



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO MULTI-OBJETIVO  
PARA UN FILTRO ACTIVO EN PARALELO TRIFÁSICO DE TRES HILOS**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA,  
MENCIÓN ELÉCTRICA

**PATRICIO JAVIER SANTIS TRIGO**

PROFESORA GUÍA:  
DORIS SÁEZ HUEICHAPAN

PROFESOR CO-GUÍA:  
ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
RODRIGO MORENO VIEYRA  
ALFREDO NÚÑEZ VICENCIO  
MARCELO PÉREZ LEIVA

SANTIAGO DE CHILE  
2016

RESUMEN DE TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA ING.,  
MENCION ELÉCTRICA Y AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO.

ALUMNO: PATRICIO JAVIER SANTIS TRIGO

PROFESORA GUÍA: DORIS ANDREA SÁEZ HUEICHAPAN

PROFESOR CO-GUÍA: JESÚS ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

FECHA: JUNIO 2016

## DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVO MULTI-OBJETIVO PARA UN FILTRO ACTIVO EN PARALELO TRIFÁSICO DE TRES PIERNAS

El desarrollo y evolución de inversores ha aumentado en los últimos años debido a la gran cantidad de aplicaciones que incluyen estos dispositivos, entre ellas se cuenta la conversión de la energía, tracción eléctrica, máquinas y generación distribuida. Además, el control de estos dispositivos ha sido un tema muy estudiado, ya que se requiere convertir la energía eficientemente para aprovechar al máximo la generación de esta. El control predictivo basado en modelos (MPC) es una estrategia prometedora para el control de inversores, la cual tiene como característica el uso de modelos matemáticos del sistema para predecir comportamientos futuros y seleccionar acciones de control apropiadas.

Dentro de las ventajas de MPC es que se pueden controlar varias variables con una sola ley de control. Esto puede lograrse mediante la introducción de los objetivos de control en la función de costo. Cada término adicional en la función tiene un factor de ponderación específico. Estos parámetros tienen que ser diseñado correctamente con el fin de lograr el rendimiento deseado, ya que la mala elección de estos puede provocar la inestabilidad del sistema.

El primer objetivo de esta tesis es el diseño de una estrategia de control predictivo multi-objetivo para inversores, con el fin de evitar la selección de los ponderadores dentro de la función de costo de MPC. Esto se realizó para los métodos de control predictivo de estado finito (FCS-MPC) y control predictivo modulado ( $M^2PC$ ). Para obtener la solución del problema se encuentra la frontera óptima de Pareto, evaluando todos los estados de conmutación factibles, aprovechando la naturaleza discreta del inversor. Luego la acción de control se escoge mediante el algoritmo  $\varepsilon - constraint$ . Como resultado se obtuvo que no fue necesario la elección de pesos, ya que con esta formulación la solución del problema se puede escoger flexiblemente y a criterio del diseñador, no obstante se debe seleccionar un parámetro  $\varepsilon$ , el cual tiene relación directa con el rendimiento. Finalmente el criterio del diseñador es más fácil de elegir que el peso. Asimismo, la propuesta multi-objetivo presenta todas las características de MPC, por ejemplo, compensación de retardos, fácil inclusión de no linealidades y restricciones, entre otras. El segundo objetivo corresponde al diseño de un método para la sintonización de MPC. Como la frontera de Pareto es difícil de obtener en tiempo real, se busca emular el comportamiento del problema multi-objetivo (MO-MPC) en FCS-MPC. Para ello se genera un simulador de la planta real con tal de obtener la respuesta del sistema. Basado en la frontera de Pareto dinámica, es posible estimar un ponderador  $\lambda(k)$ , que conecte FCS-MPC con MO-MPC en el instante  $k$  ( $J = J_1 + \lambda(k)J_2$ ). Con ello se utiliza una función de  $\lambda(k)$  en vez de un valor fijo en la función de costo. Se comprobó que esta forma de sintonización logra emular el comportamiento de MO-MPC, y es capaz de adaptarse a distintas condiciones del sistema, dado el modelo dinámico del ponderador.

Para validar las propuestas de esta tesis se utilizó la topología de un filtro activo de potencia en paralelo (SAPF). Se observó que este sistema es capaz de compensar reactivos, armónicos y desbalances indistintamente de la carga no lineal utilizada.

Por último, se realizó una implementación experimental para validar la propuesta multi-objetivo para  $M^2PC$ . Se utilizaron diversas condiciones en la frontera de Pareto, obteniéndose que el criterio con mejores resultados es escoger la acción de control más cercana al origen dentro de la frontera, debido a que se minimizan todos los objetivos al mismo tiempo, con igual importancia.

*Dedicado a todo aquel que creyó en mi...  
y en especial a mi madre, Rosa Trigo V., porque gracias a ella estoy aquí.*

# Agradecimientos

Es difícil expresar un sentimiento de gratitud para plasmar el término del ciclo más importante de mi vida en tan solo una página. No obstante, intentaré llevar a cabo un pequeño mensaje a cada persona presente en esta etapa.

Primeramente, doy las gracias a mi madre Rosa, por estar siempre presente y apoyarme en todo momento. Levantarse temprano a servirme el desayuno, darme comida después de wing chun y trabajar, a pesar de estar muy cansada, para que no faltará nada en la casa. También, agradezco a mi hermano, Matías, quien me entregó alegrías y un apoyo incondicional; y estaré eternamente agradecido de mi abuela Marina, quien me crió y cuidó ,hasta el día de hoy. Asimismo, mencionó a los reyes del hogar, el Bolita, la Sherezade y la Blanquita. Finalmente, doy gracias a mi familia, primos, primas, tíos y tías (son muchos, así que no los mencionaré), ya que fueron una gran ayuda en momentos difíciles.

Agradezco al amor de mi vida, Catalina Vidal A. ♡, que me ha aguantado todo este tiempo y ha sido el pilar fundamental en mi vida; mi cable a tierra, mi amiga, mi amante y la motivación para terminar esta etapa.

Doy las gracias a mis segundos padres, mi madrina (la Cana) y mi padrino (jefe Richard), porque son parte importante de mi vida y mucho de lo que tengo se los debo a ellos.

Quiero agradecer a mis amigos, quienes siempre tuvieron una palabra de apoyo y tiempo para compartir conmigo. Doy las gracias a mis amigos de verdad (Linda, Memo, Carito, Culito); a los de la U (Toño, Raúl, Caro, Líder, Tomi, Elzo, Jaureguio, Leo); a mis amigos de mechón (Alex, Herny, Cami, y muchos más). Gracias por los bellos momentos y las gratas conversaciones.

Agradezco enormemente a mi profesora guía, Doris Sáez, porque sin el apoyo de ella nunca habría terminado este trabajo, ya que siempre confió en mi y estaba dispuesta ayudarme en cualquier momento. También, quiero dar las gracias a mi profesor guía, Roberto Cárdenas, quien siempre estuvo dispuesto a discutir todas las dudas y ayudarme a implementar el trabajo de la tesis. Para terminar, expreso mi gratitud hacia el profesor Alfredo Núñez, quien también me ayudó en distintas etapas del trabajo.

Por último, agradezco el apoyo para el desarrollo de la tesis de magíster a CONICYT (becario de magíster nacional); proyecto FONDECYT no. 1140775 “Design of Robust Predictive Control Strategies for the Operation of Microgrids with High Penetration of Renewable Energy”, 2014-2016; y proyecto FONDECYT no. 1140337. “Modular Multilevel Converter Technologies for High Power Drives”, 2014-2017.

Gracias totales!!

# Tabla de contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Objetivos	2
1.2. Alcances del trabajo	2
1.3. Estructura de la tesis	3
<b>2. Control predictivo en inversores: estado del arte</b>	<b>4</b>
2.1. Estrategias de control en inversores	5
2.2. Estado del arte	6
2.2.1. Control predictivo basado en modelos para inversores	6
2.2.2. Técnicas de sintonización de control predictivo en inversores	14
2.2.3. Discusión	15
<b>3. Control predictivo de estado finito para un filtro activo en paralelo</b>	<b>16</b>
3.1. Descripción de un filtro activo en paralelo	17
3.2. FCS-MPC para el filtro activo	21
3.3. Diseño de referencias para el controlador MPC	25
3.4. Resultados por simulación del SAPF para FCS-MPC	26
3.5. Diseño de control predictivo multi-objetivo	30
3.6. MO-MPC para un filtro activo con un inversor de dos niveles	34
3.7. MO-MPC para un filtro activo con un inversor de tres niveles	40
3.8. Discusión	46
<b>4. Control predictivo modulado</b>	<b>48</b>
4.1. MPC modulado para un inversor de dos niveles	48
4.2. MPC modulado para un inversor de tres niveles	52
4.3. Resultados por simulación para M <sup>2</sup> PC	55
4.3.1. Inversor de dos niveles	55
4.3.2. Inversor de tres niveles	61
4.4. Diseño propuesto de MPC modulado multi-objetivo	69
4.5. Resultados por simulación para la propuesta M <sup>2</sup> PC multi-objetivo	72
4.5.1. Filtro activo para un inversor de dos niveles	72
4.5.2. Filtro activo para un inversor de tres niveles	76
4.6. Discusión	78
<b>5. Resultados experimentales</b>	<b>79</b>
5.1. Bases de evaluación	79

5.2.	Control predictivo modulado mono-objetivo . . . . .	81
5.2.1.	Carga resistiva desbalanceada . . . . .	81
5.2.2.	Carga no lineal balanceada . . . . .	84
5.2.3.	Carga no lineal desbalanceada . . . . .	86
5.2.4.	Carga no lineal (diodo) . . . . .	88
5.3.	Control predictivo modulado multi-objetivo . . . . .	92
5.3.1.	Carga resistiva desbalanceada . . . . .	92
5.3.2.	Carga no lineal (diodo) . . . . .	96
5.4.	Discusión . . . . .	100
<b>6.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>102</b>
6.1.	Aportes de la tesis . . . . .	104
6.2.	Trabajos futuros . . . . .	104
6.3.	Publicaciones generadas . . . . .	105
	<b>Bibliografía</b>	<b>106</b>
<b>7.</b>	<b>Anexos</b>	<b>114</b>
7.1.	Anexo A: Controladores clásicos en un filtro activo . . . . .	114
7.1.1.	Controlador de corriente por histéresis . . . . .	114
7.1.2.	Controlador lineal con modulación PWM . . . . .	116
7.1.3.	Resultados de simulación de controladores clásicos . . . . .	117
7.2.	Anexo B: Gráficos de las simulaciones . . . . .	122
7.3.	Anexo C: Modelo Takagi & Sugeno para las señales de los ponderadores . . . . .	124
7.4.	Anexo D: Criterio de solución para la optimización multi-objetivo: $\varepsilon - constraint$	126
7.5.	Anexo E: Respuesta para ponderadores escogidos de forma arbitraria . . . . .	127
7.6.	Anexo F: MO-MPC con horizonte de predicción a $N$ pasos para un SAPF con NPC . . . . .	128
7.7.	ANEXO G: Conceptos básicos en convertidores . . . . .	133
7.7.1.	A. Distorsión armónica . . . . .	133
7.7.2.	B. Frecuencia de conmutación . . . . .	134
7.7.3.	C. Inversor multinivel . . . . .	135

# Índice de figuras

2.1. Formas de control para convertidores . . . . .	5
3.1. Diagrama esquemático de un SAPF trifásico de dos niveles. . . . .	18
3.2. Circuito monofásico equivalente para el filtro activo en paralelo. . . . .	18
3.3. Diagrama de control MPC implementado en SAPF. Modificado de [53] . . . . .	21
3.4. Tiempos de operación para MPC en convertidores . . . . .	23
3.5. Diagrama de bloques de MPC con diseño de referencias. . . . .	26
3.6. Carga no lineal: puente rectificador de onda completa conectado a una carga $R$ .	26
3.7. Evolución de las corrientes del sistema antes y después de conectar el SAPF. . .	27
3.8. Espectro armónico de la corriente de la red del filtro activo . . . . .	28
3.9. Potencia activa y reactiva de la fuente y dinámica del voltaje en el dc-link. . . .	29
3.10. Tipos de carga no lineal . . . . .	29
3.11. Corrientes del filtro activo para la primera carga . . . . .	30
3.12. Corrientes del filtro activo para la segunda carga . . . . .	30
3.13. Frontera de Pareto y sus distintas soluciones [1]. . . . .	32
3.14. Frontera de Pareto del sistema SAPF en el instante $k = 1230$ . . . . .	34
3.15. Señal obtenida para $\lambda_2(k)$ . . . . .	35
3.16. Comparación entre $\lambda$ real y $\lambda$ estimado. . . . .	36
3.17. Corrientes del SAPF ante cambios de carga . . . . .	38
3.18. Potencia activa y reactiva para el SAPF ante cambios de carga . . . . .	38
3.19. Valores de $\lambda_2(k)$ para cambios de carga . . . . .	39
3.20. NPC conectado a una carga resistiva - inductiva [2]. . . . .	41
3.21. Estados de conmutación y vectores de voltaje de un inversor NPC [2]. . . . .	41
3.22. Dinámica de $\lambda_2(k)$ y $\lambda_3(k)$ para propuesta NPC. . . . .	44
3.23. Error de seguimiento de referencia para la corriente de compensación, para MO- MPC, FCS-MPC y control PI . . . . .	45
3.24. Diferencia de voltaje en los condensadores del inversor NPC . . . . .	46
4.1. Vectores válidos en $\alpha\beta$ para el inversor de dos niveles [3] . . . . .	49
4.2. Esquema de control para M <sup>2</sup> PC en un inversor de dos niveles [3] . . . . .	49
4.3. Patrón de conmutación para los vectores óptimos [3] . . . . .	50
4.4. Compensación del retardo para M <sup>2</sup> PC . . . . .	52
4.5. Hexágonos del inversor de tres niveles . . . . .	53
4.6. Ejemplo de patrón simétrico para el hexágono pequeño en el sector I [4]. . . . .	54
4.7. Ejemplo de patrón simétrico para el hexágono mediano en el sector I [4]. . . . .	54
4.8. Esquema de control para M <sup>2</sup> PC en un inversor de tres niveles [5] . . . . .	55

