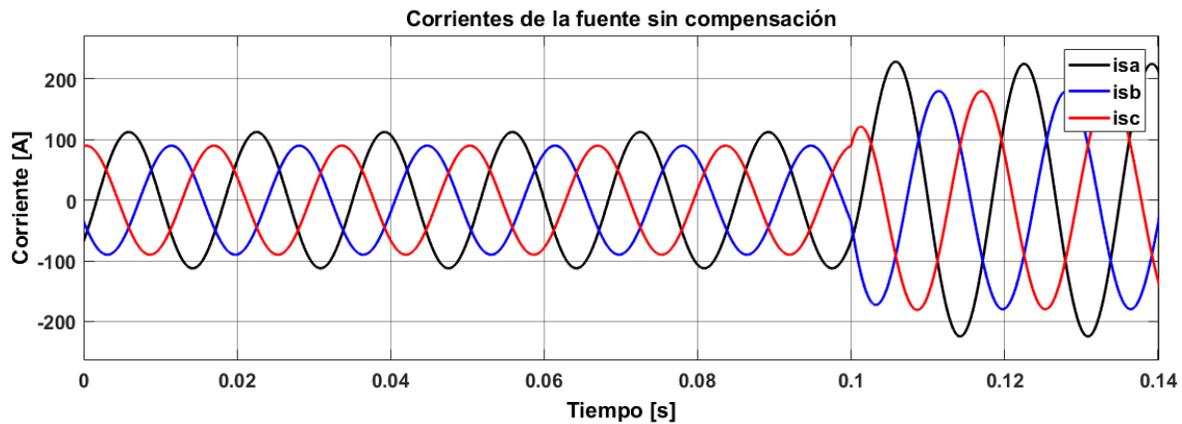


Figura 5.6: Corrientes abc de la fuente antes de la compensación (Prueba 1).

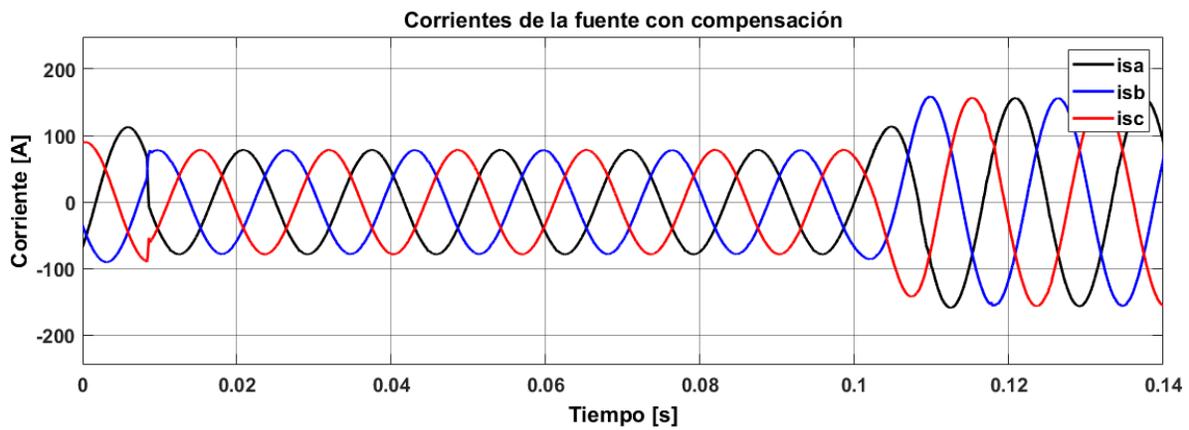


Figura 5.7: Corrientes abc de la fuente después de la compensación (Prueba 1).

Si analizamos la compensación gráficamente del desbalance y la potencia reactiva, antes y después de compensar, se obtienen los resultados que muestran la Fig. 5.8 y Fig. 5.9.

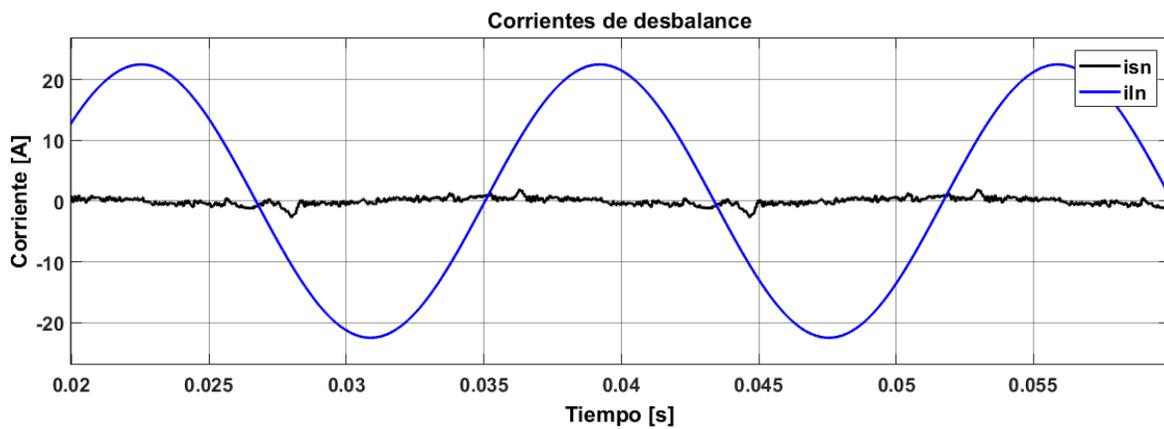


Figura 5.8: Compensación de corriente de desbalance (Prueba 1).

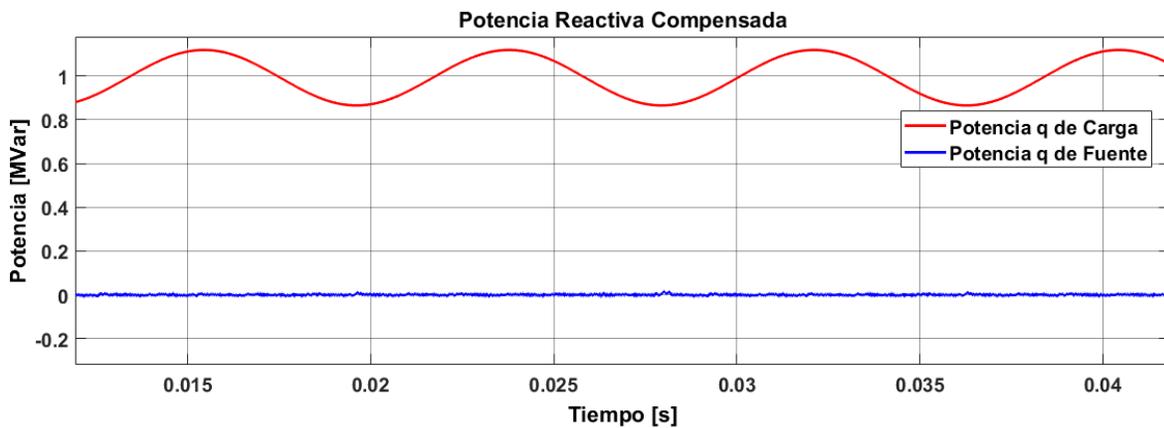


Figura 5.9: Compensación de potencia reactiva en la fuente (Prueba 1).

Se observa que la corriente de desbalance tiende a cero cuando el sistema está compensado, es decir el total de desbalance lo está suministrando el compensador. Lo mismo para la potencia reactiva, donde la componente reactiva es casi nula.

El contenido armónico en las corrientes del sistema, hará que el control tenga mayor complicación en el seguimiento de las corrientes. En la siguiente prueba se agregan cargas que generan corrientes armónicas (carga no lineal) para evaluar el desempeño del sistema. Los parámetros de la prueba 2 son mostrados en la tabla 5.2.

Descripción	Parámetro	Valor
Red de Distribución		
Topología	-	3F-4H
Tensión rms de la red	V_{rms}	13.8 kV
Frecuencia de la red	f	60 Hz.
Carga 1 (Potencia aparente, Factor de Potencia y Desbalance)	S FP %Desbalance	1.5 MVA 0.8(-) 20 % (Fase a)
Carga 2 (Carga lineal activa de 0.1s a 0.15s.)	R L	100 Ω 0.2 H
Carga 3 No lineal (Puente de diodos)	R L	500 Ω 0.3 H
Entrada de carga en tiempo 0.05s.	C	7.54 μ F
Convertidor Multinivel Modular		
Tensión Bus CD	V_{CD}	50 kV
Tensión CD por SM	V_{cm}	12.5 kV
Número de SMs por brazo	M	4 SMs
Arreglo con Neutro	-	4L
Inductancia de acoplamiento	L_{ac}	0.1 H
Resistencia de acoplamiento	R_{ac}	1 Ω
Inductancia por brazo	L	0.0001 H
Control FCS-MPC		
Número de muestras por ciclo	-	1000 m/ciclo
Periodo de Muestreo	T_s	16.66 μ s

Tabla 5.2: Parámetros de simulación DSTATCOM (Prueba 2).

La Fig. 5.10 muestra las corrientes de referencia que incluyen componentes armónicos, reactivos y desbalance calculadas y requeridas por el control.