4.9. Inversor de voltaje conectado a una carga RL [3] . . . . .	56
4.10. Corrientes en $\alpha\beta$ para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u. . . . .	56
4.11. Espectro armónico de la corriente utilizando FCS-MPC . . . . .	57
4.12. Espectro armónico de la corriente utilizando M <sup>2</sup> PC . . . . .	57
4.13. Corrientes de la carga en $\alpha\beta$ para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6. p.u. en $t = 0.12 s$ . . . . .	58
4.14. Voltajes fase neutro para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6. p.u. en $t = 0.12 s$ . . . . .	58
4.15. Corrientes de la red para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en el filtro activo . . . . .	60
4.16. Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando FCS-MPC . . . . .	60
4.17. Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando M <sup>2</sup> PC . . . . .	60
4.18. Corrientes en $abc$ para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u. . . . .	62
4.19. Voltaje de condensador para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u. . . . .	63
4.20. Espectro armónico de la corriente utilizando FCS-MPC . . . . .	63
4.21. Espectro armónico de la corriente utilizando M <sup>2</sup> PC . . . . .	63
4.22. Corrientes de la carga en $\alpha\beta$ para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6 p.u. en $t = 0.1 s$ . . . . .	64
4.23. Voltajes fase-fase para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6 p.u. en $t = 0.1 s$ . . . . .	64
4.24. Corrientes de la red para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC, en el filtro activo con inversor NPC. . . . .	66
4.25. Voltaje del <i>dc-link</i> para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC en p.u., en el SAPF con inversor NPC. . . . .	67
4.26. Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando FCS-MPC . . . . .	67
4.27. Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando M <sup>2</sup> PC . . . . .	67
4.28. Ejemplo de frontera de Pareto para M <sup>2</sup> PC . . . . .	70
4.29. Ejemplo condición de Pareto para M <sup>2</sup> PC . . . . .	71
4.30. Representación gráfica de los objetivos de MPC. . . . .	71
4.31. Potencia reactiva en la red para el SAPF con MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	73
4.32. Potencia activa en la red para el SAPF con MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	73
4.33. Corriente suministrada por la fuente en el filtro activo para distintas condiciones de Pareto. . . . .	74
4.34. corrientes de la fuente para M <sup>2</sup> PC y MO-M <sup>2</sup> PC, respectivamente . . . . .	75
4.35. Potencia reactiva suministrada por la fuente para M <sup>2</sup> PC y MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	75
4.36. Diferencia de voltaje en los capacitores del dc-link para distintas condiciones de Pareto. . . . .	76
4.37. Corriente de la fuente para distintas condiciones de Pareto. . . . .	77
5.1. Sistema experimental del SAPF con un inversor de dos niveles . . . . .	80
5.2. Inversor de dos niveles utilizado en el sistema experimental . . . . .	80
5.3. Antes y después de conectar el SAPF ante una carga resistiva desbalanceada con M <sup>2</sup> PC . . . . .	81
5.4. Corriente en la carga con M <sup>2</sup> PC . . . . .	82
5.5. Corriente en la red con M <sup>2</sup> PC . . . . .	82
5.6. Corriente en el inversor con M <sup>2</sup> PC . . . . .	83
5.7. Corriente en la carga con M <sup>2</sup> PC . . . . .	83
5.8. Corriente en la red con M <sup>2</sup> PC . . . . .	84
5.9. Antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal balanceada con M <sup>2</sup> PC . . . . .	84

5.10. Corriente en la carga con M <sup>2</sup> PC . . . . .	85
5.11. Corriente en la red con M <sup>2</sup> PC . . . . .	85
5.12. Corriente en el inversor con M <sup>2</sup> PC . . . . .	86
5.13. Antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal desbalanceada con M <sup>2</sup> PC . . . . .	86
5.14. Corriente en la carga con M <sup>2</sup> PC . . . . .	87
5.15. Corriente en la red con M <sup>2</sup> PC . . . . .	88
5.16. Corriente en el inversor con M <sup>2</sup> PC . . . . .	88
5.17. Antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal (diodo) con M <sup>2</sup> PC . . . . .	89
5.18. Corriente en la carga con M <sup>2</sup> PC . . . . .	90
5.19. Corriente en la red con M <sup>2</sup> PC . . . . .	90
5.20. Corriente en el inversor con M <sup>2</sup> PC . . . . .	90
5.21. Corriente en la red para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio cercano al origen . . . . .	93
5.22. Corriente de la red para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio $\varepsilon - constraint$ . . . . .	93
5.23. Corriente en el filtro para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio cercano al origen . . . . .	94
5.24. Corriente del filtro para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio $\varepsilon - constraint$ . . . . .	94
5.25. Cumplimiento de criterio multi-objetivo para el error de la potencia reactiva para la carga resistiva desbalanceada . . . . .	95
5.26. Corriente en la red para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio cercano al origen . . . . .	96
5.27. Corriente de la red para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio $\varepsilon - constraint$ . . . . .	97
5.28. Corriente en el filtro para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio cercano al origen . . . . .	97
5.29. Corriente del filtro para MO-M <sup>2</sup> PC con criterio $\varepsilon - constraint$ . . . . .	98
5.30. Cumplimiento de criterio multi-objetivo para la potencia reactiva . . . . .	99
5.31. Señal de corriente en la red. a) sin compensación del retardo. b) con compensación del retardo . . . . .	101
5.32. Control del dc-link . . . . .	101
7.1. Control de corriente por histéresis [6] . . . . .	114
7.2. Diagrama de control utilizado para generar la referencia de corriente de compensación de SAPF con un controlador HCC. . . . .	115
7.3. Lazos anidados de corriente y voltaje dc-link. . . . .	116
7.4. Diagrama de bloques PLL . . . . .	117
7.5. Lugar geométrico de la raíz para el control de voltaje en el dc-link . . . . .	118
7.6. Espectro armónico de la corriente de la fuente ( $i_{sa}$ ) para el control HCC. . . . .	119
7.7. Lugar geométrico de la raíz para el control de corriente . . . . .	120
7.8. Rendimiento del PLL . . . . .	120
7.9. Espectro armónico de la corriente de la fuente ( $i_{sa}$ ) para el control PI. . . . .	121
7.10. Respuesta dinámica de la corriente de la fuente para el control HCC, PI y MPC, ante un cambio en $R_L$ en $t = 0.1[s]$ , para la fase $b$ ( $i_{sb}$ ). . . . .	122
7.11. Simulación de SAPF para MO-MPC. . . . .	123
7.12. Simulación de SAPF para MPC con $\lambda$ promedio. . . . .	123
7.13. Simulación de SAPF para MPC con $\lambda$ ARX. . . . .	123
7.14. Conjuntos de identificación para $\lambda_2$ difuso. . . . .	125
7.15. Simulación de SAPF bajo propuesta de $\lambda_{fuzzy}$ . . . . .	126
7.16. Criterio basado en el método de restricción- $\varepsilon$ . . . . .	127
7.17. Predicción de corriente de compensación para uno, dos, tres y cuatro pasos . . . . .	131
7.18. Ejemplo de generación de una onda sinusoidal con tercer armónico . . . . .	133

# Índice de tablas

2.1. Estados de conmutación para diferentes topologías de inversores, sin conexión a neutro . . . . .	8
2.2. Tabla resumen para los distintos enfoques de MPC en convertidores . . . . .	13
3.1. Parámetros del filtro activo a utilizar . . . . .	27
3.2. Ejemplo de la selección de $s(k + 1)$ para MO-MPC . . . . .	34
3.3. Resultados para MO-MPC . . . . .	37
3.4. THD en cada cambio carga . . . . .	39
3.5. Tiempo de estabilización para cada cambio de carga . . . . .	40
3.6. Estados de conmutación para NPC . . . . .	40
3.7. Resultados para NPC . . . . .	44
4.1. Voltajes fase-fase para la salida del inversor de dos niveles . . . . .	49
4.2. Parámetros para la simulación . . . . .	56
4.3. Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de dos niveles conectado a una carga RL . . . . .	59
4.4. Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de dos niveles conectado a una carga RL . . . . .	59
4.5. Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de dos niveles . . . . .	61
4.6. Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de dos niveles . . . . .	61
4.7. Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de tres niveles conectado a una carga RL . . . . .	65
4.8. Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de tres niveles conectado a una carga RL . . . . .	65
4.9. Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de tres niveles . . . . .	68
4.10. Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M <sup>2</sup> PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de tres niveles . . . . .	68

5.1. THD antes y después de conectar el SAPF para una carga resistiva desbalanceada con M <sup>2</sup> PC . . . . .	82
5.2. THD antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal balanceada con M <sup>2</sup> PC . . . . .	85
5.3. THD antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal desbalanceada con M <sup>2</sup> PC . . . . .	87
5.4. THD antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal (diodo) con M <sup>2</sup> PC . . . . .	89
5.5. Resumen de resultados para el control predictivo modulado mono-objetivo . . .	91
5.6. THD antes y después de conectar el filtro activo con MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	92
5.7. THD antes y después de conectar el filtro activo con MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	98
5.8. Resumen de resultados para MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	99
5.9. Resumen de resultados de THD para MO-M <sup>2</sup> PC . . . . .	100
7.1. Resultados para pruebas del controlador HCC . . . . .	118
7.2. Valor de armónicos para la corriente de la fuente para el control HCC . . . . .	118
7.3. Resultados para el controlador PI con PWM . . . . .	121
7.4. Valor de armónicos para la corriente de la fuente para el control PI . . . . .	121
7.5. Resultados obtenidos para modelo de $\lambda_{fuzzy}$ . . . . .	125
7.6. Parámetros modelo de $\lambda_{fuzzy}$ . . . . .	126
7.7. Otros parámetros modelo de $\lambda_{fuzzy}$ . . . . .	126
7.8. Resultados obtenidos para $\lambda$ arbitrario. . . . .	127
7.9. Indicadores para el error de predicción de voltaje de los capacitores de NPC . .	130
7.10. Indicadores para el error de predicción de corriente de compensación . . . . .	131
7.11. Indicadores para la predicción del voltaje de la carga ( $V_L$ ) . . . . .	131
7.12. Indicadores para la predicción de la referencia de corriente de compensación . .	132
7.13. Indicadores para el error de corriente de compensación . . . . .	132
7.14. Diferencia de voltaje entre capacitores de NPC . . . . .	133
7.15. Resultados para NPC . . . . .	133
7.16. Límites de distorsión de voltaje según el estándar IEEE - 519 [7] . . . . .	134

# 1 Introducción

El interés por la investigación de convertidores de potencia ha crecido mucho durante el último tiempo debido a la gran cantidad de aplicaciones que incluyen estos dispositivos, entre ellas se tiene la conversión de la energía, tracción eléctrica, máquinas y generación distribuida. Asimismo, el control de estos ha sido muy estudiado, ya que se requiere convertir la energía eficientemente para aprovechar al máximo la generación de esta. Para ello, existen diversas estrategias de regulación, los más utilizados son las técnicas convencionales, como el control por histéresis y el controlador proporcional-integral (PI). Hoy en día, gracias a la evolución y aumento en la capacidad de microprocesadores y tecnologías de procesamiento de señales, han permitido la implementación de métodos de control modernos ideados para satisfacer la creciente demanda de los convertidores en la industria. El control predictivo basado en modelos (MPC) es uno de estos métodos, el cual tiene como característica el uso de modelos matemáticos del sistema para predecir comportamientos futuros y seleccionar acciones de control apropiadas.

Dentro de las ventajas de MPC es que se pueden incluir varios objetivos de control, restricciones y no linealidades en una sola ley de control. De esta manera es posible controlar algunas variables típicas en convertidores como corriente, voltaje, potencias, torque, flujo, entre otras. Esto puede lograrse mediante la introducción de los objetivos de control en la función de costo. Sin embargo, la combinación de dos o más variables en una función de costo no es una tarea sencilla cuando estos poseen diferentes unidades y órdenes de magnitud. Cada término adicional tiene un factor de ponderación específico, que se utiliza para manejar la importancia relativa de ese término en relación con los otros objetivos. Estos parámetros tienen que ser diseñado correctamente con el fin de lograr el rendimiento deseado. Lamentablemente, no existen métodos analíticos o numéricos, o teorías de control para ajustar estos parámetros, y en la actualidad se determinan en base a procedimientos heurísticos. Con respecto a esto, en esta tesis se propone una estrategia de control predictivo multi-objetivo con el fin de evitar seleccionar estos ponderadores. Adicionalmente, se estudia un método para sintonizar MPC.

Primeramente se diseñará una técnica multi-objetivo para MPC de estado finito (FCS-MPC) y MPC modulado (M<sup>2</sup>PC). En este caso, la función de costos se planta de forma vectorial y se resuelve mediante distintas condiciones de optimalidad de Pareto.

Posteriormente, la técnica para sintonizar FCS-MPC se basa en emular la solución de la propuesta multi-objetivo. Para ello, en cada instante de tiempo se encuentra la frontera óptima de Pareto de las funciones de costo. Con esto se buscará una relación entre el ponderador y la acción de control calculada mediante la frontera de Pareto. Luego, una vez que se obtiene un ponderador como función de cada instante, el equivalente mono-objetivo de MPC se logra identificando un modelo dinámico del ponderador.

Los objetivos para el trabajo de esta tesis se mencionan a continuación:

## 1.1. Objetivos

El objetivo principal de la tesis es el diseño e implementación de estrategias de control predictivo basado en optimización multi-objetivo, para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC. Además, el desarrollo de un método para sintonizar MPC.

Entre los objetivos específicos de este trabajo se encuentran:

- Desarrollar un simulador del filtro activo basado en sus ecuaciones fenomenológicas, para un inversor de dos y tres niveles. Esto se logra con el software Matlab-Simulink.
- Implementar por simulación algoritmos convencionales de control predictivo de estado finito y modulado, para el filtro activo con un inversor de dos y tres niveles.
- Diseñar y simular algoritmos de control predictivo de estado finito y modulado, basados en la propuesta multi-objetivo, para el filtro activo y un inversor de dos y tres niveles.
- Una vez que la frontera óptima de Pareto es obtenida como una función de cada instante (frontera dinámica), identificar un modelo dinámico para el factor de ponderación de la función de costo. De esta forma será posible sintonizar MPC.
- Implementar a través de un sistema experimental las estrategias de control propuestas, con tal de evaluar su desempeño ante distintos escenarios.

## 1.2. Alcances del trabajo

En esta tesis se diseñará una nueva estrategia de control predictivo basada en optimización multi-objetivo para inversores, utilizando como requisito de optimalidad la frontera de Pareto. Los métodos de predicción y modelación para el controlador serán los ya establecidos en la literatura. En este caso el enfoque multi-objetivo se utilizará para establecer condiciones de operación en el inversor, por ejemplo, minimizar la potencia activa, mientras que la potencia reactiva de la red no supere un cierto umbral. Esto se programará en el software Matlab-Simulink. Estas formas de control se compararán con controladores clásicos (proporcional-integral e histéresis), mostrando la flexibilidad entregada por la técnica propuesta en cuanto a agregar restricciones al sistema.

En relación a la propuesta de optimización multi-objetivo, se implementará MPC de estado finito y MPC modulado; para el primer caso, se realizarán pruebas por simulación para inversores de dos y tres niveles, mostrando que independiente de la topología a utilizar este método funciona; para el segundo caso, no solamente se realizan pruebas por software, sino que también se implementará en un sistema experimental, mediante el hardware dSPACE. Con el fin de validar la técnica propuesta.