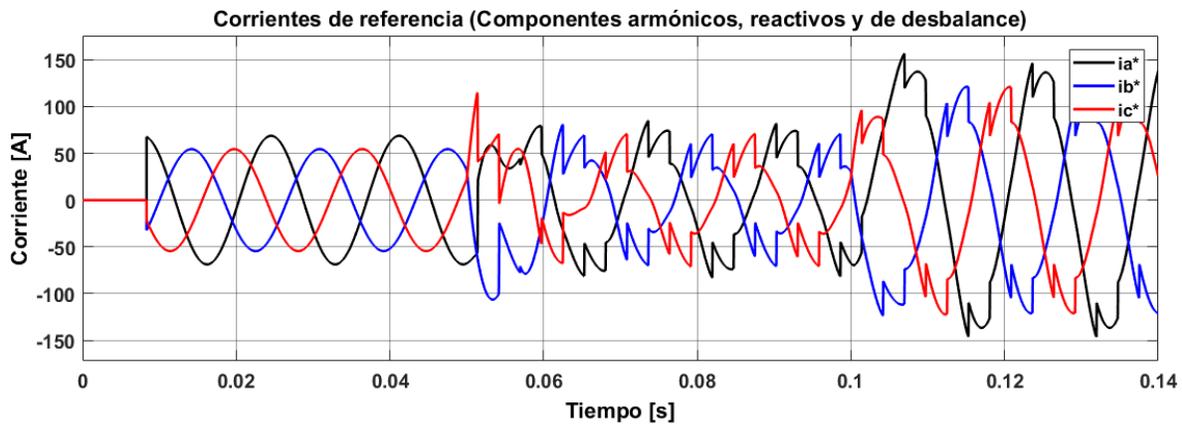


Figura 5.10: Corrientes de referencia en presencia de cargas no lineales (Prueba 2).

Así también para esta prueba, los niveles de tensión son aplicados por el convertidor, en una secuencia de conmutación apropiada para lograr el seguimiento armónico. Los niveles de tensión aplicados para esta prueba son mostrados en la Fig. 5.11, donde se puede distinguir que el Bus positivo o brazos superiores del convertidor, manejan los niveles de tensión positiva y los brazos inferiores los negativos.

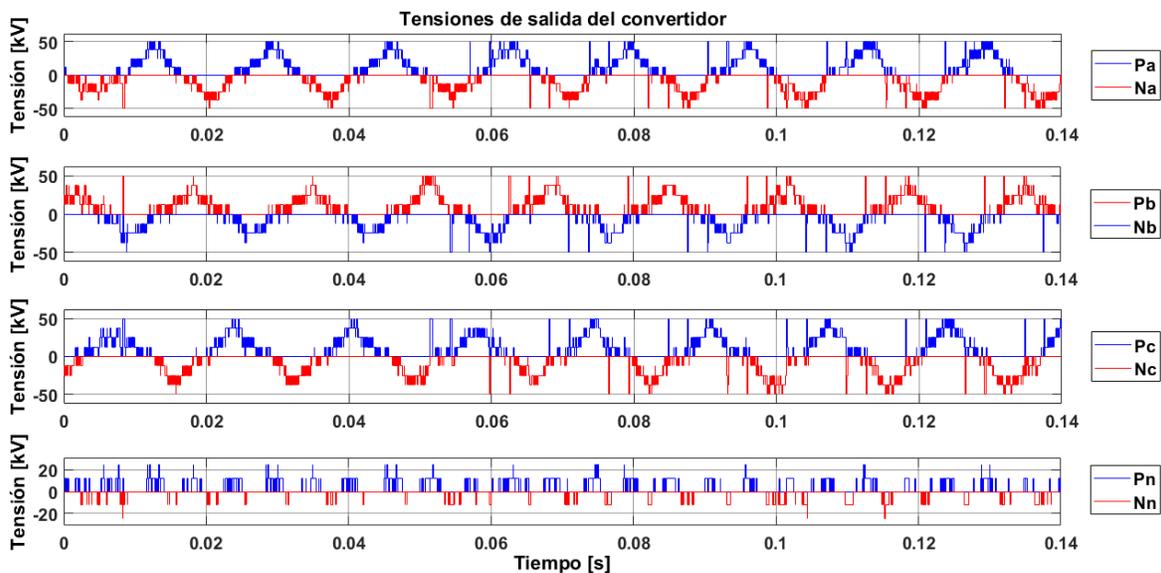


Figura 5.11: Niveles de tensión generadas por el Convertidor Multinivel Modular (Prueba 2).

El control asegura el seguimiento de las corrientes de referencia, lo cual es mostrado en la Fig. 5.12 para las 3 fases del sistema.

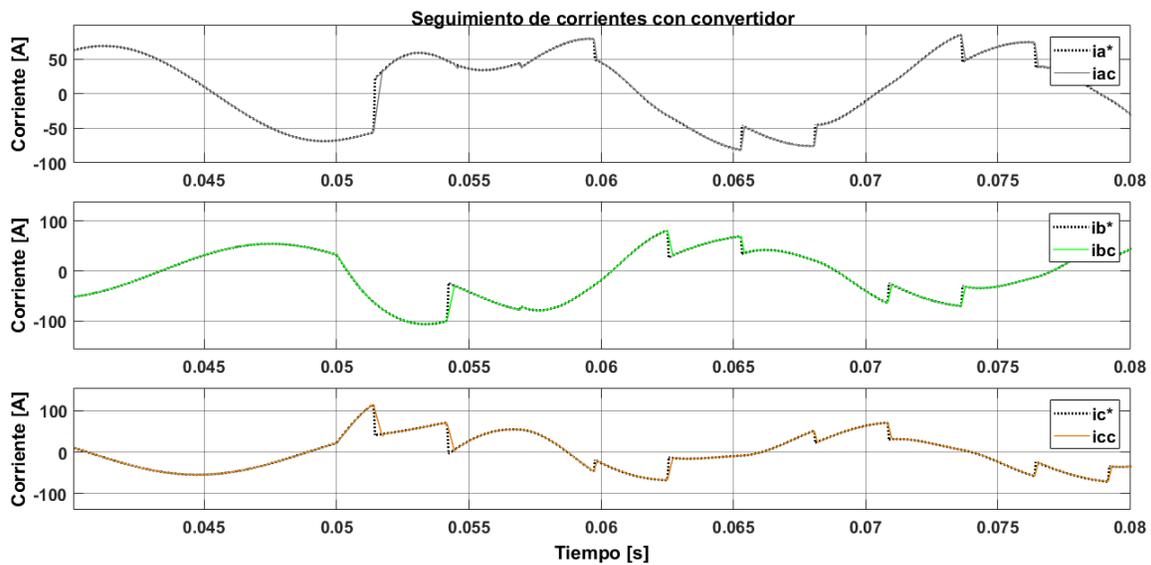


Figura 5.12: Seguimiento de las corrientes de compensación (Prueba 2).

La Fig. 5.13 muestra el error de seguimiento obtenido, el cual se incrementa en los cambios bruscos producidos por la distorsión, sin embargo ni en condiciones ideales usando fuentes de corriente ideales, como las aplicadas en el capítulo 2, es posible el seguimiento sin error.

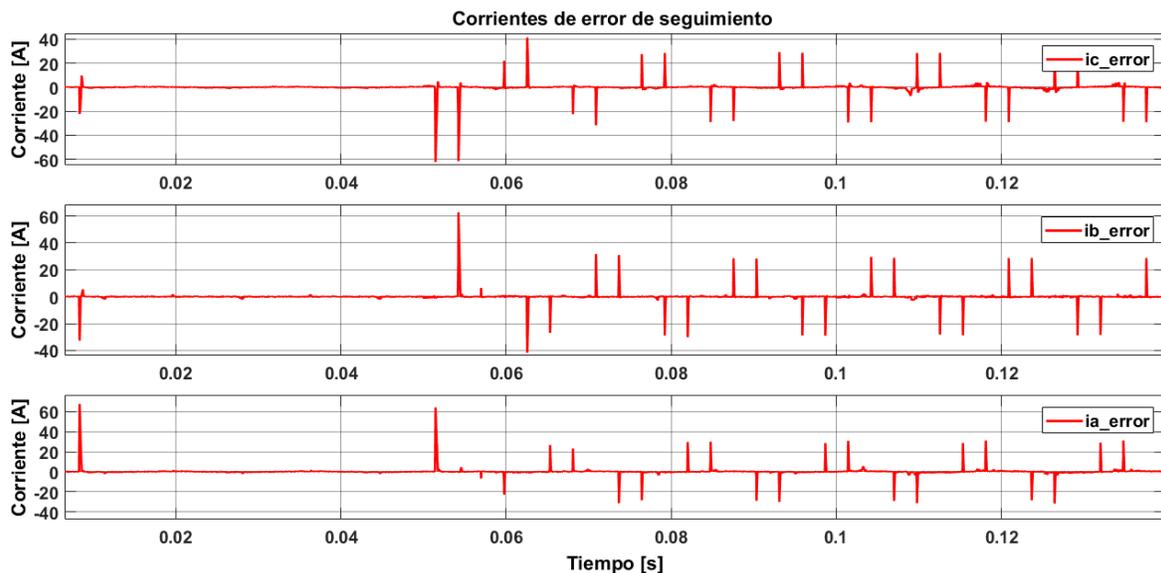


Figura 5.13: Error de seguimiento de las corrientes de compensación (Prueba 2).

Con estas pruebas se demuestra que tanto la parte armónica como el desbalance y

reactivos, son adecuadamente compensados con el DSTATCOM basado en un MMC de 4-piernas con control de corriente de tipo FCS-MPC. Las corrientes de la fuente, antes y después de la compensación son mostradas en la Fig. 5.14 y Fig. 5.15 respectivamente.