Además en esta tesis se propondrá un método de sintonización para MPC de estado finito, el cual consistirá en emular la solución del problema multi-objetivo, esto se logrará encontrando un ponderador que cumpla con este criterio.

### 1.3. Estructura de la tesis

Esta tesis se estructura de la siguiente manera: en el primer capítulo se presenta la introducción al trabajo, donde se plantea la motivación, el problema, los objetivos y alcances de la tesis.

En el segundo capítulo se desarrolla el problema a abordar, es por ello que se comienza por describir los tipos de convertidores de potencia y definir algunos conceptos necesarios para el entendimiento de la misma. Asimismo se especifica la definición de control predictivo utilizada en este trabajo. Por otro lado, se presenta el estado del arte, donde se tratan los dos temas principales de esta tesis, control predictivo y sintonización de esta estrategia para convertidores.

Luego, el tercer capítulo describe la topología que se utilizará a lo largo de la tesis, un filtro activo de potencia en paralelo. Se presenta una breve descripción bibliográfica, la estructura y ecuaciones del filtro activo y el funcionamiento de este. Además, describe la técnica de control predictivo de estado finito para el filtro activo. Aquí se presenta el diseño de la estrategia de control multi-objetivo propuesta. Se analizan y discuten los resultados obtenidos con este método. Además, se propone una nueva forma de emular la solución del problema multi-objetivo en uno mono-objetivo y con ello sintonizar MPC.

De la misma forma, en el capítulo cuatro, se explica la estrategia de control predictivo modulado. Se realiza una comparación con la técnica convencional. Por último, se desarrolla un diseño multi-objetivo, donde se analizan y discuten los resultados.

Posteriormente, el quinto capítulo se exponen los resultados obtenidos experimentalmente con la estrategia de control predictivo modulado, tanto para el problema convencional (mono-objetivo) y el propuesto (multi-objetivo). Se analizan y discuten los resultados obtenidos.

Finalmente, en el sexto capítulo, se entregan las conclusiones del trabajo realizado en base a los objetivos y alcances, también se plantean ideas para trabajos futuros.

## 2 Control predictivo en inversores: estado del arte

La conversión de energía es el cambio de una forma de energía eléctrica a otra, la conversión entre corriente alterna (AC, alternating current) y corriente directa o continua (DC, direct current), o simplemente cambiar el nivel de voltaje o la frecuencia, o alguna combinación de estos. Un convertidor de potencia (o conversor) es un dispositivo electro-mecánico utilizado esto. Básicamente, los conversores de potencia se componen de semiconductores y componentes pasivos [8].

Hay muchos tipos de conversores y cada aplicación requiere diferentes especificaciones que definen el esquema de la topología y el control más apropiado para ser utilizado. Estos se pueden clasificar en función de varios criterios. Una clasificación muy simple y útil considera el tipo de conversión de entrada a salida que el sistema realiza, en términos AC y DC. Esto lleva a cuatro tipos principales [8, 9, 10]:

- i) **Conversión AC-DC:** La conversión de AC a DC es llamada rectificación y el dispositivo utilizado se denomina rectificador.
- ii) **Conversión DC-DC:** Un convertidor DC-DC se utiliza para cambiar el nivel de voltaje de una fuente DC a otra. Según la relación entre las tensiones de entrada y salida, un convertidor DC-DC puede ser diseñado para reducir el nivel de tensión, para aumentar el nivel de tensión o ambos.
- iii) **Conversión DC-AC:** Un inversor es un dispositivo utilizado en la electrónica de potencia, el cual tiene por función convertir una señal continua a alterna (DC/AC), en otras palabras, cambiando una señal de entrada de corriente continua a una señal simétrica de salida de corriente alterna, con una magnitud, fase y frecuencia deseada.
- iv) **Conversión AC-AC:** La conversión AC-AC se puede realizar indirectamente a través de AC-DC-AC con la adición de un DC-link, lo cual logra la conversión de una tensión alterna con una magnitud y frecuencia fijas a una de amplitud y frecuencia controlada (variable).

Con respecto a los inversores, existen diversas formas de clasificarlos; una posible clasificación puede ser según el semiconductor presente en los interruptores: tiristores o transistores. Los primeros se pueden subdividir a su vez en inversores de bloqueo natural o forzado; los segundos es posible a su vez subdividirlos en autoexcitados o con excitación independiente. Además, se puede establecer otra clasificación en función de las características de salida: monofásica o trifásica; o en sus características de entrada: inversor de voltaje (VSI) o corriente (CSI) [11]. Por

otro lado, la evolución que han experimentado los semiconductores, en términos de frecuencia de conmutación, pérdidas en conducción y facilidad de control ha contribuido en gran medida a la popularización de este tipo de convertidores y de su evolución. Es por ello que se utilizan en una gran variedad de aplicaciones, desde pequeñas fuentes de alimentación para computadoras, hasta para controlar alta potencia. A continuación, se explican las distintas formas de control en estos dispositivos.

## 2.1. Estrategias de control en inversores

Dadas las numerosas aplicaciones industriales con inversores, se ha comenzado a exigir un mayor rendimiento de estos, en cuanto a calidad de energía, menores pérdidas, restricciones de operación, normas, etc. Es por ello que para sobrellevar estos desafíos se han propuesto varios métodos de control para estos dispositivos, los más comunes se presentan en la figura 2.1. Estos se pueden separar en controladores lineales y no lineales. Muchos de ellos han sido ampliamente estudiados, como el control proporcional-integral (PI), o el controlador por histéresis. Durante las últimas décadas, se han propuesto nuevas estrategias, por ejemplo, el control por inteligencia artificial, los cuales permiten un mejor comportamiento del sistema y, en general, requieren de un mayor esfuerzo computacional [6, 8, 9].

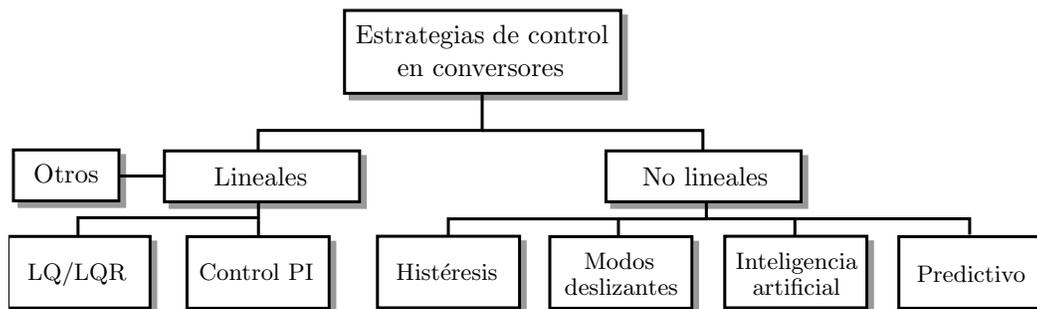


Figura 2.1: Formas de control para convertidores

Los controladores lineales operan con una etapa de modulación. El más utilizado es el controlador PI. Asimismo se han realizado trabajos para reguladores lineales cuadráticos (LQ/LQR) [12] y otros, tales como control repetitivo [13] y control resonante [14]. En general, para aplicar estos controladores se requiere hacer transformaciones de coordenadas, con tal de lograr cero error en estado estacionario [6, 9]. En contraste a controladores no lineales, estos poseen esquemas de control separados tanto para el control de corriente como voltaje [8, 15]. Además, el hecho de linealizar el sistema para aplicar esta metodología empeora la dinámica del controlador. Por otra parte, los convertidores están sujetos a muchas limitaciones y requerimientos técnicos que no se pueden incorporar directamente en el diseño del controlador lineal, por ejemplo, restricciones sobre voltaje, corriente, frecuencia de conmutación, etc [6, 11].

Dentro de los controladores no lineales, el más simple es el control de histéresis. El problema con este método es que introduce una frecuencia de conmutación variable, lo que puede conducir a problemas de resonancia y que exista un mayor contenido armónico, además, el rendimiento del controlador es muy dependiente del ancho de la banda de histéresis y no es posible agregar

restricciones de las variables del sistema [16]. Para sobrellevar estos problemas se han realizado algunos trabajos [17, 18], en los cuales se presenta una banda de histéresis variable. Esto se logra con lógica difusa y el conocimiento experto de la planta, obteniendo mejores resultados que un control por histéresis con una banda fija, en cuanto a contenido armónico.

Hoy en día, con el desarrollo de los microprocesadores, se han propuesto esquemas de control más complejos. Algunos de los más importantes son el control basado en lógica difusa y redes neuronales, control de modo deslizante y el control predictivo [6, 8, 16], de este último trata esta tesis.

## 2.2. Estado del arte

A continuación, se presenta una revisión bibliográfica sobre el control predictivo para inversores, donde se describen las diversas estrategias, estableciendo una categoría para estas. Posteriormente, se presenta la problemática asociada a la sintonización de estos controladores, estudiando técnicas propuestas, condiciones necesarias, entre otras. Finalmente se presenta una discusión de los temas tratados.

### 2.2.1. Control predictivo basado en modelos para inversores

El control predictivo basado en modelos (MPC) presenta muchas ventajas que son apropiadas para el control de convertidores: se puede utilizar en una variedad de procesos; es aplicable a sistemas multivariables; retardos pueden ser compensados; restricciones y no linealidades pueden ser incluidas en la ley de control; entre otras.

Las estrategias de control predictivo se pueden definir como un grupo de métodos de control que comparten una característica común, la cual es que requieren el modelo matemático de la planta para predecir el comportamiento futuro y así seleccionar la acción de control apropiada. Diversos métodos de control predictivo han sido propuestos en la literatura para convertidores: basado en histéresis [19]; *Dead Beat* control [20, 21, 22]; MPC [6, 23]. Las primeras publicaciones de esta estrategia de control son alrededor de la década de los 80s [19, 24].

La diferencia entre cada una de estas técnicas de control predictivo es el criterio de optimización, en el caso de histéresis se debe mantener la variable controlada dentro de los límites de la región de histéresis [19]. Para el control *Dead Beat* se utiliza un modelo del sistema para calcular la tensión que provoca que el error de control sea cero en un tiempo de muestreo. Luego se aplica la tensión utilizando un modulador [20]. En MPC la acción de control aplicada es tal que minimiza una función de costo.

Según la literatura especializada [25, 26, 27], MPC aplicado en convertidores se puede clasificar como: MPC de estado continuo y MPC de estado finito. Dentro de esta última se encuentran otras formas de control: MPC modulado, y MPC multi-objetivo. En la primera clasificación, para aplicar la señal de control se requiere un modulador por ancho de pulso (PWM) o por ancho de pulso en el espacio vectorial (SVPWM), ya que la salida del control predictivo es continua [28].

En contraste a lo anterior, el segundo tipo de control se aprovecha de la naturaleza discreta de los convertidores para resolver el problema de optimización. Aquí, se tiene un número limitado de estados de conmutación. Un modelo discreto es utilizado para predecir el comportamiento futuro de la planta para cada secuencia de control admisible. La acción de conmutación que minimice una función de costo es seleccionada y aplicada. En consecuencia a esto, no se requiere un modulador [25]. Por otro lado, MPC modulado posee todas las características y ventajas del control predictivo y, a la vez, incluye una técnica de modulación, lo cual aumenta el desempeño del controlador en términos del contenido armónico de la señal [27]. Por último se tiene MPC multi-objetivo, el cual nace de la necesidad de evitar la sintonización del controlador. Este tipo de problemas son resueltos con optimización multi-objetivo [29].

Un análisis y discusión más detallada de cada categoría de MPC se explica a continuación:

### 2.2.1.1. MPC de estado continuo (CCS-MPC)

Desde esta perspectiva de MPC se asume una naturaleza continua del convertidor, es decir, no se toma en cuenta los estados de conmutación de los semiconductores dentro del algoritmo de control. Por lo tanto, se genera una señal de control continua. Luego, para generar los pulsos de conmutación, en la salida del controlador se utiliza un modulador (PWM o SVPWM) [28, 30]. Es por ello que este enfoque se denomina MPC de estado continuo (CCS-MPC, por su nombre en inglés *Continuous Control Set MPC*). Esto produce ventajas en comparación a otras formas de control, por ejemplo, dado el uso de un modulador el convertidor posee frecuencia de conmutación constante y por ende las señales poseen un menor contenido armónico. Además, al aplicar este esquema de control se obtiene una rápida respuesta dinámica, sin sobre oscilaciones ni resonancias [31].

Una gran ventaja de este esquema de control es que horizontes de predicción mayores pueden ser utilizados sin la necesidad de incrementar significativamente el costo computacional, dado que se cuenta con una solución analítica del controlador. En [32] se trabajó con un inversor de dos niveles trifásico conectado a un filtro LC. Mediante la función de transferencia del sistema en el dominio continuo se generó un modelo lineal en el dominio discreto, con el cual se calcularon las predicciones del sistema. Se escogió una función de costo cuadrática que considera el error de las predicciones con la referencia y el esfuerzo de control. La secuencia de control se obtuvo mediante la minimización analítica de la función de costo, y finalmente esta señal de control fue llevada a un modulador para obtener los estados de conmutación del inversor. Lo anterior se validó experimentalmente en [33], donde se concluyó que a medida que aumenta el horizonte de predicción mejora el rendimiento del controlador en cuanto a la respuesta dinámica de las señales. Sin embargo, dado que el modelo utilizado es lineal, este no se adapta a las no linealidades naturales del sistema, por lo que el controlador funciona solo para ciertos puntos de operación. Otro ejemplo se presenta en [34], donde se trabajó directamente con el control de potencia activa y reactiva del sistema; este enfoque se denomina control predictivo de potencia directa (P-DPC). Se obtuvo una solución analítica, dado que no se consideraron restricciones, y se implementó con un modulador SVPWM, obteniendo un buen contenido armónico.

Se puede mencionar que este enfoque de control puede ser aplicado tanto en modelación de tiempo continuo [9] como en modelación de tiempo discreto de convertidores [35], siempre y cuando

se mantenga la condición de tener una señal de control de estado continuo y un modulador para generar los pulsos del convertor.

Como conclusión se puede mencionar que si bien CCS-MPC es un método prometedor, la capacidad de incluir restricciones en el diseño del controlador es compleja, ya que se requiere de métodos de programación cuadrática para resolverlos. Además, una mala sintonización del controlador puede implicar un pobre desempeño del sistema en cuanto a la calidad de las señales del sistema [32]. Por último, en caso de tener una modelación no lineal para alguna topología de mayor complejidad donde no fuese posible obtener una solución analítica del sistema, se deberían crear modelos lineales para distintos puntos de operación.