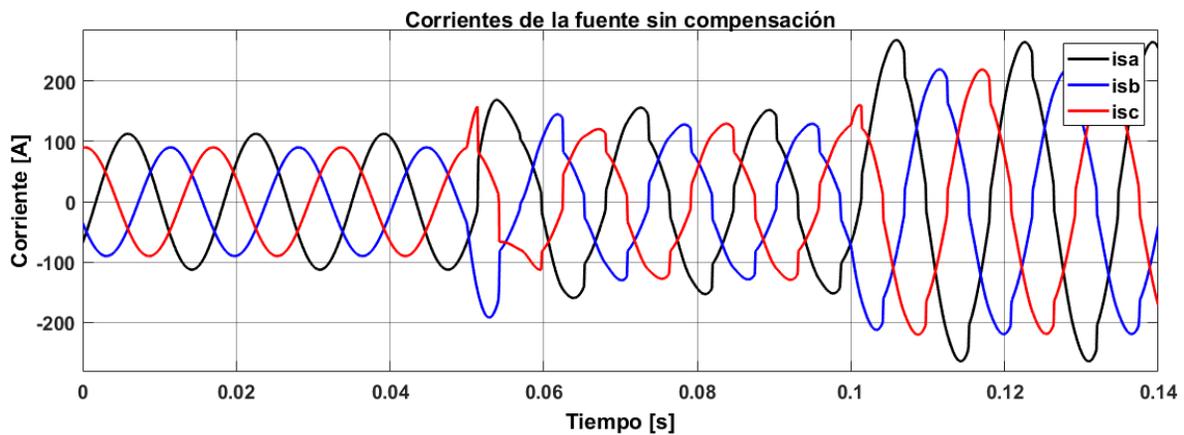


Figura 5.14: Corrientes abc de la fuente antes de la compensación (Prueba 2).

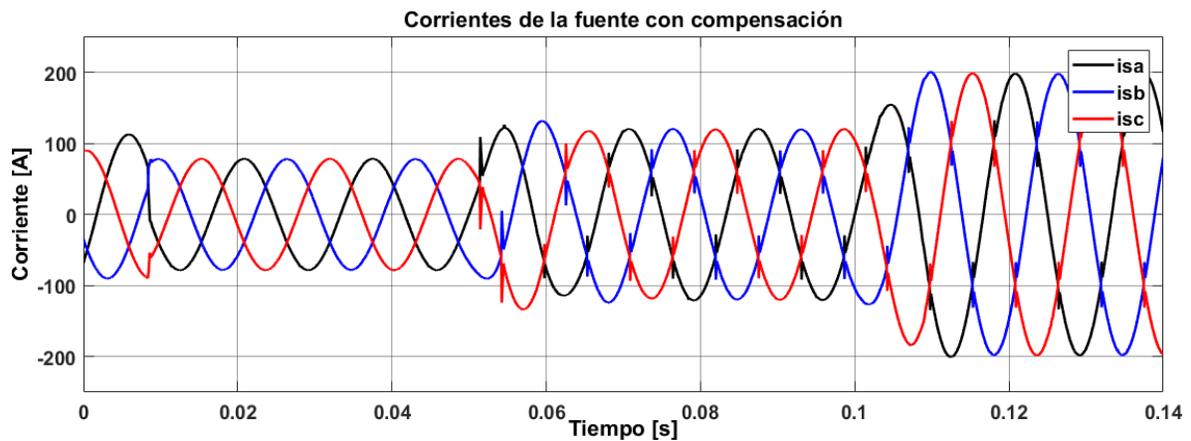


Figura 5.15: Corrientes abc de la fuente después de la compensación (Prueba 2).

El %THD para este análisis es de %11.21 antes de la compensación, medido en un intervalo de dos ciclos a partir de los 0.06 segundos de simulación, y de %4.13 después de compensar, medido en el mismo intervalo. La Fig. 5.16 muestra la comparativa analizada.

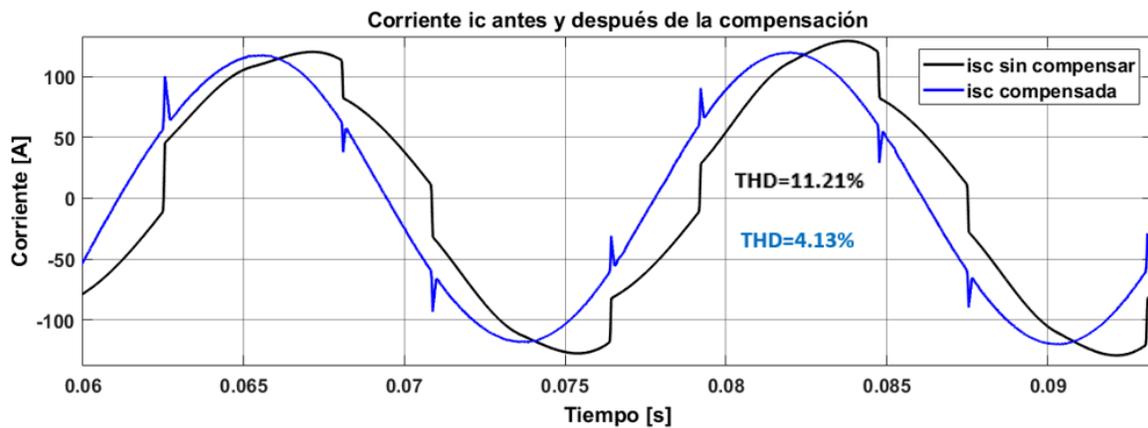


Figura 5.16: Corriente i_c de la fuente antes y después de la compensación (Prueba 2).

Los parámetros de la Tabla 5.2 (Prueba 2) son los mismos que los parámetros en la Tabla 5.1 (Prueba 1), con la diferencia de la componente armónica, un resumen de los índices de calidad para las 2 pruebas en conjunto se muestra en la Tabla 5.3.

Índice de calidad	Antes de compensación	Después de compensación
%THD	11.21	4.13
Desbalance	20% (Fase a)	≈ 0
FP	0.8(-)	≈ 1.0

Tabla 5.3: Índices de calidad antes y después de compensar (Prueba 1 y 2).

5.1.1. Discusión y observaciones

Para permitir la adecuada compensación del sistema, se debe elegir un valor de tensión del bus completo CD que sea mayor que la amplitud pico a pico de la tensión de línea en la red. Para comprobar esta restricción, se simula un sistema con los parámetros mostrados en la Tabla 5.4, donde se aplica la tensión máxima (bus completo) de 20 kV, siendo la tensión 13.8kV y los demás parámetros los mismos valores evaluados satisfactoriamente con 50kV. Ya que la tensión pico a pico del sistema es de 22.5 kV el convertidor no podrá lograr una adecuada compensación.

Descripción	Parámetro	Valor
Topología	-	3F-4H
Tensión rms de la red	Vrms	13.8 kV
Frecuencia de la red	f	60 Hz.
Tipo de Convertidor	-	Multinivel Modular
Arreglo con Neutro	-	4 Piernas
Número de SMs por brazo	M	4 SMs
Tensión CD. por SM	Vcm	5 kV
Tensión Bus CD.	Vdc	20 kV
Inductancia de acoplamiento	Lac	0.1H
Resistencia de acoplamiento	Rac	1 Ω
Inductancia por brazo	L	0.0001H
Muestreo	-	1000 M/ciclo
Periodo de Muestreo	Ts	16.66 μ s

Tabla 5.4: Parámetros de simulación del sistema.

Los resultados del seguimiento de la corriente de compensación se muestran en la Fig.5.4, mostrando un mal seguimiento por parte del control debido a que la tensión del bus de CD no es suficiente para dar seguimiento a las corrientes de referencia.

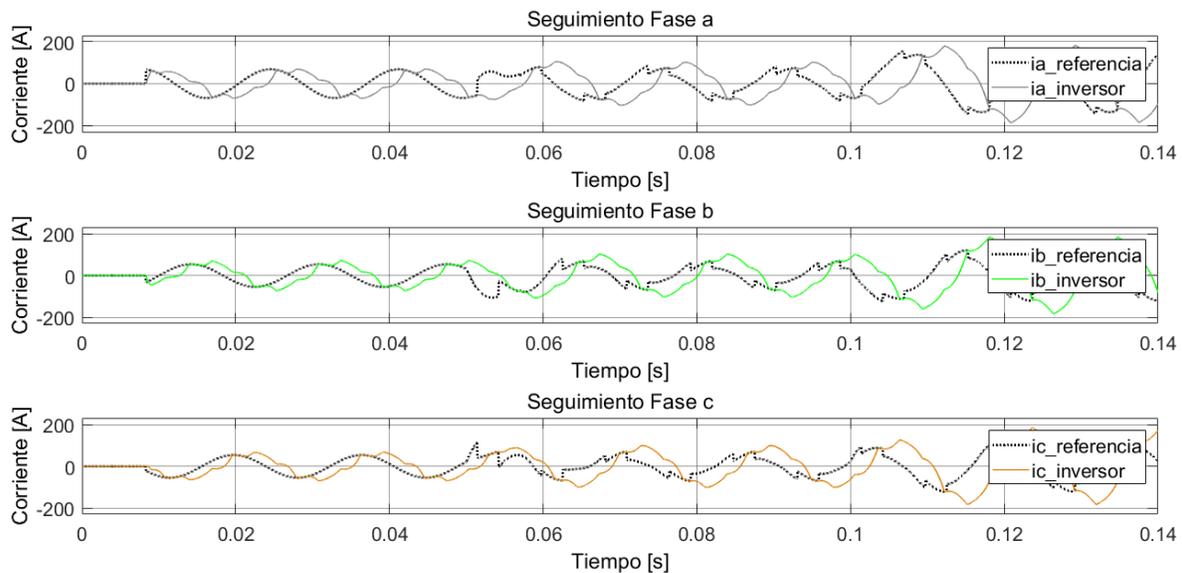


Figura 5.17: Seguimiento de las corrientes con tensión en el bus de CD por debajo del valor mínimo requerido.

Tomando en cuenta que la tensión del sistema es 13.8 kV y suponiendo la inexistencia de un transformador, es necesario alcanzar el nivel de tensión que asegure la

correcta compensación por medio de la suma de tensiones en cascada de los SMs del convertidor. En este sentido, existen limitaciones en la tensión máxima que puede manejar cada SM de acuerdo a las limitaciones de los dispositivos existentes. Por ejemplo, suponiendo que los SMs puedan manejar 3 kV, sería necesario usar mínimo unos 8 SMs por brazo para lograr un seguimiento adecuado de las corrientes de compensación. Considerando al menos 8 SMs por cada brazo del convertidor, se tendrían 24 kV disponibles.

Además, hay otros parámetros como la inductancia del reactor de enlace y el tiempo de muestreo que van a tener influencia en el seguimiento de las corrientes de compensación.

5.2. Conclusiones

Las corrientes de referencia en un compensador de distribución son las componentes distorsionadas, desbalanceadas y desfasadas que son extraídas del filtrado de las corrientes de carga. Se demuestra que estas corrientes de referencia son aproximadas por la corriente de salida del convertidor y así se logra una compensación en las corrientes de alimentación en la red. Los múltiples niveles modulares son aplicados y se puede alcanzar niveles de media tensión y mitigar los problemas de calidad de energía del sistema de distribución. Los resultados de las pruebas muestran que la distorsión armónica de la corriente en la fuente es disminuida en THD de 11.21 % hasta 4.13 % y que el desbalance y la potencia reactiva es compensada a pesar de la dinámica en la carga, con factor de potencia unitario, además de un desbalance casi nulo. Se puede observar que los picos de error en el seguimiento se deben a los cambios bruscos que genera la distorsión armónica, ya que el control no responde instantáneamente, sin embargo, esto nos permite ver la respuesta del control, una solución alternativa de estos es por parte del inductor en serie con la carga.

Capítulo 6

Estrategias de optimización del control MPC

En el capítulo 5 se demostró que el control predictivo es una alternativa para la aplicación en sistemas de compensación a partir de convertidores multinivel. En este capítulo se presentan estrategias utilizadas en el control predictivo enfocadas a su flexibilidad y eficiencia computacional.

6.1. Objetivos de control y restricciones

En los convertidores estáticos existen varias restricciones operativas que se trata de respetar para aumentar la eficiencia del convertidor o para mantenerlo funcionando en una zona de operación segura. Una de las principales ventajas del control MPC es su flexibilidad en cuanto a la inclusión de las restricciones del sistema en el algoritmo de control a través de la función de costo. La definición de la función de costo es una de las etapas más importantes en el diseño de un MPC, ya que permite no solo seleccionar los objetivos de control de la aplicación, sino también incluir cualquier restricción requerida o impuesta por el sistema.

Estrategias	Función de costo	Objetivos
Control principal	$\lambda_1 i^* - i^{k+1} $	Corriente de salida
Restricción frecuencia	$\lambda_2 E^{k-1} - E^k $ $\lambda_2 P^{k-1} - P^k + \lambda_2 N^{k-1} - N^k $	Frecuencia de Commutación
Restricción modular	$\lambda_3 P^k - N^k $	Secuencia de Activación Positiva y Negativa

Tabla 6.1: Estrategias en la función de costo.

Cabe destacar que el control puede agregar la suma de restricciones que se requiera para su objetivo, es decir las funciones de costo mencionadas en la Tabla 6.1 pueden sumarse para obtener las restricciones de cada función.

La Tabla 6.1 muestra 3 estrategias de función de costo, la primera es el control principal, el cual debe asegurarse para que el seguimiento se cumpla; la segunda es la restricción para la frecuencia de conmutación, permitiendo que el control considere permanecer en el mismo estado de tensión que en el periodo de muestro anterior el mayor tiempo posible según su valor de peso λ_2 , disminuyendo así las pérdidas por conmutación (se presenta tanto la función de costo para un Convertidor Multinivel tradicional como para un MMC); la tercera restricción impone una secuencia de activación igual tanto para el bus positivo como el negativo en un MMC.

En un convertidor estático, una de las restricciones impuesta por los semiconductores de potencia es la frecuencia de conmutación, la cual repercute en la eficiencia a través de las pérdidas por conmutación. Esta restricción puede ser tomada en cuenta en el diseño de la función de costo agregando un término que sea función del número de conmutaciones requeridas para realizar una determinada secuencia de operación. Por ejemplo, una función de costo que toma en cuenta el número de conmutaciones es la siguiente

$$g_1 = \lambda_1 |i^* - i^{k+1}| + \lambda_2 |E^{k-1} - E^k| \quad (6.1)$$

donde λ_1 es el factor de ponderación para la función de control principal $|i^* - i^{k+1}|$ que

es la diferencia entre corriente predicha y la de referencia. λ_2 es el factor de ponderación para la restricción adicional $|E^{k-1} - E^k|$ que es la diferencia entre los Estados de tensión actual y del periodo de muestreo anterior.

La función de costo (6.1), al considerar el término que pondera el número de conmutaciones permitirá que el estado seleccionado propicie el mejor seguimiento posible de la corriente con el mínimo de conmutaciones, considerando la prioridad asignada a través de los factores de peso λ_i . Lo anterior ayuda a obtener menores frecuencias de conmutación (menores pérdidas por conmutación), mientras que al mismo tiempo cumple con el objetivo de la regulación de la corriente de salida del compensador.

Se puede observar de la Tabla 6.1 se muestra la ecuación

$$g_2 = \lambda_2 |P^{k-1} - P^k| + \lambda_2 |N^{k-1} - N^k| \quad (6.2)$$

La ecuación (6.1) es aplicada cuando se modelan los brazos del bus positivo y los del bus negativo por separado (Modelo modular) como restricción adicional al control principal.

La restricción modular es aplicada para que el control pueda seleccionar los niveles de tensión en una secuencia donde se consideren los dos bus del convertidor por igual, tanto el bus positivo como el negativo son activados para formar una señal de onda escalonada, ya que de otra manera el control tiene distintas opciones de tensión entre los dos bus que le pueden dar la salida de corriente requerida por el control. A esta selección se le conoce como Secuencia de Activación. Aunque se puede considerar esta secuencia por fuera de la función de costo, esta restricción adicional simplemente asegura la operación de los dos brazos por igual.

Incrementar el factor de peso λ_i implica mayor prioridad para el objetivo de control asociado a este factor.

Los factores de ponderación deben seleccionarse de tal forma que el objetivo de control principal se siga cumpliendo con un error que no afecte al funcionamiento del sistema, es decir, debe haber un compromiso entre la menor frecuencia de conmutación posible, sin afectar significativamente el desempeño de seguimiento de la corriente de compensación.

Descripción	Parámetro	Valor
Peso Control Principal	λ_1	100
Peso Restricción Frecuencia	λ_2	0.01
Peso Restricción Modular	λ_3	0.00001

Tabla 6.2: Parámetros de función de costo utilizados en pruebas DSTATCOM.

Los parámetros mostrados en la Tabla 6.2 son aplicados por las pruebas de simulación en el capítulo 5 y se muestran de manera de ejemplo para su implementación.

6.2. Evaluación de vectores del convertidor

Para cada una de los brazos del convertidor el control puede generar cualquiera de los niveles de tensión disponibles, el convertidor puede entregar cualquier combinación de estas para todos los brazos del convertidor. Así las posibles combinaciones a evaluar por el control son N^R , siendo N el número de niveles y R el número de brazos del convertidor. Entonces, para 5 niveles el algoritmo de control realizará 125 Cálculos para encontrar el vector de estados adecuado. En este sentido, el costo computacional de evaluar cada vector está relacionado con el número de niveles de tensión, es decir, mientras mayor número de niveles exista también incrementan los cálculos en el control MPC para determinar el vector de tensiones óptimo lo cual incrementa las complicaciones en la práctica debido a la carga computacional requerida por el algoritmo en tiempo real, tomando en cuenta que el algoritmo de evaluación de vectores es realizado en cada periodo de muestro en el orden de los micro segundos. Sin embargo, existen algunas metodologías para disminuir el costo computacional.

Por otra parte, la topología 4L para el neutro del convertidor permite tener un desempeño con mayor control de neutro, debido a la cuarta pierna con SMs, sin embargo también implica mayor número de cálculos por parte del control predictivo. Es

decir, suponiendo que se toman en cuenta el total de vectores al igual que en cada fase, las combinaciones posibles a evaluar para un convertidor de 5 niveles serian 625. Es entonces una alternativa, para no incrementar los cálculos, el uso de la topología SC, la cual controla por medio de SMs solo las 3 fases.

En la Tabla 6.3 se muestran el número de vectores a evaluar para distintos niveles del convertidor y en las dos topologías con neutro.