### 2.2.1.2. MPC de estado finito (FCS-MPC)

En este enfoque se toma en cuenta la naturaleza discreta de los convertidores para implementar MPC. El problema de optimización puede ser simplificado y reducido a las predicciones del comportamiento del sistema para los posibles estados de conmutación. Entonces, cada predicción es evaluada en una función de costo y el estado que la minimice es seleccionado [36, 28]. Como se tiene un número de acciones de control finita, este enfoque se denomina MPC de estado finito (FCS-MPC, por su nombre en inglés *Finite Control Set MPC* o también llamado *Direct MPC*). Este método es una atractiva alternativa para los métodos de control clásicos en convertidores, debido a su simpleza, rápida respuesta dinámica, y fácil inclusión de no linealidades y restricciones en el diseño del controlador. Más aún, este esquema de control no requiere lazos internos de corriente ni un modulador, lo cual reduce de gran manera la complejidad de implementación. Esta técnica de control ha sido aplicada en un amplio rango de convertidores como inversores de dos niveles trifásicos [15, 37], inversores de tres niveles (NPC) [2, 38], inversores multifase [39], inversor de capacitor flotante [40, 41], back to back [15, 42], inversor de puente H en cascada [43, 44], convertidores matriciales [45, 46], entre otros. En cada una de las topologías anteriores se tiene una cantidad limitada de estados para aplicar MPC, en la tabla 2.1 se observan ejemplos de diferentes inversores y su correspondiente número de conmutaciones.

Tabla 2.1: Estados de conmutación para diferentes topologías de inversores, sin conexión a neutro

Convertor	Estados de conmutación
Inversor de 2 niveles trifásico	8
Inversor de 3 niveles trifásico (NPC)	27
Convertor matricial	27
Capacitor flotante (3 niveles)	8

Una de las características de MPC es la posibilidad de incluir múltiples objetivos en el diseño del controlador. En convertidores esto se puede aplicar al control de corriente, control de voltaje, control de torque y flujo, control de potencia, reducción de frecuencia de conmutación, etc. A continuación, esto se describe con más detalle.

## A. Control de corriente

Un ejemplo sencillo de control de corriente utilizando FCS-MPC para un inversor se expone en [28, 15], donde la función de costo se define como:

$$G_i = |\hat{i} - i^*| \quad (2.1)$$

$\hat{i}$  es la predicción de corriente e  $i^*$  es la referencia, donde no existen parámetros a ajustar. Además, en [15] se realizó un trabajo experimental, mostrando que esta forma de control tiene un buen seguimiento de referencia y excelente respuesta dinámica. Sin embargo, posee un mayor contenido armónico que una estrategia convencional.

## B. Control de voltaje

Los problemas de regulación de voltaje son comunes en inversores, por ejemplo, para un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS), por lo que en [47] se propone trabajar con la siguiente función objetivo:

$$G_v = |\hat{v} - v^*| \quad (2.2)$$

donde  $\hat{v}$  es la predicción de voltaje y  $v^*$  es la referencia y no existen parámetros a sintonizar. En este caso no se requiere trabajar con un lazo de control de corriente, ya que el voltaje se controla directamente. Se demuestra que el controlador posee una rápida respuesta dinámica.

En general, los problemas de control de voltaje son comunes en inversores multinivel, donde se requiere que las tensiones en los condensadores sean equilibradas para un mejor rendimiento, un ejemplo se tiene en [48].

## C. Control de torque y flujo

El control de torque y flujo para FCS-MPC se presenta en [49], donde se consideró un motor de inducción como carga. La función de costo se define como:

$$G_{T\psi} = (\hat{T}_e - T_e^*)^2 + \lambda_\psi \left( |\hat{\psi}_s| - |\psi_s|^* \right)^2 \quad (2.3)$$

donde  $\hat{T}_e$  es la predicción del torque eléctrico,  $T_e^*$  es la referencia de torque,  $|\psi_s|^*$  es la amplitud de referencia para el flujo del estátor y  $|\hat{\psi}_s|$  es la predicción de la amplitud del flujo del estátor. El factor de ponderación  $\lambda_\psi$  permite ajustar la importancia relativa del error flujo con respecto al error de torque. Los resultados obtenidos muestran que el algoritmo posee rápida respuesta dinámica y corrientes con comportamiento sinusoidal. Además, aquí se introduce el concepto de compensación del retardo (el cual se explica en la sección 3.2 de esta tesis) y un método para evitar sobre corriente, el cual agrega un tercer término ( $F_i$ ) en la función de costo (2.3) que compara la corriente del sistema ( $\hat{i}$ ) con un umbral ( $i_{\text{máx}}$ ). El termino agregado es:

$$F_i = \begin{cases} K_{oc}, & \text{si } (|\hat{i}| < i_{\text{máx}}) \\ \infty, & \text{si } (|\hat{i}| \geq i_{\text{máx}}) \end{cases} \quad (2.4)$$

donde  $K_{oc}$  es un valor cualquiera. Esto último provoca que los estados de conmutación que cumplan que  $|\hat{i}| \geq i_{\text{máx}}$  sean eliminados, ya que la función de costos será muy grande en comparación a los otros estados.

## D. Control de potencia

Este enfoque ha sido llamado control de potencia directa (DPC), el cual realiza un seguimiento para la potencia instantánea activa y reactiva. En [42] se presenta un convertor *back to back*, o también llamado, ac/dc/ac. En este se propone una función de costo:

$$G_{PQ} = (P^* - \hat{P})^2 + (Q^* - \hat{Q})^2 \quad (2.5)$$

donde  $\hat{P}$  y  $\hat{Q}$  son las predicciones de la potencia activa y reactiva, respectivamente.  $P^*$  y  $Q^*$  son la referencia de la potencia activa y reactiva respectivamente. En este caso,  $Q^*$  es igual a cero y la potencia reactiva se obtiene de un lazo de control del voltaje en el dc-link. En [50] se utilizan referencias dinámicas, es decir, la referencia de la potencia activa es calculada. El algoritmo se prueba experimentalmente, introduciendo la compensación del retardo (ver sección 3.2 de la tesis), y se demuestra que el controlador posee un buen desempeño en cuanto a seguimiento de referencia, buena respuesta dinámica y fácil inclusión de restricciones.

## E. Reducción de frecuencia de conmutación

Algunas aplicaciones en electrónica de potencia requieren reducir la frecuencia de conmutación para minimizar las pérdidas de potencia. En aquellos casos, un factor de ponderación puede ser considerado en la función de costos MPC para tener en cuenta el número de cambios de estado. En [2, 51] se demuestra que la frecuencia promedio puede ser reducida con una función de costo que incluye alguna de los criterios anteriores y además la siguiente:

$$G_s = |S(k) - S(k - 1)| \quad (2.6)$$

Por otro lado, FCS-MPC también se ha utilizada en aplicaciones de electrónica de potencia, por ejemplo, generación distribuida [52], filtros activos [53], máquinas [49], sistema de alimentación ininterrumpida [47], por mencionar algunas.

En [54] se realiza una comparación entre CCS-MPC y FCS-MPC, utilizando un sistema experimental con un inversor de dos niveles trifásico conectado a una carga RL. Se concluye que ambos posee una rápida respuesta dinámica, sin embargo, CCS-MPC posee un contenido armónico más bajo que FCS-MPC y por ende menos ruido en las señales del sistema. También, se comprobó que la frecuencia de conmutación es constante e igual a la mitad de la frecuencia de muestreo del controlador, y que el contenido total armónico (THD) aumenta a medida que crece el índice de modulación en CCS-MPC. En cuanto a FCS-MPC, el espectro armónico es parecido a ruido blanco y el THD es constante en toda la señal.

Por último, se puede mencionar que si bien FCS-MPC ha sido el más utilizado en electrónica de potencia en lo que respecta a los enfoques de MPC, aún quedan desafíos por superar, por ejemplo, dada la ausencia de un modulador el sistema posee una frecuencia de conmutación variable, haciendo que las pérdidas del sistema por conmutación puedan ser grandes en algunos instantes, y que las señales del sistema posean bastante rizado. También, debido a que el problema de optimización se resuelve por enumeración explícita, para horizontes de predicción  $N \geq 2$  el costo computacional incrementa exponencialmente, lo que dificulta su implementación. Cabe destacar que se ha propuesto trabajos para mejorar los algoritmos de optimización y así poder lograr realizar predicciones de hasta 20 pasos [55, 56, 57]. Esto último se logró transformando

el problema FCS-MPC en un control predictivo generalizado (GPC) y se resolvió mediante el algoritmo de decodificación de la esfera, el cual es una herramienta para resolver problemas de mínimos cuadrados.

### 2.2.1.3. MPC modulado (M<sup>2</sup>PC)

Este enfoque nace de la necesidad de superar la gran desventaja de FCS-MPC, es decir, mejorar el rendimiento del sistema en términos de calidad de la energía [58]. Muchas soluciones han sido propuestas en la literatura, las cuales incluyen: modificaciones a los patrones de pulsos de FCS-MPC con tal de mejorar la secuencia de control [59]; se han propuesto esquemas de modulación [60, 39]; y un aumento en el horizonte de predicción de MPC [33, 61].

En [60], se presenta una solución analítica a los tiempos de conmutación, lo cual emula un modulador, mientras que en [39], una técnica de modulación vectorial (SVM) es aplicada a un control de corriente MPC en un inversor de seis fases el cual alimenta una máquina de inducción trifásica dual asimétrica. En este último, el ciclo de trabajo es calculado resolviendo un problema de optimización, donde la acción de control óptima es determinada con tal de seguir una referencia deseada con mínimo error. No obstante, un problema de control con varios objetivos resulta ser muy complicado de solucionar mediante las técnicas de modulación presentes en la literatura. Con tal de superar esta limitación se propone MPC modulado (M<sup>2</sup>PC, por su nombre en inglés *Modulated MPC*), el cual incluye un esquema de modulación en la minimización de la función de costo del algoritmo MPC [27, 58]. Esta técnica ha sido diseñada para sistemas que poseen un número limitado de conmutaciones a ser aplicadas. Los instantes de conmutación son calculados considerando una técnica inversa de SVM. Conociendo a priori el vector deseado a ser aplicado, el ciclo de trabajo puede ser calculado para cualesquier estado del convertidor con funciones de costo con más de un objetivo [58, 62]. Esto tiene como ventaja incluir todas las características de MPC y reducir el rizado en las señales del sistema, dada la etapa de modulación. Además, entrega una frecuencia de conmutación fija para el convertidor.

Se puede mencionar que M<sup>2</sup>PC aún no ha sido probado en una gran cantidad de topologías de inversores como en FCS-MPC, lo que indica que aún hay trabajo de investigación por realizar. Los trabajos surgidos han sido exitosamente aplicados en convertidores, tanto por simulación y de forma experimental, ellos son el convertidor back to back de 7 niveles de puentes H en cascada monofásicos [58, 27] y trifásicos [63, 62]; en un inversor NPC [64]; en inversores de dos niveles monofásicos y trifásicos [65, 66]; en un generador de una aeronave [67]; y en un filtro activo [68].

Se puede indicar que M<sup>2</sup>PC posee las mismas desventajas de FCS-MPC, vale decir, no se puede trabajar con horizontes de predicción mayores a  $N = 1$  y una mala sintonización del controlador puede empeorar el desempeño del sistema.

### 2.2.1.4. MPC multi-objetivo (MO-MPC)

Una gran problemática existente en los enfoques mencionados anteriormente es la sintonización del controlador, es decir, escoger adecuadamente los pesos en la función objetivo. La elección de estos factores tiene incidencia directa en el rendimiento del sistema. Es por esto que

evitar completamente la elección de estos parámetros podría ser una opción interesante. Esta selección se podría mitigar fácilmente con una formulación multi-objetivo para minimizar la función de costos. La idea de utilizar este tipo de algoritmos en control de sistemas no es nueva, una aplicación se muestra en [30, 69], donde un optimizador multi-objetivo es utilizado para resolver el MPC.

En lo que respecta a convertidores, en [70] se utiliza optimización multi-objetivo, basándose en la obtención de un ranking de cada posible solución de la función objetivo, eliminando el uso de factores de ponderación. Más específicamente, la estrategia evalúa cada función objetivo por separado para cada estado de conmutación del convertidor. Luego de obtener los valores, estos son ordenados de acuerdo a un ranking, el cual asigna la mayor posición al mayor valor y la menor posición al menor valor, determinando la calidad relativa de cada posible solución (estado) respecto a las otras soluciones. Por último, para seleccionar la acción de control se proponen tres esquemas diferentes, el primero se basa en escoger el que tenga menor ranking promedio; el segundo consiste en considerar el que tenga menor norma Euclidiana de los ranking; el tercero considera un enfoque donde se calcula la frontera de Pareto de las posibles soluciones del problema, con esto se realiza un ranking de las soluciones Pareto óptimas y se escoge la que tenga menor diferencia entre los ranking de las funciones de costo. Sin embargo, este último posee un menor rendimiento con respecto a los otros dos en cuanto a la distorsión armónica de la señal, por lo cual deja un tema abierto de investigación y mejoramiento. A su vez, en [29] se valida experimentalmente el primer esquema multi-objetivo del trabajo anterior, bajo la estrategia de control predictivo de torque y flujo de un motor de inducción, y se demuestra que el enfoque multi-objetivo presenta una menor distorsión armónica, menor frecuencia de conmutación promedio y una muy buena dinámica. No obstante, el tiempo de cálculo del controlador aumenta bastante, limitando la aplicación en algunas plataformas de control.

Otro enfoque de MO-MPC se presenta en [71], donde se utiliza una estrategia de *decision-making* difuso, lo cual es ideal para problemas donde se tienen objetivos múltiples y opuestos. Para aplicar lo anterior en MPC se generan funciones de pertenencia  $\mu(\cdot)$  que dependen del estado de conmutación y de las funciones objetivos. Cada función de pertenencia origina valores entre 0 y 1, haciendo que la comparación entre los resultados de cada estado sea directa. La selección final de cada estado de conmutación se calcula mediante una función de decisión. La cual está dada por encontrar el estado que maximice el grado de activación, el que se pueden calcular como el producto o el mínimo de los grados de pertenencia. Por otro lado, en [72] se mejora el algoritmo, agregando la reducción de la conmutación y distintas ponderaciones a las funciones de pertenencia, obteniendo mejores resultados en cuanto a la frecuencia de conmutación que el algoritmo original. En ambos trabajos se desarrolla un sistema experimental donde se demuestra que esta forma de control puede ser aplicada, aunque con mayores tiempos de cálculo que FCS-MPC.

Como comentario se puede mencionar que esta estrategia de control, dado que utiliza los mismos principios que FCS-MPC, esta posee similares desventajas con respecto al horizonte de predicción. Más aún, como MO-MPC es más costoso, computacionalmente hablando, sería prácticamente imposible implementarlo en inversores multiniveles.

Por último, esta tesis propone un método novedoso para resolver el problema de optimización multi-objetivo, el cual está basado en la optimalidad de Pareto, es decir, de las soluciones

factibles en la frontera de Pareto se selecciona la que cumpla cierta condición escogida por el diseñador. Es decir, se elimina la necesidad de escoger pesos en la función de costo, pero se debe seleccionar la condición de Pareto, que esta directamente relacionada con el rendimiento del controlador. Finalmente, el criterio del diseñador es más fácil de elegir que el peso.

En consecuencia a todo lo anterior, en la tabla 2.2 se muestra un resumen con las ventajas y desventajas de cada enfoque de MPC, así se puede tener una noción de cual de ellas se puede utilizar en cada aplicación dependiendo de los requerimientos.

Tabla 2.2: Tabla resumen para los distintos enfoques de MPC en convertidores

Tipo de estrategia de control	Ventaja	Desventaja
MPC de estado continuo (CCS-MPC)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Frecuencia de conmutación fija</li> <li>- Tiene buen comportamiento dinámico sin sobre oscilación</li> <li>- Es posible controlar múltiples objetivos a la vez con una sola ley de control</li> <li>- Extender el horizonte de predicción sin necesidad de aumentar el tiempo computacional</li> <li>- Posee un buen perfil de armónicos dada la etapa de modulación</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Se requiere un modulador (PWM, SVPWM)</li> <li>- La señal de control es analítica, lo que dificulta la adaptación frente a cambios en la dinámica del sistema.</li> <li>- Una mala sintonización del controlador puede empeorar el rendimiento del sistema.</li> <li>- Difícil inclusión de restricciones en la ley de control</li> </ul>
MPC de estado finito (FCS-MPC)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- No requiere modulador</li> <li>- Algoritmo de baja complejidad</li> <li>- Restricciones pueden ser fácilmente incluidas en la ley de control</li> <li>- Es posible controlar múltiples objetivos a la vez con una sola ley de control</li> <li>- Se ha aplicado en bastantes topologías de inversores como: back to back, multiniveles, convertor matricial, entre otros.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Frecuencia de conmutación variable</li> <li>- En la salida del inversor se presenta un gran rizado</li> <li>- Extender el horizonte de predicción aumenta de forma considerable el tiempo de cálculo</li> <li>- Una mala sintonización del controlador puede empeorar el rendimiento del sistema</li> </ul>
MPC Modulador (M <sup>2</sup> PC)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mantiene todas las características de MPC</li> <li>- Posee un buen perfil de armónicos dada la etapa de modulación</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pocos trabajos de implementación</li> <li>- Extender el horizonte de predicción aumenta de forma considerable el tiempo de cálculo</li> </ul>
MPC multi-objetivo (MO-MPC)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- No necesita modulador</li> <li>- No requiere sintonización del controlador</li> <li>- Fácil implementación</li> <li>- Restricciones pueden ser fácilmente manejadas en la optimización</li> <li>- Rápida respuesta dinámica</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Se requiere un alto costo computacional</li> <li>- Frecuencia de conmutación variable</li> </ul>

## 2.2.2. Técnicas de sintonización de control predictivo en inversores

MPC está basado en la minimización de una función de costo que representa los objetivos de control deseados, por ejemplo, seguimiento de corriente, balance de voltaje, control de potencia activa y reactiva, frecuencia de conmutación, por mencionar algunos [51]. Así, cuando solo un objetivo es deseado se minimiza una función de costo con un solo término. Sin embargo, algunas aplicaciones tienen muchos objetivos de control y restricciones que deben ser consideradas en la ley de control. Para resolver esto, se forma una combinación lineal de todas las funciones objetivo (objetivos de control y restricciones) utilizando factores de ponderación. En otras palabras, estos problemas de control multi-objetivo son llevados a uno mono-objetivo [6, 25].

El principal problema es la correcta elección de los factores de ponderación, ya que a veces los objetivos tienen diferentes unidades y ordenes de magnitud. El rendimiento del controlador está directamente relacionado con el diseño de estos parámetros [53]. En contraste a técnicas de control convencionales, MPC no posee métodos sistemáticos para el diseño de los ponderadores. Aunque se han publicado muchos métodos para encontrar los valores apropiados de los pesos, ellos están basados en procedimientos empíricos [51, 73, 74]; técnicas heurísticas [53]; y de forma analítica [48, 75].

Con respecto a los procedimientos empíricos, en [51] se propone un método de *branch and bound* para sintonizar MPC para inversores, el cual ajusta el peso de una función de costo con dos términos de diferentes unidades. En este método propuesto se escoge una serie de valores del ponderador ( $\lambda$ ), con ordenes de magnitud distinto, por ejemplo,  $\lambda = 0; 0.1; 1$  y  $10$ . Se realizan simulaciones para aquellos pesos y se obtienen medidas de comparación. Se escogen las mejores dos medidas y por ende un intervalo de posibles valores del parámetro (por ejemplo,  $\lambda \in [0.1 \ 1]$ ). Se calculan nuevas medidas para el valor de la mitad del intervalo ( $\lambda = 0.5$ ) y se continua hasta alcanza un valor del ponderador acorde a los requerimientos. En cambio en [74], si bien también se trabaja con dos términos, el factor de ponderación se escoge de tal forma de minimizar el error cuadrático medio del error de seguimiento. Por lo cual, se realizan repetitivas pruebas en simulación para obtener un mapeo de valores del ponderador y así sintonizar su valor. Como desventaja de estos métodos, es el excesivo tiempo requerido para sintonizar el controlador.

Por otro lado, en [53] se realiza un problema de optimización multi-objetivo basado en un enfoque con algoritmos genéticos, con tal de encontrar los ponderadores adecuados en base a optimizar ciertos requerimientos predefinidos, los cuales son el THD, la potencia reactiva y la frecuencia de conmutación. En este método, se escogen distintos valores para los ponderadores y se realiza una simulación, y esto se repite hasta que haya convergencia del algoritmo genético, lo cual entrega un conjunto de puntos. A partir de esto se calcula la frontera de Pareto para obtener las soluciones del problema. Cada punto en la frontera representa un valor del ponderador que entrega esa solución. En este caso, la desventaja de este trabajo es que la solución del problema no necesariamente será la adecuada, ya que los algoritmos genéticos no garantizan convergencia, además, de que el problema es costoso computacionalmente.

De forma analítica, en [75] se tiene un método formal para sintonizar una función de sólo dos objetivos. En cambio en [48] se escogen los ponderadores mediante el algoritmo *decision making* difuso. La desventaja de estos métodos, es que la sintonización es válida para un punto de operación, por lo cual ante cambios de funcionamiento del inversor la técnica no es efectiva.

Se puede mencionar que la elección de los pesos en la función de costo es aún un tema abierto, ya que el valor adecuado de  $\lambda$  dependerá del punto de operación y de los parámetros del sistema. Los métodos de sintonización presentes en la literatura sólo consideran la sintonización en estado estacionario y no en el transiente. Por lo que en esta tesis se propone un método novedoso para sintonizar dinámicamente el controlador FCS-MPC, adaptándose a cambios de operación del sistema.

### 2.2.3. Discusión

La aplicación de MPC en electrónica de potencia ha sido ampliamente estudiada en diversas topologías de inversores, tanto teórica como experimentalmente. No obstante, la implementación de MPC ha abierto muchas interrogantes tales como la elección de factores de ponderación en la función de costos, frecuencia de conmutación variable, horizontes de predicción mayores, error de seguimiento de referencia.

Con respecto a los factores de ponderación de la función de costos, la elección de estos está directamente relacionada con el rendimiento del controlador. Además, este valor es dependiente de las condiciones de operación del inversor. Es por ello que una buena sintonización de este parámetro debería considerar diversos transientes o cambios de carga del sistema.

Hoy en día, para superar la frecuencia de conmutación variable de FCS-MPC se ha propuesto una técnica de control con un esquema intrínseco de modulación ( $M^2PC$ ), manteniendo todas las características de MPC y mejorando el rendimiento en estado estacionario y calidad de la señal. Sin embargo, en la función de costo también se requiere de un factor de ponderación, por lo que se mantiene esta desventaja.

Por otro lado, se ha demostrado que a medida que aumenta el horizonte de predicción de MPC se consigue un mejor rendimiento en estado estacionario [61]. Sin embargo, mientras mayor es este valor o más compleja es la topología del inversor, el costo computacional aumenta significativamente. De esta forma, se limita el largo del horizonte de predicción y nuevos métodos de eficiencia computacional son estudiados [76, 77].

Por último, dado la revisión bibliográfica realizada MPC ha sido una técnica de control muy estudiada por los investigadores, por su simplicidad y múltiples ventajas. Sin embargo, como se discutió anteriormente aún existen problemas por superar. Es por esto, que en esta tesis se propone una estrategia de control predictivo basado en optimización multi-objetivo, con tal de evitar seleccionar los ponderadores de la función de costos. Además, se estudia un método para sintonizar MPC. En el siguiente capítulo se diseña la propuesta para FCS-MPC.

### 3 Control predictivo de estado finito para un filtro activo en paralelo

Hoy en día se ha estado promoviendo un gran número de trabajos de investigación para problemas de calidad de energía y potencia en sistemas de distribución, debido a la amplia cantidad de aplicaciones de cargas no lineales existentes, las cuales aumentan la contaminación armónica de estos [78, 79, 80]. En la aplicación práctica la mayor parte de las cargas son no lineales, tales como convertidores de potencia, UPS, y artículos del hogar, como ampolletas, televisores, entre otros. Estas cargas no lineales provocan distorsión armónica y problemas de potencia reactiva en los sistemas. Los armónicos en el sistema inducen varios efectos indeseables, así como el aumento de las pérdidas de calor en transformadores, bajo factor de potencia y afecta a otras cargas conectadas al mismo punto común de acoplamiento (PCC), por nombrar algunas [81]. Por otra parte, el interés más profundo en filtros activos ha sido estimulado por el rápido avance en la tecnología de dispositivos semiconductores, junto con la disponibilidad de procesadores de señales digitales y sensores de corriente y voltaje a un costo razonable [82]. Los filtros activos modernos son superiores en rendimiento de filtrado, de menor tamaño físico, y más flexible en su aplicación, en comparación con los filtros pasivos convencionales, los cuales utilizan condensadores, inductores y/o resistencias. Sin embargo, los filtros activos siguen siendo aún más costosos [78, 82].

En los últimos tiempos los filtros activos de potencia se han desarrollado para compensar los armónicos y la potencia reactiva al mismo tiempo [83]. Esta topología se puede conectar en serie, en paralelo, combinaciones de ambos o como configuraciones híbridas (combinación de filtro activo y pasivo) [78, 82]. El filtro activo en paralelo es el más popular de estos, porque la mayoría de las aplicaciones industriales requiere la compensación de armónicos de corriente [83].

El gran avance en el desarrollo de los filtros activos ha sido por la revolución microelectrónica, ya que a partir del desarrollo de microprocesadores y microcontroladores se ha logrado mejorar el procesamiento de señales analógicas y digitales. Es por ello que es posible implementar algoritmos complejos en línea para el control de esta topología a un costo razonable [84, 85, 86, 87].

En la literatura se proponen muchas estrategias de control para extraer los componentes armónicos, tales como: el controlador PI convencional, que requiere de un modelo matemático lineal y preciso del sistema, el cual es difícil de obtener en virtud de las variaciones de parámetros y perturbaciones de carga no lineales [88, 89]; recientemente, controladores de lógica difusa

(FLC) se han utilizado en diversas aplicaciones de electrónica de potencia y también en un filtro activo [90, 91]. La ventaja de FLC en los controladores convencionales es que no necesita un modelo matemático preciso. Puede manejar no linealidades y es más robusto que un PI convencional [18, 92]; Otra técnica que llama la atención es el método de control de corriente por histéresis (HCC) debido a su sencilla aplicación en la práctica [17]. Sin embargo, este esquema de control exhibe varias características insatisfactorias tales como frecuencia de conmutación variable.

También se han utilizado redes neuronales para mejorar el rendimiento de estado estacionario y dinámica del filtro activo. Con estas mejoras, se pueden proporcionar medidas correctivas casi instantáneas ante cambios de las cargas no lineales [93, 94]; también se han desarrollado técnicas de control lineal cuadrático (LQ) [12], mostrando buenos resultados para la compensación de reactivos, desbalance y dinámica del sistema. Otra técnica de control que ha sido ampliamente estudiada es el control predictivo, el cual es capaz de manejar sistemas multivariables, no linealidades y restricciones con una sola ley de control [53, 95, 96], donde se observa una excelente dinámica, sin embargo dada la ausencia de un modulador este esquema posee un gran rizado aumentando el THD de la señal. Para compensar esta desventaja, se propone una nueva estrategia de control predictivo con un modulador [68].

Basado en los trabajos mencionados se puede señalar que una de las estrategias de control más prometedoras es MPC, dadas sus ventajas y su simplicidad para la implementación. Es por ello, que en esta tesis se diseñarán técnicas de control predictivo aplicadas a esta topología de filtro activo.

A continuación, se describe la topología de un filtro activo en paralelo. Primero se describe la estructura del filtro y su funcionamiento; posteriormente, se plantea la modelación de este; luego, se presenta el diseño de MPC en el filtro; finalmente, se desarrolla el diseño de la estrategia multi-objetivo, con resultados por simulación.

### 3.1. Descripción de un filtro activo en paralelo

La figura 3.1 presenta el diagrama esquemático de un filtro activo de potencia en paralelo (SAPF), con un inversor de dos niveles y tres piernas. En este diagrama se muestran los diferentes elementos asociados al filtro activo, la forma en que están conectados unos con otros, y la forma en que se conecta con la red que alimenta la carga. En términos generales, la configuración clásica de un SAPF se compone de un inversor de voltaje cuyo lado continuo (DC) está conectado a un banco de condensadores y el lado alterno (AC) está conectado a la red eléctrica a un mismo PCC, a través un filtro adecuado, generalmente formado por un conjunto de inductancias en serie. En tal configuración, idealmente, el filtro es capaz de operar como un generador de corriente controlable, provocando que ante cualquier carga no lineal la suma de las corrientes se anulen. Por lo tanto, un SAPF es efectivamente capaz de compensar las componentes desequilibradas, reactivos, y armónicos de las corrientes extraídas para cualquier carga, de tal manera que la carga equivalente global, como se observa desde el lado de la red, se asemeje a una carga resistiva en equilibrio.