Niveles	Vectores Evaluados		
	Sin neutro	Tipo 4L	Tipo SC
N	N^3	N^3	N^4
3	27	27	81
5	125	125	625
7	343	343	2,401
9	729	729	6,561

Tabla 6.3: Vectores a evaluar para distintos niveles y topologías con neutro.

6.3. Estrategias para reducir el costo computacional

En esta parte se mencionan algunas de las estrategias que permiten una reducción del costo computacional en la implementación del FCS-MPC.

6.3.1. Modelado vectorial

El modelado vectorial es una representación del sistema en ejes ortogonales, $\alpha\beta 0$, que permite visualizar los vectores de estados de tensión del convertidor de manera estacionaria; esta representación ofrece ventajas para aplicar estrategias en la selección de vectores [6]. El cálculo para este proceso es realizado por la ecuación

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

y se puede representar los vectores en $\alpha\beta$ para cada posible estado de tensión en un esquema como la Fig. 6.1

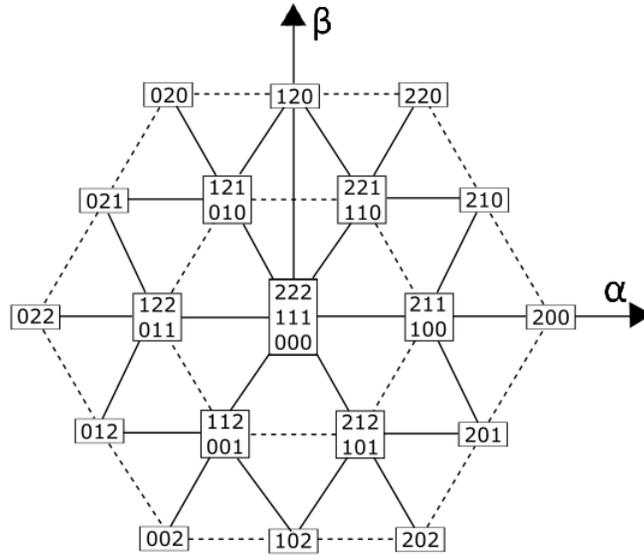


Figura 6.1: Vectores de tensión de un convertidor 3 Niveles.

Se puede observar en la Fig. 6.1 que se forman hexágonos por niveles, estos niveles son los niveles del convertidor.

Si el sistema es representado es su modelado vectorial, los estados de tensión, corrientes medidas, tensiones de la red, corrientes de referencia son también cantidades vectoriales, así también la función de costo representa una ecuación vectorial de componentes α y β .

$$g_m = |i_\alpha^* - i_{\alpha m}^{k+1}| + |i_\beta^* - i_{\beta m}^{k+1}| \quad (6.4)$$

En donde i_α^* es la corriente de referencia para el vector α obtenido por las variables del sistema y estados de tensión en el marco estacionario. Lo mismo ocurre para la corriente predicha $i_{\alpha m}^{k+1}$ y para los componentes en β .

Debido a que la ecuación (6.4) incluye las componentes en un vector y no las fases abc individuales, se logra simplificar el proceso en modelado y control del sistema. Por otra parte, ya que las corrientes de referencia por medio de la teoría de potencias P-Q

del capítulo 2 son calculadas en un marco de referencia estacionario, se puede omitir el cálculo transformación final a las corrientes en ABC y seguir el proceso en el marco estacionario.

El control predictivo con un modelado vectorial obtiene los mismos resultados de aplicación que el control predictivo con modelado en ABC, sin embargo, como se explicó anteriormente, su implementación es distinta.

6.3.2. Uso de vectores redundantes

Los convertidores multinivel, en general, presentan estados redundantes, lo cual significa que una misma tensión de salida se puede obtener con diferentes estados de conmutación.

Las redundancias en el convertidor pueden ser utilizadas de manera conveniente en la operación del convertidor. Por ejemplo, se pueden usar para disminuir las pérdidas por conmutación al hacer cambios en los estados del convertidor.

También pueden aprovecharse para hacer más eficiente la implementación de un controlador de tipo MPC. El control predictivo, en el caso de un convertidor de 5 niveles, evalúa 125 vectores de tensión de los cuales 61 son vectores de tensiones diferentes, el resto son redundantes. Siendo M el número de SMs en cada brazo del convertidor, el número de vectores de tensión no redundantes se puede calcular como

$$V = 12M^2 + 6M + 1 \quad (6.5)$$

En la Tabla 6.4 se muestra la cantidad de vectores totales que tiene un convertidor para distintas cantidades de SMs en los brazos o en términos de la cantidad de niveles del convertidor y comparados con la cantidad de vectores redundantes y no redundantes.

No. SMs por brazo	Niveles	Total Vectores	Vectores diferentes	Vectores redundantes
1	3	27	19	8
2	5	125	61	64
3	7	343	127	216
4	9	729	217	512
M	2M+1	$(2M+1)^3$	$12M^2+6M+1$	

Tabla 6.4: Vectores de tensión totales y redundantes por nivel del convertidor.

Por ejemplo, los vectores de tensión redundantes pueden ser eliminados al elegir los niveles de tensión de menor tensión de modo común, para un determinado vector de tensión. La tensión de modo común está dada por

$$V_{cm} = \frac{VaN + VbN + VcN}{3} \quad (6.6)$$

donde VaN , VbN y VcN son las tensiones de los brazos del convertidor.

De tal manera que solo un estado de nivel de tensiones sea considerado en cada vector para evaluarse por el control, disminuyendo así la carga computacional.

6.3.3. Vectores adyacentes

La estrategia de evaluar sólo vectores adyacentes permite al control reducir la carga computacional independientemente del número de niveles del convertidor. Suponiendo que el vector de tensión aplicado durante un periodo de muestreo es muy similar al aplicado en el periodo de muestreo anterior, se pueden reducir los cálculos a los vectores de tensión más cercanos al último vector aplicado. Con esta estrategia el algoritmo evaluará 7 vectores de tensión adyacentes independientemente del número de SMs del convertidor [6].

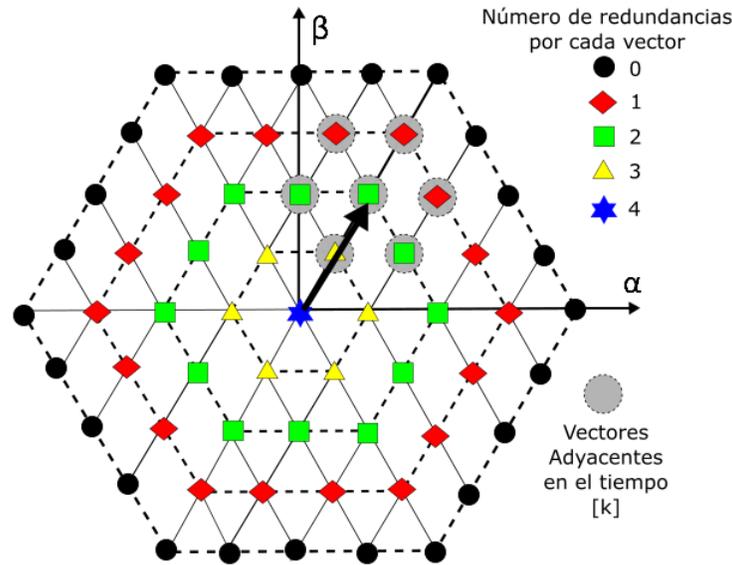


Figura 6.2: Vectores de tensión adyacentes de un convertidor de 5 Niveles.

6.3.4. Vectores por ángulo

La estrategia de selección de vectores en un ángulo determinado es una alternativa propuesta para que el control evalúe solo un subconjunto de los vectores posibles del convertidor. En este sentido, se puede probar el sistema para elegir el ángulo que ofrezca un número suficientemente bajo de estados de tensión y que no comprometa al desempeño de la compensación.

6.4. MPC invertido

Con el fin de reducir la complejidad computacional del MPC convencional, sin perjudicar el desempeño del control, se han propuesto estrategias que permiten la implementación del control con un menor costo computacional.

Una de estas estrategias es el control predictivo invertido, para un convertidor multinivel modular es presentado en el artículo [5] en el cual el algoritmo propuesto calcula el número de SMs activos, basándose en la predicción de las tensiones requeridas en los brazos del convertidor para dar seguimiento a la corriente de referencia. En este sentido el control demuestra ventajas frente al convencional, haciendo solo un cálculo para

predecir las tensiones, mientras que el control convencional evaluaba todos los posibles estados. Así, el costo computacional del control invertido es independiente del número de SMs del convertidor.

Suponiendo que las tensiones de los condensadores están balanceados correctamente, entonces el número de SMs en los brazos positivos y negativos de cada fase pueden ser calculados si la tensión del brazo, en el siguiente periodo de muestreo, puede ser calculada.

De las ecuaciones que describen el circuito del sistema y utilizando la aproximación de Euler hacia atrás se obtienen las ecuaciones LTK en tiempo discreto resueltas para las tensiones de los brazos.

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x^k - x^{k-1}}{T_s} \tag{6.7}$$

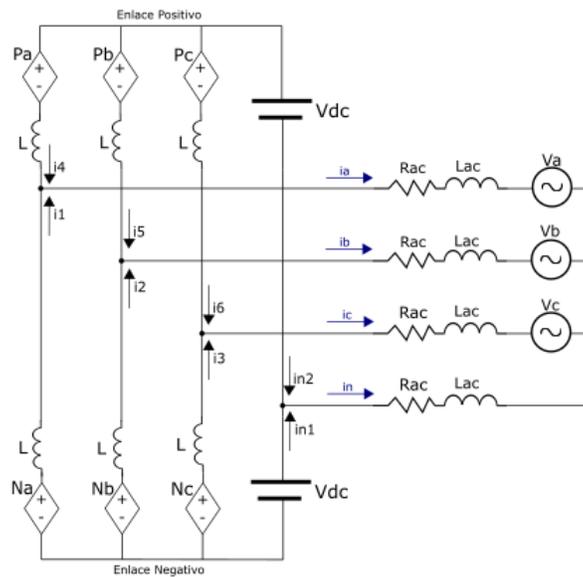


Figura 6.3: Circuito equivalente MMC 3F-4H tipo SC.

Con base en el circuito mostrado en la Fig. 6.3 para el sistema 3F-4H del MMC, las

ecuaciones LTK en los brazos del convertidor se pueden escribir como

$$\begin{aligned}
 Na &= L \frac{di_1}{dt} + R_{ac} i_a + L_{ac} \frac{di_a}{dt} + V_a + L_{ac} \frac{d(i_a+i_b+i_c)}{dt} + \dots \\
 &\dots + R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

$$\begin{aligned}
 Nb &= L \frac{di_2}{dt} + R_{ac} i_b + L_{ac} \frac{di_b}{dt} + V_b + L_{ac} \frac{d(i_a+i_b+i_c)}{dt} + \dots \\
 &\dots + R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

$$\begin{aligned}
 Nc &= L \frac{di_3}{dt} + R_{ac} i_c + L_{ac} \frac{di_c}{dt} + V_c + L_{ac} \frac{d(i_a+i_b+i_c)}{dt} + \dots \\
 &\dots + R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

Sustituyendo la ecuación de Euler en la ecuación queda

$$\begin{aligned}
 Na &= \frac{L}{T_s} (i_1 - i_1^{k-1}) + i_a^k \left(2R_{ac} + 2\frac{L_{ac}}{T_s} \right) - \left(\frac{2L_{ac}}{T_s} \right) i_a^{k-1} + \dots \\
 &\dots + \left(\frac{L_{ac}}{T_s} + R_{ac} \right) (i_b^k + i_c^k) - \frac{L_{ac}}{T_s} (i_b^{k-1} + i_c^{k-1}) + V_a + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

$$\begin{aligned}
 Nb &= \frac{L}{T_s} (i_2 - i_2^{k-1}) + i_b^k \left(2R_{ac} + 2\frac{L_{ac}}{T_s} \right) - \left(\frac{2L_{ac}}{T_s} \right) i_b^{k-1} + \dots \\
 &\dots + \left(\frac{L_{ac}}{T_s} + R_{ac} \right) (i_a^k + i_c^k) - \frac{L_{ac}}{T_s} (i_a^{k-1} + i_c^{k-1}) + V_b + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

$$\begin{aligned}
 Nc &= \frac{L}{T_s} (i_3 - i_3^{k-1}) + i_c^k \left(2R_{ac} + 2\frac{L_{ac}}{T_s} \right) - \left(\frac{2L_{ac}}{T_s} \right) i_c^{k-1} + \dots \\
 &\dots + \left(\frac{L_{ac}}{T_s} + R_{ac} \right) (i_a^k + i_b^k) - \frac{L_{ac}}{T_s} (i_a^{k-1} + i_b^{k-1}) + V_c + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Se sigue el mismo desarrollo para las tensiones del bus positivo, resolviendo la LTK en los brazos del convertidor, se obtiene

$$\begin{aligned}
 Pa &= -L \frac{di_4}{dt} - R_{ac} i_a - L_{ac} \frac{di_a}{dt} - V_a - L_{ac} \frac{d(i_a+i_b+i_c)}{dt} - \dots \\
 &\dots - R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.14}$$

$$\begin{aligned}
 Pb &= -L \frac{di_5}{dt} - R_{ac} i_b - L_{ac} \frac{di_b}{dt} - V_b - L_{ac} \frac{d(i_a+i_b+i_c)}{dt} - \dots \\
 &\dots - R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

$$\begin{aligned}
 Pc &= -L \frac{di_6}{dt} - R_{ac} i_c - L_{ac} \frac{di_c}{dt} - V_c - L_{ac} \frac{d(i_a+i_b+i_c)}{dt} - \dots \\
 &\dots - R_{ac} (i_a + i_b + i_c) + V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.16}$$

Sustituyendo la ecuación de Euler hacia atrás, la ecuación queda

$$\begin{aligned}
 Pa &= -\frac{L}{T_s} (i_1 - i_1^{k-1}) - i_a^k \left(2R_{ac} + 2\frac{L_{ac}}{T_s} \right) + \left(\frac{2L_{ac}}{T_s} \right) i_a^{k-1} - \dots \\
 &\dots - \left(\frac{L_{ac}}{T_s} + R_{ac} \right) (i_b^k + i_c^k) + \frac{L_{ac}}{T_s} (i_b^{k-1} + i_c^{k-1}) - V_a - V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.17}$$

$$\begin{aligned}
 Pb &= -\frac{L}{T_s} (i_5 - i_5^{k-1}) - i_b^k \left(2R_{ac} + 2\frac{L_{ac}}{T_s} \right) + \left(\frac{2L_{ac}}{T_s} \right) i_b^{k-1} - \dots \\
 &\dots - \left(\frac{L_{ac}}{T_s} + R_{ac} \right) (i_a^k + i_c^k) + \frac{L_{ac}}{T_s} (i_a^{k-1} + i_c^{k-1}) - V_b - V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.18}$$

$$\begin{aligned}
 Pc &= -\frac{L}{T_s} (i_6 - i_6^{k-1}) - i_c^k \left(2R_{ac} + 2\frac{L_{ac}}{T_s} \right) + \left(\frac{2L_{ac}}{T_s} \right) i_c^{k-1} - \dots \\
 &\dots - \left(\frac{L_{ac}}{T_s} + R_{ac} \right) (i_a^k + i_b^k) + \frac{L_{ac}}{T_s} (i_a^{k-1} + i_b^{k-1}) - V_c - V_{dc}
 \end{aligned} \tag{6.19}$$

La secuencia de activación de interruptores, es establecida en el algoritmo de control, calculando primeramente las tensiones requeridas en cada brazo para alcanzar la corriente de referencia. Sin embargo, debido a que el cálculo de la tensión resulta en una cantidad diferente de la que puede entregar el convertidor (valores discretos de tensión), se redondea al valor posible más cercano.

A continuación se probará el desempeño de este tipo de estrategia aplicada al compensador DSTATCOM. El sistema de prueba utilizado es el mismo que se ha venido empleando en los capítulos precedentes, y sus datos se encuentran en la Tabla 6.5.

Descripción	Parámetro	Valor
Red de Distribución		
Topología	-	3F-4H
Tensión rms de la red	Vrms	13.8 kV
Frecuencia de la red	f	60 Hz.
Carga 1 (Potencia aparente, Factor de Potencia y Desbalance)	S	1.5 MVA
	FP	0.8(-)
	%Desbalance	20 % (Fase a)
Carga 2 (Carga lineal activa de 0.1s a 0.15s.)	R	100 Ω
	L	0.2 H
Carga 3 No lineal (Puente de diodos)	R	500 Ω
	L	0.3 H
Entrada de carga en tiempo 0.05s.	C	7.54 μ F
Convertidor Multinivel Modular		
Tensión Bus CD	V_{CD}	50 kV
Tensión CD por SM	V_{cm}	12.5 kV
Número de SMs por brazo	M	4 SMs
Arreglo con Neutro	-	SC
Inductancia de acoplamiento	Lac	0.1 H
Resistencia de acoplamiento	Rac	1 Ω
Inductancia por brazo	L	0.0001 H
Control I-MPC		
Número de muestras por ciclo	-	1000 m/ciclo
Periodo de Muestreo	T_s	16.66 μ s

Tabla 6.5: Parámetros de simulación DSTATCOM (control I-MPC).

La Fig. 6.4, muestra el seguimiento de las tres corrientes de compensación. Las

corrientes de error de seguimiento también son presentadas en la Fig. 6.5.

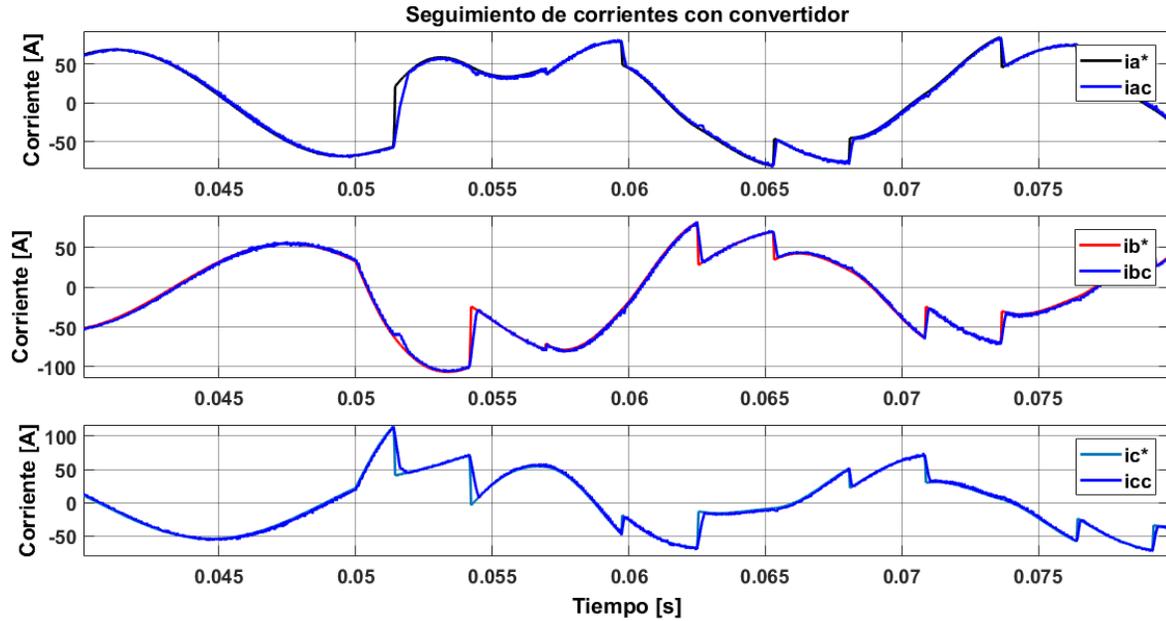


Figura 6.4: Seguimiento a las corrientes de referencia por las corrientes del convertidor con control I-MPC.