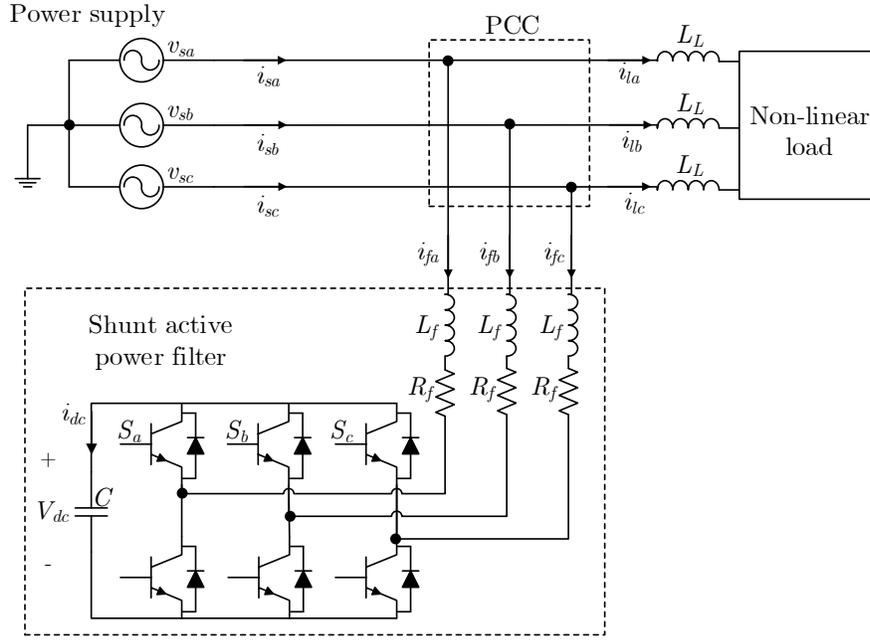


Figura 3.1: Diagrama esquemático de un SAPF trifásico de dos niveles.

Para modelar la dinámica del filtro activo se considera el equivalente monofásico del circuito, ver figura 3.2, para ello se supondrá que la caída de tensión en los dispositivos de conmutación es despreciable; también, se tendrá en consideración que el filtro de entrada del SAPF tiene una resistencia serie  $R_f$  asociada a las pérdidas en el devanado de la inductancia  $L_f$ ; por último, se debe notar que dado que el filtro activo se encuentra conectado en paralelo, la tensión en el PCC es igual a la de la fuente  $v_s$ .

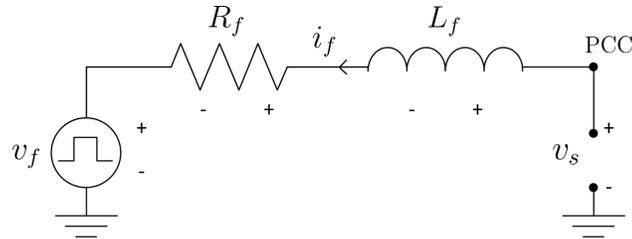


Figura 3.2: Circuito monofásico equivalente para el filtro activo en paralelo.

En consecuencia de lo anterior, por las leyes de Kirchoff se tiene:

$$v_f(t) + v_{R_f}(t) + v_{L_f}(t) = v_s(t) \quad (3.1)$$

donde  $v_f$  es el voltaje a la salida del inversor;  $v_{R_f}$  es el voltaje de la resistencia del devanado;  $v_{L_f}$  es el voltaje de la inductancia;  $v_s$  es el voltaje de la fuente; y  $t \in \mathbb{R}$  es el tiempo. La ecuación (3.1) se reescribe en función de la corriente del filtro ( $i_f$ ):

$$v_f(t) + i_f(t) \cdot R_f + L_f \frac{di_f(t)}{dt} = v_s(t) \quad (3.2)$$

Ordenando los términos de la ecuación y expresándolos en coordenadas  $\alpha\beta$ :

$$\frac{di_{f\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}v_{s\alpha\beta}(t) - \frac{R_f}{L_f}i_{f\alpha\beta}(t) - \frac{1}{L_f}v_{f\alpha\beta}(t) \quad (3.3)$$

El voltaje del inversor ( $v_f$ ) se puede expresar en función del voltaje del dc-link ( $V_{dc}$ ) y los estados de conmutación del inversor ( $S$ ) dependiendo de la fase, es decir,

$$v_{f\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} S_\alpha(t) \\ S_\beta(t) \end{bmatrix} V_{dc}(t) \quad (3.4)$$

donde  $S_\alpha(t)$  y  $S_\beta(t)$  son los estados de conmutación en coordenadas  $\alpha\beta$ . Estos se calculan como:

$$\begin{bmatrix} S_\alpha(t) \\ S_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

con  $S_a(t)$ ,  $S_b(t)$  y  $S_c(t)$  son los estados de conmutación de los IGBTs en coordenadas  $abc$ , los cuales son iguales a 1 si el dispositivo está conduciendo y 0 si el dispositivo está apagado.

Por otro lado, para modelar la dinámica del dc-link se considera la ecuación fenomenológica que describe el comportamiento del condensador de capacidad  $C$ :

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc} \quad (3.6)$$

Expresando la corriente del condensador ( $i_{dc}$ ) en función de las corrientes del filtro, se tiene que:

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}(S_\alpha i_{f\alpha}(t) + S_\beta i_{f\beta}(t)) \quad (3.7)$$

Por último, el sistema puede ser representado definiendo las variables de estado  $i_{f\alpha}(t)$ ,  $i_{f\beta}(t)$  y  $V_{dc}(t)$ :

$$\frac{di_{f\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}v_{s\alpha}(t) - \frac{R_f}{L_f}i_{f\alpha}(t) - \frac{1}{L_f}S_\alpha V_{dc}(t) \quad (3.8)$$

$$\frac{di_{f\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}v_{s\beta}(t) - \frac{R_f}{L_f}i_{f\beta}(t) - \frac{1}{L_f}S_\beta V_{dc}(t) \quad (3.9)$$

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}(S_\alpha i_{f\alpha}(t) + S_\beta i_{f\beta}(t)) \quad (3.10)$$

A su vez, las corrientes de la fuente se pueden obtener como:

$$i_{s\alpha}(t) = i_{l\alpha}(t) + i_{f\alpha}(t) \quad (3.11)$$

$$i_{s\beta}(t) = i_{l\beta}(t) + i_{f\beta}(t) \quad (3.12)$$

Para el diseño de la estrategia MPC en tiempo discreto, se definen los vectores:

$$\mathbf{i}_f(k) \triangleq \begin{bmatrix} i_{f\alpha}(k) \\ i_{f\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_s(k) \triangleq \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}(k) \triangleq \begin{bmatrix} S_\alpha(k) \\ S_\beta(k) \end{bmatrix}$$

Discretizando las ecuaciones (3.8), (3.9) y (3.10) mediante la aproximación de Euler *forward*, se llega a:

$$\mathbf{i}_f(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) \mathbf{i}_f(k) - \frac{T_s}{L_f} \mathbf{s}(k) V_{dc}(k) + \frac{T_s}{L_f} \mathbf{v}_s(k) \quad (3.13)$$

$$V_{dc}(k+1) = V_{dc}(k) + \frac{T_s}{C} (\mathbf{s}(k))^T \mathbf{i}_f(k) \quad (3.14)$$

donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo y  $k \in \mathbb{N}$  es el instante de muestreo. Si se escoge el vector de estado:

$$x(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_f(k) \\ V_{dc}(k) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

dadas las ecuaciones (3.13) y (3.14) se llega a:

$$x(k+1) = A(\mathbf{s}(k))x(k) + B\mathbf{v}_s(k) \quad (3.16)$$

donde

$$A(\mathbf{s}(k)) = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) I_2 & -\frac{T_s}{L_f} \mathbf{s}(k) \\ \frac{T_s}{C} (\mathbf{s}(k))^T & 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} I_2 \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 2} \quad (3.17)$$

aquí  $I_2$  representa la identidad de 2x2 y  $0_{1 \times 2}$  es un vector de ceros de dos columnas y una fila.

En consecuencia, la variable manipulada serán los pulsos de control hacia el inversor ( $\mathbf{s}(k)$ ) y las variables controladas serán las corrientes del inversor ( $\mathbf{i}_f(k)$ ) y el voltaje en el dc-link ( $V_{dc}(k)$ ).

## 3.2. FCS-MPC para el filtro activo

En convertidores de potencia, la forma de implementar MPC de estado finito (FCS-MPC) es aprovechándose de la naturaleza discreta de estos. Dado que los convertidores poseen un número de estados finitos de conmutación, la optimización para resolver el problema MPC puede ser simplificada reduciendo el número de predicciones sólo para aquellos estados de conmutación posibles. Entonces cada predicción es evaluada en la función de costos, y consecuentemente el estado de conmutación con mínimo costo es seleccionado y aplicado. En la figura 3.3 se presenta un diagrama de control MPC implementado en SAPF, se tiene que la variable manipulada son los pulsos de control al inversor; el actuador es el inversor; la variable a controlar es la corriente del filtro; y la planta es la fuente más la carga. Las variables involucradas en el proceso se explican a continuación. El convertidor de potencia utilizado en este trabajo es un inversor de

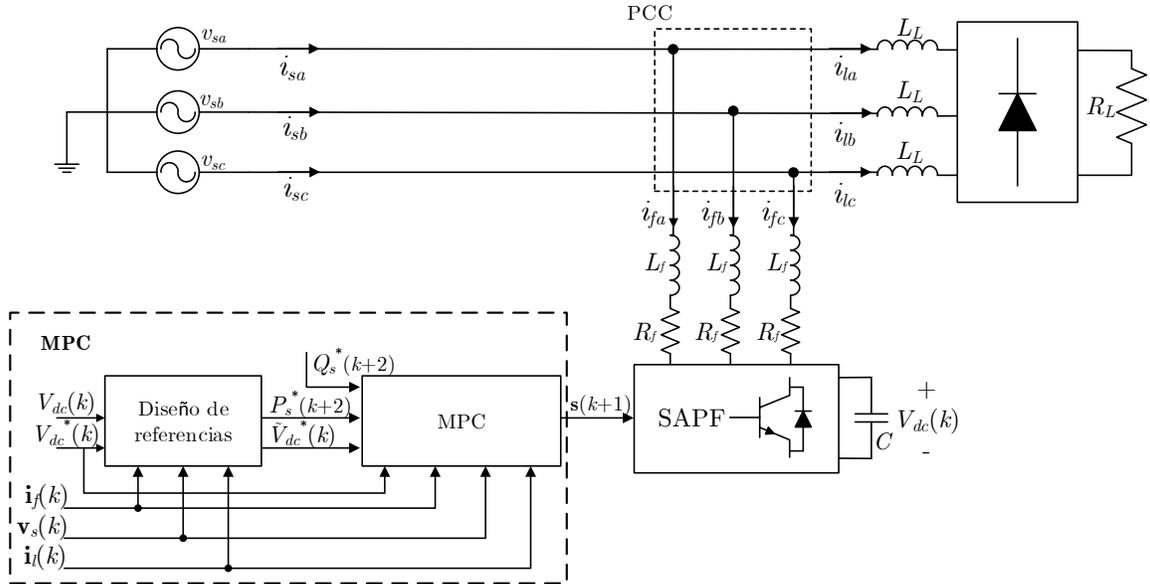


Figura 3.3: Diagrama de control MPC implementado en SAPF. Modificado de [53]

voltaje trifásico de dos niveles (2L-VSI, por su nombre en inglés *2 level - voltage source inverter*), en el cual los estados están limitados en 8 conmutaciones posibles, los que se muestran en (3.18).

$$S \triangleq \left\{ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} = \{s_0, s_1, \dots, s_7\} \quad (3.18)$$

Se debe destacar que la matriz  $A(\mathbf{s}(k))$  del sistema (3.16) puede tomar ocho valores posibles dependiendo del valor de  $\mathbf{s}(k) \in S$ .

Por otro lado, de las ecuaciones (3.11), (3.12) se puede obtener el modelo discreto para las corrientes de la fuente:

$$\mathbf{i}_{s\alpha}(k) = \mathbf{i}_{l\alpha}(k) + \mathbf{i}_{f\alpha}(k) \quad (3.19)$$

$$\mathbf{i}_{s\beta}(k) = \mathbf{i}_{l\beta}(k) + \mathbf{i}_{f\beta}(k) \quad (3.20)$$

Por lo tanto, los valores predichos se pueden expresar como:

$$\mathbf{i}_{s\alpha}(k+1) = \mathbf{i}_{l\alpha}(k+1) + \mathbf{i}_{f\alpha}(k+1) \quad (3.21)$$

$$\mathbf{i}_{s\beta}(k+1) = \mathbf{i}_{l\beta}(k+1) + \mathbf{i}_{f\beta}(k+1) \quad (3.22)$$

Las corrientes  $\mathbf{i}_l(k)$  son sensadas. Además, dada la alta frecuencia de muestreo, es posible aproximar  $\mathbf{i}_l(k+1) \approx \mathbf{i}_l(k)$ , con el fin de no introducir el cálculo de  $\mathbf{i}_l(k+1)$  al sistema [53].

En efecto, es posible definir la salida del sistema como las corrientes en la fuente y el voltaje en el *dc-link*:

$$x_p(k) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k) \\ V_{dc}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_f(k) + \mathbf{i}_l(k) \\ V_{dc}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_f(k) \\ V_{dc}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{i}_l(k) \\ 0 \end{bmatrix} = C \cdot x(k) + D \cdot d(k)$$

$$\text{con } \mathbf{i}_l(k) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{l\alpha}(k) \\ \mathbf{i}_{l\beta}(k) \end{bmatrix}, \mathbf{i}_s(k) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s\alpha}(k) \\ \mathbf{i}_{s\beta}(k) \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

donde  $d(k) = \mathbf{i}_l(k)$  se puede definir como una perturbación medible.