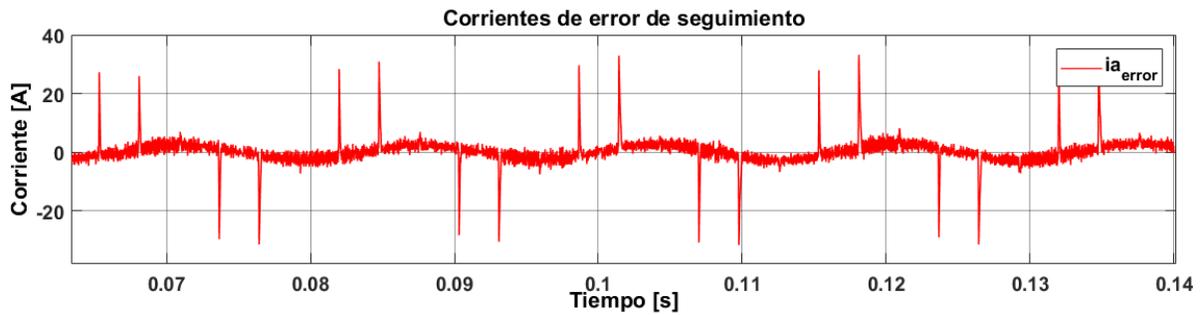


Figura 6.5: Error de seguimiento de las corrientes de compensación por control I-MPC.

Así, las corrientes de la fuente pasan de ser como la señal de onda que se muestra en la Fig. 6.6 antes de la compensación a la señal de onda de la Fig. 6.7 con componentes armónicos, reactivos y de desbalance compensados.

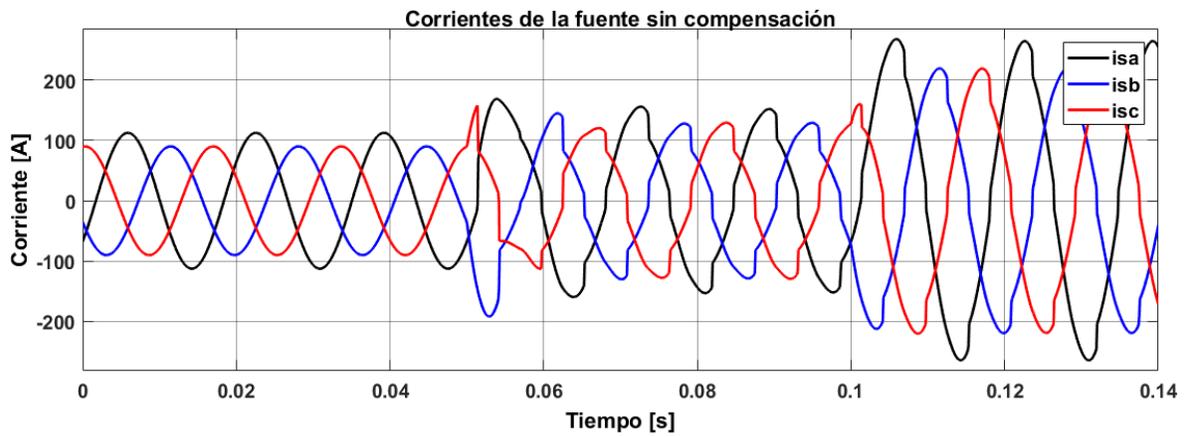


Figura 6.6: Corrientes abc de la fuente antes de la compensación (Control I-MPC).

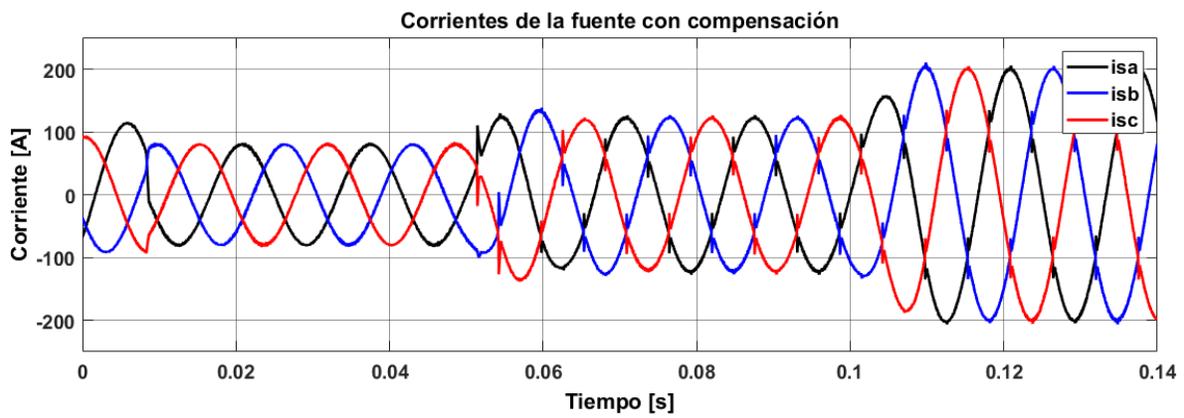


Figura 6.7: Corrientes en la fuente después de la compensación con control I-MPC.

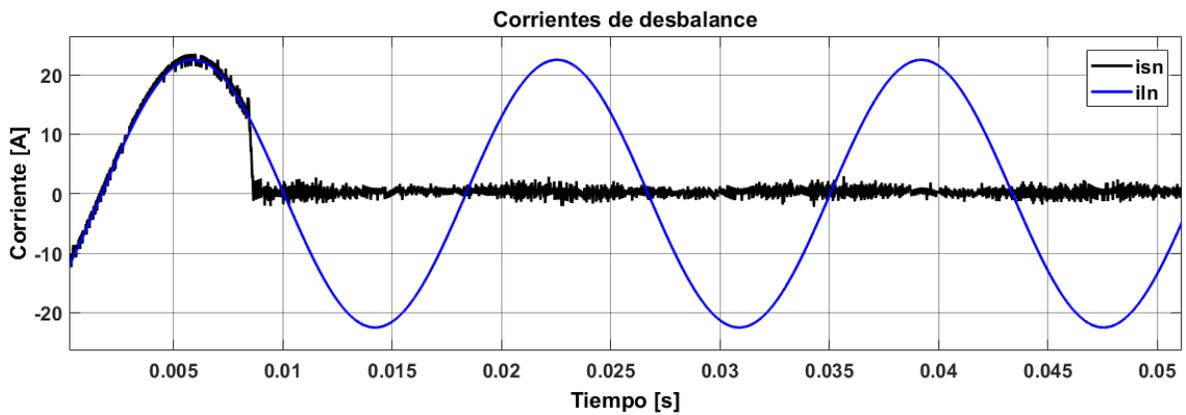


Figura 6.8: Compensación de corriente de desbalance por control I-MPC.

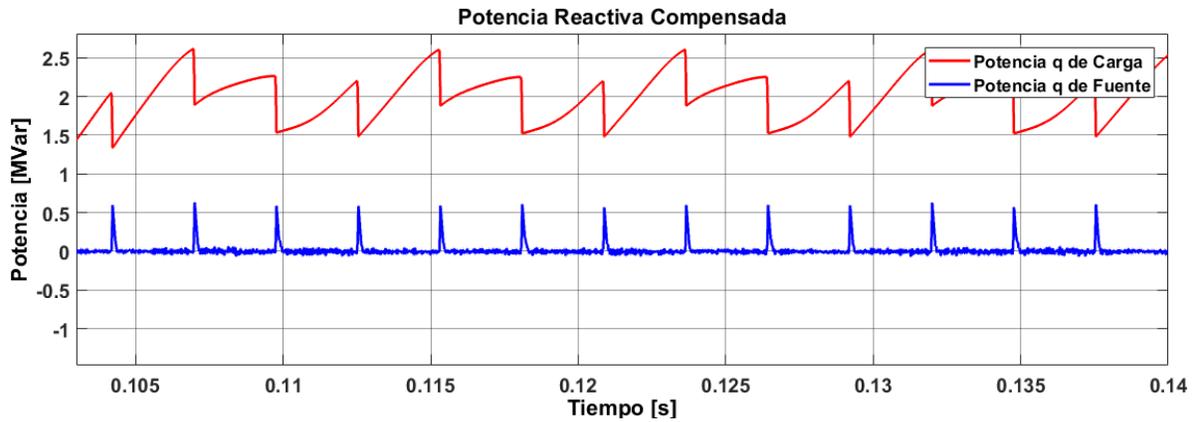


Figura 6.9: Compensación de potencia reactiva en la fuente por control I-MPC.

La compensación de corriente de desbalance y potencia reactiva en la fuente son presentadas en las Fig.6.8 y 6.9 respectivamente.

El %THD para este análisis es de %11.21 antes de la compensación, medido en un intervalo de dos ciclos a partir de los 0.06 segundos de simulación, y de %4.60 después de compensar, medido en el mismo intervalo.

Los índices de calidad para el desempeño del sistema con control I-MPC se muestran en la tabla 6.6.

Índice de calidad	Antes de compensación	Después de compensación
%THD	11.21	4.60
Desbalance	20% (Fase a)	≈ 0
FP	0.8(-)	≈ 1.0

Tabla 6.6: Índices de calidad antes y después de compensar (Control I-MPC).

La tabla 6.7 muestra un resumen acerca de el número de vectores evaluados por distintas estrategias de control predictivo.

Control Predictivo					
Niveles	Número de vectores evaluados				
	Total de vectores	Eliminación de vectores redundantes	Vectores adyacentes	Angulo	I-MPC
3	27	19	7	-	1
5	125	61	7	-	1
7	343	127	7	-	1
9	729	217	7	-	1
11	1331	331	7	-	1

Tabla 6.7: Carga computacional de estrategias.

6.5. Conclusiones

Aunque por medio de la eliminación de los vectores redundantes, el control disminuye el número de cálculos realizados, el algoritmo sigue teniendo una alta carga computacional que es dependiente del número de niveles del convertidor. La selección de vectores adyacentes permite independizar la carga computacional del número de niveles, sin embargo la estrategia tiene un mejor desempeño con corrientes de referencia sinusoidales, y en aplicaciones como compensadores son corrientes distorsionadas por lo que se perjudica en flexibilidad del seguimiento en los picos de distorsión. Definir un ángulo para la selección de vectores considera un mayor número de vectores a evaluar que solo los adyacentes, sin embargo permite mayor dinámica y reduce suficientemente los cálculos realizados. El control I-MPC reduce considerablemente la carga computacional al no evaluar vectores y calcular las tensiones de los brazos directamente.

Capítulo 7

Conclusiones Generales y recomendaciones

El trabajo de tesis para Evaluación de estrategias de control predictivo muestra un panorama completo del control aplicado a compensadores de tipo DSTATCOM multi-nivel, presentando un desarrollo que sirve de guía para la implementación del sistema propuesto y del cual son analizadas estrategias que pueden ser utilizadas según los objetivos de aplicación en trabajos futuros en relación al tema.

Se realizó una investigación de los problemas típicos de calidad de la energía con origen en las cargas, de las cuales se concluyó que la corriente armónica, de desbalance y de reactivos tienen efectos perjudiciales tanto para la carga como para el sistema en general, haciendo ineficiente el suministro de energía. En este sentido el trabajo aporta un resumen de definición, causas y efectos, además de su mitigación por medio de compensadores estáticos. Se presenta el funcionamiento de un esquema DSTATCOM y se desarrolló un algoritmo para simulación de este proceso con una metodología de la Teoría P-Q ya existente e inyectando las corrientes por fuentes controladas. Se puede demostrar así, que el compensador puede entregar la distorsión a la carga permitiendo un suministro sin problemas de calidad de energía. Los resultados de simulación muestran índices de THD de 11.21 % antes y de 1.54 % después de la compensación, desbalance nulo y un factor de potencia unitario. Sin embargo, en la práctica las corrientes de compensación son generadas por un convertidor donde su estructura y funcionamiento son mencionados en este trabajo y se demuestra que un convertidor multinivel modular

puede ser aplicado con una secuencia de activación. La operación del convertidor depende de un control para emular la corriente de salida y es el convertidor multinivel el que realiza una señal de corriente escalonada para lograr alcanzar los niveles de tensión requeridos para aplicaciones de media tensión. Se puede concluir de esta parte que para asegurar la correcta compensación por medio de la suma de tensiones en los módulos en cascada el bus completo deberá ser mayor que la amplitud pico a pico de la tensión de línea de la red. Se aporta el desarrollo de la compensación de un sistema de distribución por medio de simulación y los resultados obtenidos son de un THD de 4.13 %, además un desbalance casi nulo y FP unitario aplicados en la misma carga medida anteriormente.

Se desarrolló modelos de control predictivo basados en convertidores con conductor neutro en dos topologías existentes, y se desarrollan algoritmos para la secuencia de activación de interruptores para convertidores multinivel modulares, además de implementar algunos algoritmos como el de control de corrientes de referencia para el funcionamiento del compensador, simulando una red con problemas de calidad de energía.

El esquema propuesto aplicado con distintas estrategias de control predictivo, compensa satisfactoriamente para distintos problemas del sistema. La flexibilidad del MPC permite distintos objetivos de control, además incluir estrategias de restricción de vectores con un bajo costo computacional. Además es posible aplicar un control predictivo invertido I-MPC que ofrece la posibilidad de aplicarse en un compensador con convertidores más complejos, como lo es el convertidor multinivel modular, con un menor costo computacional y demostrando tener un desempeño adecuado. Los resultados de simulación muestran un THD de 4.6 %, desbalance casi nulo y un FP unitario.

Para trabajos futuros se recomienda una serie de puntos que complementan o son una continuación de lo que se trabajó en esta tesis.

- Probar un modelo de inyección de armónicos para controlar la distorsión por partes.
- Tomar en cuenta la distorsión de tensión como problema de calidad de energía,

considerando disminuciones y aumentos de tensión, entre otros.

- No considerar un sistema con fuentes rígidas, es decir, tomar en cuenta la impedancia entre la carga y la fuente.
- Considerar en el control, el balance de las tensiones en condensadores.
- Ponderar factores de peso a otras restricciones en la función de costo, que consideren los problemas de calidad.
- Realizar una combinación de estrategias para reducir el número de cálculos del control con las estrategias presentadas.
- Probar las estrategias en distintas aplicaciones.

Bibliografía

- [1] Rodriguez, J., Kazmierkowski, M. P., Espinoza, J. R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H. A., and Rojas, C. A. (2012). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1003-1016.
- [2] Kouro, S., Cortés, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodríguez, J. (2008). Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(6), 1826-1838.
- [3] Pirouz, H. M., and Bina, M. T. (2010). Modular multilevel converter based STATCOM topology suitable for medium-voltage unbalanced systems. *Journal of Power Electronics*, 10(5), 572-578.
- [4] Muñoz-Galeano, N., López-Lezama, J. M., and Villada-Duque, F. (2018). Dedución de los Estados de Conmutación para los Inversores Multinivel VSC-MMC. Descripción Orientada a la Enseñanza en Ingeniería. *Formación universitaria*, 11(1), 115-126.
- [5] Guan, W., Huang, S., Luo, D., and Rong, F. (2019). A Reverse Model Predictive Control Strategy for a Modular Multilevel Converter. *Energies*, 12(2), 297.
- [6] Cortes, P., Wilson, A., Kouro, S., Rodriguez, J., and Abu-Rub, H. (2010). Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8), 2691-2699.
- [7] Ghosh, A., and Ledwich, G. (2012). Power quality enhancement using custom power devices. Springer Science and Business Media.

- [8] Kavitha, V., and Subramanian, K. (2017, April). Investigation of power quality issues and its solution for distributed power system. In 2017 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT) (pp. 1-6). IEEE.
- [9] Das, E., Banerji, A., and Biswas, S. K. (2017, December). State of art control techniques for DSTATCOM. In 2017 IEEE Calcutta Conference (CALCON) (pp. 268-273). IEEE.
- [10] Habetler, T. G., and Harley, R. G. (2001). Power electronic converter and system control. *Proceedings of the IEEE*, 89(6), 913-925.
- [11] Rohani, A., and Joorabian, M. (2014, February). Modeling and control of DSTATCOM using adaptive hysteresis band current controller in three-phase four-wire distribution systems. In The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014) (pp. 291-297). IEEE.
- [12] Singh, B., Jayaprakash, P., Kothari, D. P., Chandra, A., and Al Haddad, K. (2014). Comprehensive study of DSTATCOM configurations. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(2), 854-870.
- [13] Tooski, P. Y., Eskandari, B., and Azizi, M. R. (2018, February). Three-phase four-wire compensator in distribution system; Detailed simulation for implementation. In 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC) (pp. 206-211). IEEE.
- [14] Cheng, Y., Qian, C., Crow, M. L., Pekarek, S., and Atcitty, S. (2006). A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a STATCOM with energy storage. *IEEE transactions on industrial electronics*, 53(5), 1512-1521.
- [15] Sato, Y., Iimura, M., Dodo, Y., and Obara, H. (2015, September). A study on minimum required capacitance in flying capacitor multilevel converters for grid-connected applications. In 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (pp. 3502-3507). IEEE.
- [16] Rodriguez, J., Lai, J. S., and Peng, F. Z. (2002). Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 49(4), 724-738.

- [17] Xu, C., Dai, K., Kang, Y., and Liu, C. (2015, March). Characteristic analysis and experimental verification of a novel capacitor voltage control strategy for three-phase MMC-DSTATCOM. In 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (pp. 1528-1533). IEEE.