Con la aproximación  $\mathbf{v}_s(k+1) \approx \mathbf{v}_s(k)$  (i.e. predicción persistente), dada la alta frecuencia de muestreo utilizada [53], es posible predecir las variables de control relevantes para el sistema SAPF, las cuales son la potencia activa y reactiva entregada por la fuente,  $\hat{P}_s$  y  $\hat{Q}_s$  respectivamente, y el voltaje en el dc-link,  $\hat{V}_{dc}$ .

$$\begin{aligned} \hat{P}_s(k+1) &= v_{s\alpha}(k)\mathbf{i}_{s\alpha}(k+1) + v_{s\beta}(k)\mathbf{i}_{s\beta}(k+1) = \mathbf{v}_s^T(k) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s(k+1) \\ \Rightarrow \hat{P}_s(k+1) &= \mathbf{v}_s^T(k) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x_p(k+1) \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} \hat{Q}_s(k+1) &= v_{s\beta}(k)\mathbf{i}_{s\alpha}(k+1) - v_{s\alpha}(k)\mathbf{i}_{s\beta}(k+1) = \mathbf{v}_s^T(k) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s(k+1) \\ \Rightarrow \hat{Q}_s(k+1) &= \mathbf{v}_s^T(k) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_p(k+1) \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\Rightarrow \hat{V}_{dc}(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x_p(k+1) \quad (3.25)$$

El algoritmo de control MPC propuesto utiliza las predicciones anteriormente expuestas (en el instante  $k+2$ , lo cual se implementa mediante un simple retardo en las predicciones y las referencias) escogiendo el valor de  $\mathbf{s}(k+1)$  que minimice la función (basado en [53]):

$$\begin{aligned} J(\mathbf{s}(k+1)) &= \lambda_1 (P_s^*(k+2) - \hat{P}_s(k+2))^2 \\ &\quad + \lambda_2 (Q_s^*(k+2) - \hat{Q}_s(k+2))^2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

donde el superíndice \* denota los valores de las referencias;  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$  son los ponderadores de la función objetivo, los cuales permiten un balance entre el seguimiento potencia activa y reactiva;  $P_s^*$  y  $Q_s^*$  son las referencias de la potencia activa y reactiva del sistema, respectivamente.

La razón de minimizar (3.26) en el instante  $k+2$  se debe a que en la práctica un gran número de cálculos son requeridos para medir variables, obtener predicciones, minimizar  $J$  y aplicar  $\mathbf{s}(k)$ , introduciendo un gran retardo en la actuación ( $\mathbf{s}(k)$ ) [97, 98]. Este retardo puede deteriorar el desempeño del controlador si es que no es considerado en el diseño. Para compensar este retardo se supone que los cálculos anteriores se pueden completar dentro de un período de muestreo del sistema. En la figura 3.4 se puede observar un diagrama simplificado con los instantes de tiempo considerados en el algoritmo MPC en convertidores, donde se explica como compensar el retardo mencionado.

El caso ideal se muestra en la figura 3.4 a), ya que se considera nulo el tiempo de cálculo de MPC. En este caso se miden las variables  $x(k)$  en el instante  $k$ , luego se realizan las predicciones  $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$  y se minimiza  $J(k+1)$ , para posteriormente actuar en  $k$ . Por lo tanto, se mide y se actúa en  $k$ . En la figura 3.4 b) se observa el caso real sin compensación del retardo, en este caso, dado que el cálculo del estado óptimo,  $\mathbf{s}(k)$ , requiere casi todo el período de muestreo, el estado seleccionado se calcula asumiendo que se aplicará en el instante  $k$  y se aplica en  $k+1$ . Con el fin de tener en cuenta este retardo, las predicciones son calculadas conociendo el estado anterior, de tal forma de minimizar el funcional en  $k+2$ , sin la necesidad de incluir un mayor tiempo de computo, así con este método se volvería al caso ideal, en este caso, calcular el control en  $k+1$  y aplicarlo en ese mismo instante, esto se muestra en la figura 3.4 c).

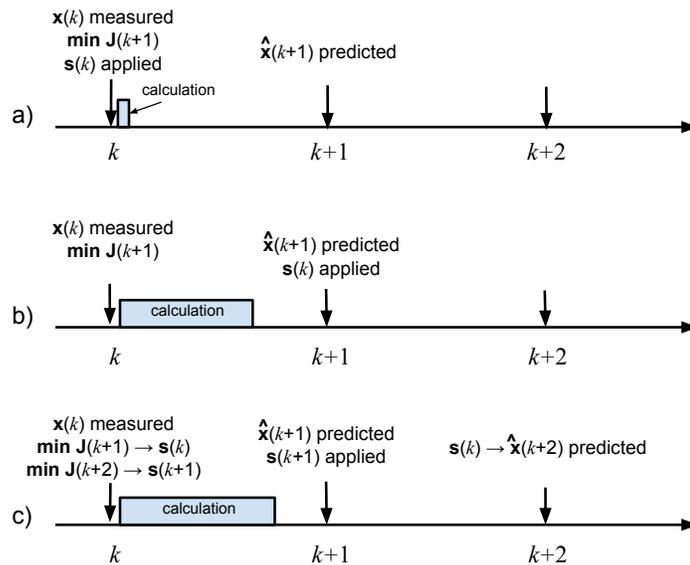


Figura 3.4: Tiempos de operación para MPC en convertidores. a) Caso ideal. b) Caso real sin compensación de retardo. c) Caso real con compensación de retardo (modificado de [49]).

En el algoritmo 1 se muestra un pseudo código que explica cómo implementar el controlador predictivo con compensación de retardo. Se observa que en el primer instante  $k$  se minimizan dos funciones objetivas ( $J(s(k))$  y  $J(s(k+1))$ ) para encontrar la acción de control correspondiente al instante posterior ( $s(k+1)$ ). En el segundo instante  $k+1$  solamente se minimiza una función objetivo ( $J(s(k+2))$ ), ya que se utilizan los valores calculados en el instante anterior ( $s(k+1)$ ). Así, compensar el retardo no introduce mayores tiempos de cálculo en el diseño del controlador.

---

**Algoritmo 1** Algoritmo de control predictivo con compensación de retardo

---

- 1: Para aplicar la acción de control en  $k+1$  y compensar el retardo, partir el algoritmo de control en  $k \rightarrow$  medir  $x(k)$
  - 2: **for**  $i = 1$  hasta 7 **do**
  - 3:   predecir  $\hat{x}(k+1)$  para cada  $s_i$   
       resolver  $\min J(\hat{x}(k+1))$  para cada  $s_i(k) \rightarrow \mathbf{s}(k)$
  - 4: **end for**
  - 5: **return**  $\hat{x}(k+1)_{\text{opt}}, \mathbf{s}(k)$
  - 6: **for**  $j = 1$  hasta 7 **do**
  - 7:   predecir  $\hat{x}(k+2)$  para cada  $s_j$ , dado  $\hat{x}(k+1)_{\text{opt}}$  y  $\mathbf{s}(k)$  anterior  
       resolver  $\min J(\hat{x}(k+2))$  para cada  $s_j \rightarrow \mathbf{s}(k+1)$
  - 8: **end for**
  - 9: **return**  $\hat{x}(k+2)_{\text{opt}}, \mathbf{s}(k+1)$
  - 10: Aplicar la acción de control  $\mathbf{s}(k+1)$  en  $k+1$
  
  - 11: Para aplicar la acción de control en  $k+2$ , en  $k+1 \rightarrow$  medir  $x(k+1)$
  - 12: **for**  $i = 1$  hasta 7 **do**
  - 13:   predecir  $\hat{x}(k+3)$  para cada  $s_i$ , dado  $\hat{x}(k+2)_{\text{opt}}$  y  $\mathbf{s}(k+1)$  de la iteración anterior  
       resolver  $\min J(\hat{x}(k+3))$  para cada  $s_i \rightarrow \mathbf{s}(k+2)$
  - 14: **end for**
  - 15: Aplicar la acción de control  $\mathbf{s}(k+2)$  en  $k+2$   
       {el algoritmo se repite indefinidamente}
- 

Por otro lado, el diseño de las referencias de (3.26) se debe realizar de tal forma que sean acordes a los requerimientos del SAPF, es decir, que sean capaces de llevar el sistema a un estado deseado sin desestabilizar la planta. A continuación, se explica el diseño de tales referencias.

### 3.3. Diseño de referencias para el controlador MPC

La función de costo en (3.26) utiliza como referencias  $Q_s^*(k+1)$ ,  $P_s^*(k+1)$  y un voltaje de filtrado  $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ , el cual se explica a continuación. Para esta formulación se asume conocido el valor de la referencia  $Q_s^*(k)$  y también para la referencia de voltaje de  $V_{dc}^*(k)$ . Por lo cual, el problema de diseño de referencia consiste en encontrar  $P_s^*(k+1)$  y el valor del voltaje de filtrado, con tal de obtener un factor de potencia unitario.

Dado que la dinámica del *dc-link* no puede ser escogida de forma arbitraria, ya que esta debe ser más lenta que la de la potencia activa, se introduce el horizonte de predicción de la referencia  $N$  [53, 50]. Éste valor es un parámetro que determina el voltaje filtrado  $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ , el cual se obtiene mediante el voltaje medido en el *dc-link* en el instante  $k$ ,  $V_{dc}(k)$ :

$$\tilde{V}_{dc}^*(k+1) = V_{dc}(k) + \frac{1}{N}(V_{dc}^*(k) - V_{dc}(k)) \quad (3.27)$$

este valor permite al convertidor alcanzar el voltaje de referencia  $V_{dc}^*(k)$  linealmente en  $N$  pasos. Por ejemplo, si  $N = 500$ , el voltaje de referencia se alcanza en 500 pasos, es decir, en  $k = 500 \cdot T_s$ .

La dinámica del *dc-link* puede ser modelada como:

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc}(t) \quad (3.28)$$

Por lo cual, discretizando (3.28) mediante el método de Euler *backward*, con tal de obtener la predicción de la corriente del *dc-link* de manera explícita y encontrar la corriente de referencia requerida para el voltaje filtrado  $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$  en (3.27):

$$i_{dc}^*(k+1) = \frac{C}{T_s}(\tilde{V}_{dc}^*(k+1) - V_{dc}(k)) \quad (3.29)$$

$$= \frac{1}{N} \left( \frac{C}{T_s}(V_{dc}^*(k) - V_{dc}(k)) \right) \quad (3.30)$$

Así la corriente en el capacitor está limitada a  $(100/N)\%$  del total de la corriente requerida para que el voltaje  $V_{dc}$  alcance el voltaje de referencia  $V_{dc}^*$ .

En efecto, para alcanzar el voltaje de referencia (3.27), el cambio requerido en el flujo de la activa para regular esta variable se calcula como:

$$P_{dc}^*(k+1) = i_{dc}^*(k+1)\tilde{V}_{dc}^*(k+1) \quad (3.31)$$

La referencia para la potencia en la carga está dada por la componente dc de la expresión:

$$P_l^*(k+1) = \mathbf{v}_s^T(k+1) \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{i}_l(k+1) \quad (3.32)$$

Se aproxima  $\mathbf{v}_s^T(k+1) \approx \mathbf{v}_s^T(k)$  e  $\mathbf{i}_l(k+1) \approx \mathbf{i}_l(k)$ , dada la frecuencia utilizada en MPC (este caso particular,  $f_s = 40$  kHz). Además, la componente dc de  $P_l^*(k+1)$  se obtiene mediante un filtro digital *Butterworth* pasa bajo de segundo orden, con una frecuencia de corte de 25 Hz. Así la referencia de potencia del lado de la fuente es:

$$P_s^*(k+1) = P_l^*(k+1) + P_{dc}^*(k+1) \quad (3.33)$$

En consecuencia, en la figura 3.5 se muestra el diagrama de bloques que describe estrategia FCS-MPC para el SAPF.

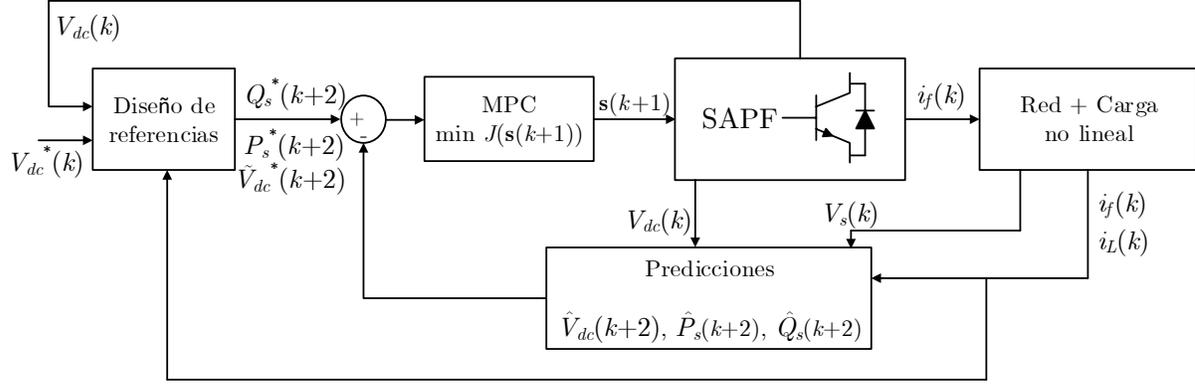


Figura 3.5: Diagrama de bloques de MPC con diseño de referencias.

### 3.4. Resultados por simulación del SAPF para FCS-MPC

De acuerdo a la figura 3.1, los parámetros para la simulación del SAPF incluyen un inversor tipo fuente de voltaje con interruptores IGBTs trifásico, alimentando una carga no lineal conformada por un puente rectificador trifásico no controlado de onda completa y una carga de 10 kW (ver figura 3.6). En particular los parámetros del sistema son resumidos en la tabla 3.1 (estos valores fueron seleccionados en base al trabajo [53]).

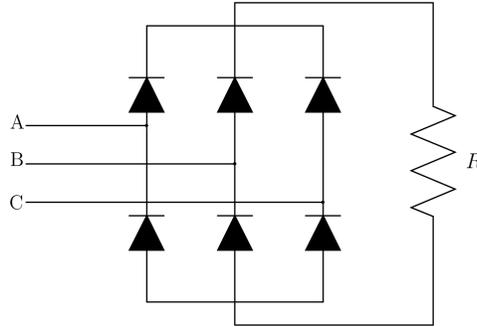


Figura 3.6: Carga no lineal: puente rectificador de onda completa conectado a una carga  $R$

En las figuras 3.7 y 3.9 se observa el comportamiento de las corrientes, potencias activa y reactiva, y voltaje en el dc-link del filtro activo ante la carga de la figura 3.6, antes y después de ser conectado el SAPF. En los resultados que se presentan la estrategia de control utilizada para el filtro activo fue FCS-MPC.

En la figura 3.7, de arriba hacia abajo, el primer gráfico muestra la forma de las corrientes de la carga ( $i_L$ ), el segundo muestra la forma de las corrientes de la red ( $i_s$ ), y el tercero muestra la forma de las corrientes del filtro ( $i_f$ ); de aquí en adelante, en todas las figuras de señales trifásicas de este capítulo, el color azul está asociado a la fase  $a$ , el verde a la fase  $b$ , y el rojo a la fase  $c$ . Como era de esperarse, cuando se conecta el filtro, este inyecta corrientes que eliminan gran parte de la distorsión armónica de la corriente de la fuente. Como consecuencia, la forma de la onda en la fuente es casi sinusoidal, pasando de un 23.6 % a un 4.39 % de THD.

Tabla 3.1: Parámetros del filtro activo a utilizar

Parámetros	Valores
Voltaje de la fuente: $V_s$	230 Vrms
Frecuencia de la fuente	50 Hz
Inductancia en la carga: $L_L$	4.7 mH
Resistencia en la carga: $R_L$	28.94 $\Omega$
Inductancia en el filtro: $L_f$	4.75 mH
Resistencia en el filtro: $R_f$	0.4 $\Omega$
Voltaje dc-link: $V_{dc}$	700 V
Capacitancia dc-link: $C$	2200 $\mu\text{F}$
Potencia nominal: $\bar{P}_s$	10 kW
Frecuencia de muestreo del controlador: $f_s$	40 kHz ( $T_s = 25 \mu\text{s}$ )
Horizonte de predicción de la referencia de voltaje: $\tilde{V}_{dc}^*$	600

Por otra parte, en las figuras 3.8a) y 3.8b) se observa el espectro armónico de la corriente de la fuente antes y después de conectar el SAPF, respectivamente, donde se tiene que el espectro armónico disminuye luego de conectar el filtro. Específicamente se reduce el 5to, 7mo, 11vo, 13er, 17mo y 19no armónico. Además, se debe destacar que luego de conectar el SAPF aparecen armónicas pares, lo cual se debe a la naturaleza de los efectos de conmutación de FCS-MPC. No obstante, estos armónicos no causan preocupación en el sistema, ya que son fáciles de filtrar, por ejemplo con inductancias o transformadores.

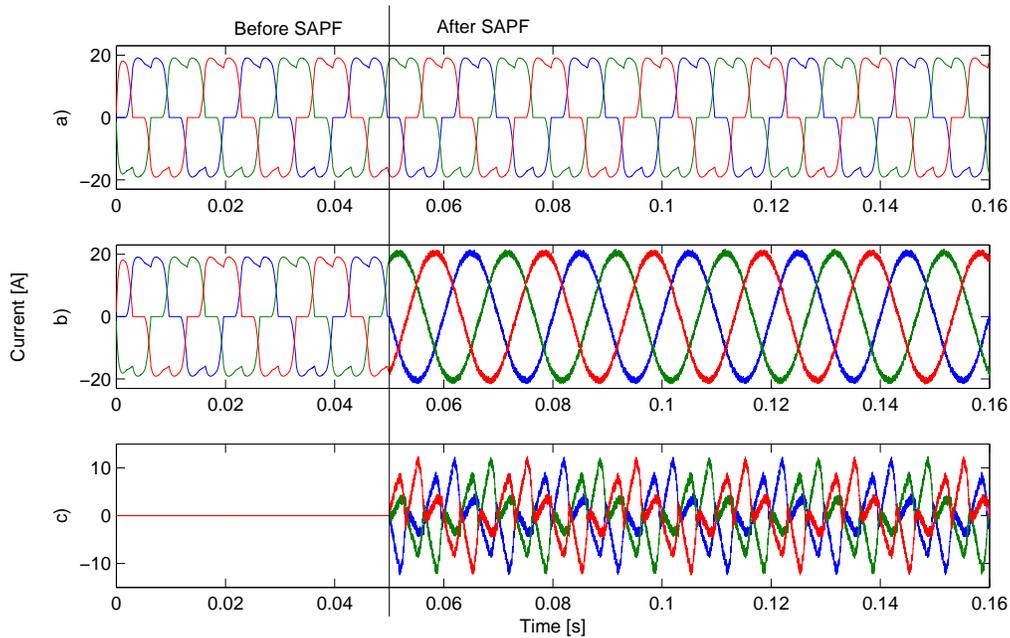


Figura 3.7: Evolución de las corrientes del sistema antes y después de conectar el SAPF. a) Corriente en la carga. b) Corriente en la fuente. c) Corriente en el filtro.

En la figura 3.9, de arriba hacia abajo, el primer gráfico muestra la potencia activa instantánea, en azul, y la potencia reactiva instantánea, en verde; el segundo muestra el comportamiento del voltaje en el *dc-link*. Se puede notar que, al conectar el SAPF, la potencia activa entrega por

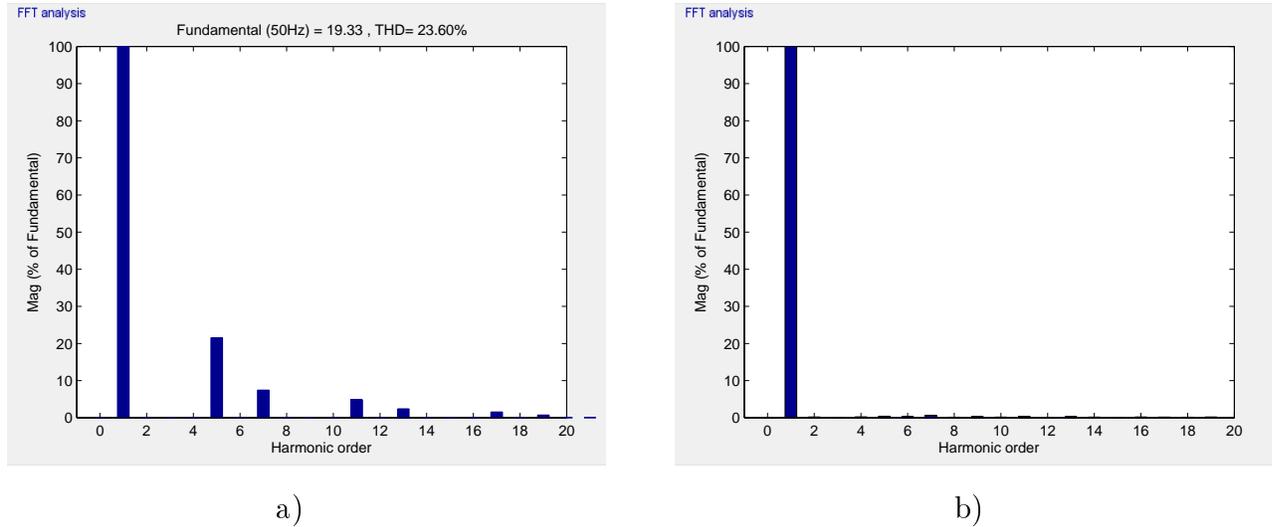


Figura 3.8: Espectro armónico de la corriente de la red ( $i_{sa}$ ): a) antes de conectar el SAPF. b) después de conectar el SAPF

la fuente se vuelve constante, también se logra aumentar el factor de potencia de un valor de 0.84 a un 0.99. Asimismo, la potencia reactiva se torna cercana a cero, lo que demuestra la eficacia del SAPF al compensar potencia reactiva. Por otro lado, la dinámica del voltaje en el *dc-link* posee rizado, debido a la forma en que se calcula la referencia (ver ecuación (3.27)), y además, por el constante flujo de potencia entre el sistema y el inversor. Una forma de reducir este rizado es aumentar adecuadamente el valor de las inductancias en cada fase, pero esto aumentaría el costo de implementación del sistema. No obstante, para esta aplicación en específico se puede tolerar este comportamiento, ya que no afecta el análisis. Cabe destacar que el voltaje en el *dc-link* se encuentra bajo la referencia de 700 [V], ya que se tienen pérdidas por conmutación.

Para comprobar el rendimiento del filtro activo ante otras topologías de cargas no lineales se realiza un estudio para diversas cargas. En la figura 3.10a) se presenta una carga con tres resistencias iguales en conexión estrella, donde en la fase *a* se conecta un diodo en serie, lo cual agrega una componente no lineal. A su vez, en la figura 3.10b) se presenta otra carga donde se tienen tres resistencias iguales donde se conecta un diodo entre las fases *a* y *b*, y entre las fases *b* y *c*, y en paralelo una carga *RC*. Las respuestas de las corrientes para este tipo de cargas se muestra a continuación. Es importante destacar que se utiliza un valor de resistencias de  $R = 15 [\Omega]$  y  $C = 1 [\mu F]$  para la simulación, y los otros parámetros de la tabla 3.1.

En la figura 3.11 se observan las formas de onda de la corriente de la carga, la fuente y el filtro para la topología de carga no lineal de la figura 3.10a). Se observa que cuando se conecta el filtro la corriente de la fuente vuelve a ser sinusoidal, pasando de una distorsión armónica total de 43.35% en la fase *a* y 12.04% en la fase *b* y *c*, a un 4.52% promedio en cada fase.

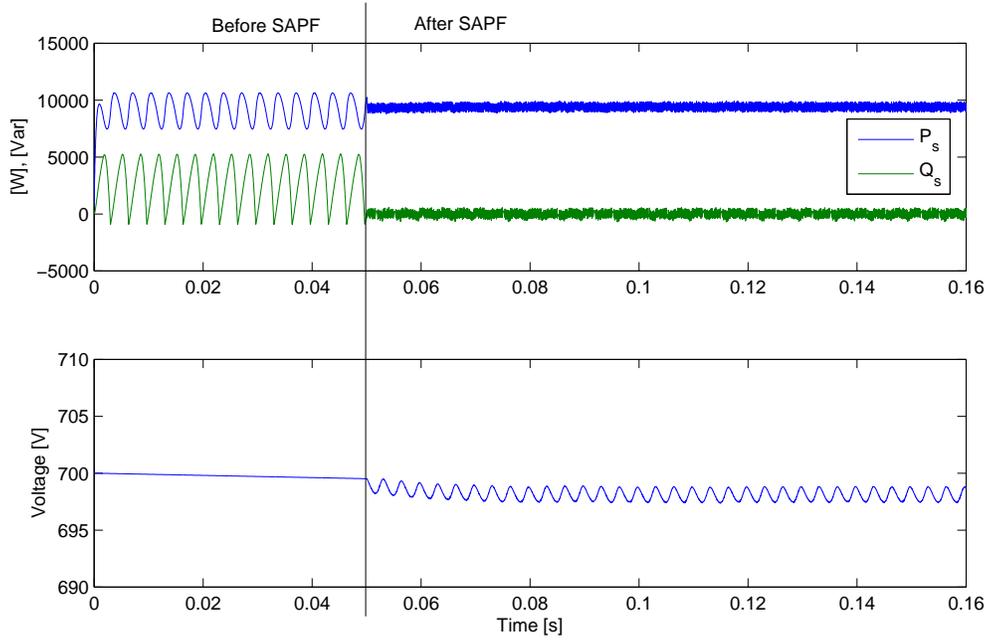


Figura 3.9: Potencia activa y reactiva de la fuente y dinámica del voltaje en el dc-link.

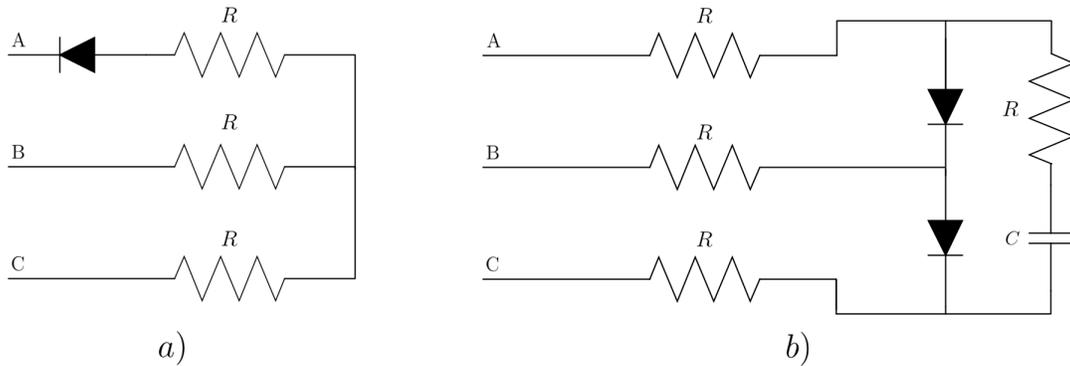


Figura 3.10: Tipos de carga no lineal: a) Resistencias en conexión estrella con un diodo en serie en la fase  $a$ . b) Resistencias en serie con diodos conectadas en paralelo a una carga RC.

Para el análisis de la otra carga, la figura 3.12 muestra las formas de onda de las corrientes características del sistema, es decir, la corriente de la carga, de la fuente y el filtro para la carga no lineal de la figura 3.10b). Se observa que cuando se conecta el filtro la corriente de la fuente recupera su forma sinusoidal, cambiando el THD desde 36.87% en la fase  $b$  y 28.4% en la fase  $b$  y  $c$ , a un 4.51% promedio en cada fase.

Por lo tanto, el filtro activo en paralelo logra compensar los armónicos de corriente, potencia reactiva y desbalances independiente de la topología de la carga.

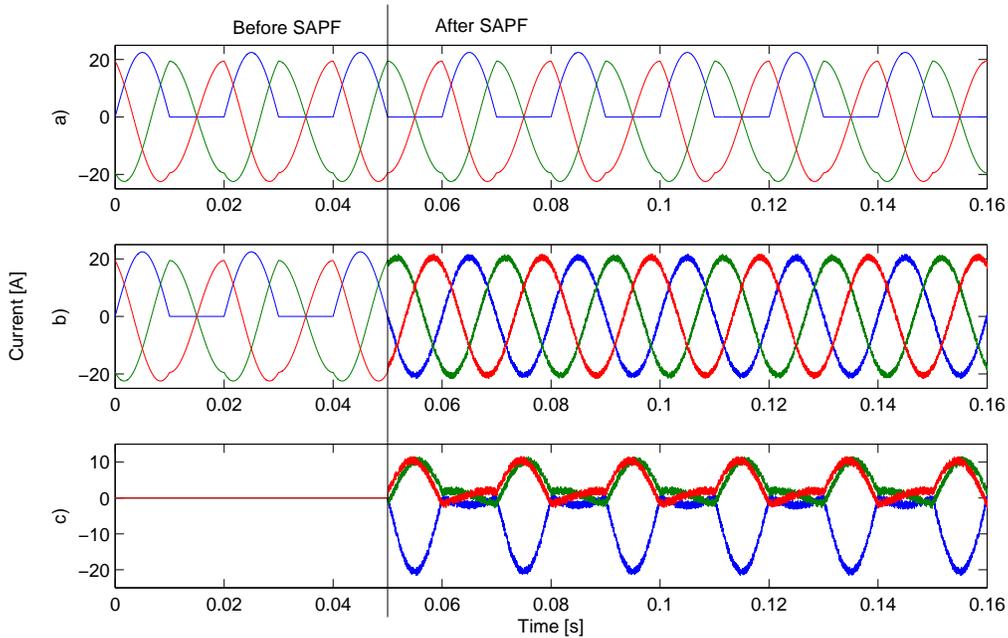


Figura 3.11: Corrientes del sistema para la carga no lineal de la figura 3.8a) antes y después de conectar el SAPF. a) Corriente en la carga. b) Corriente en la fuente. c) Corriente en el filtro.

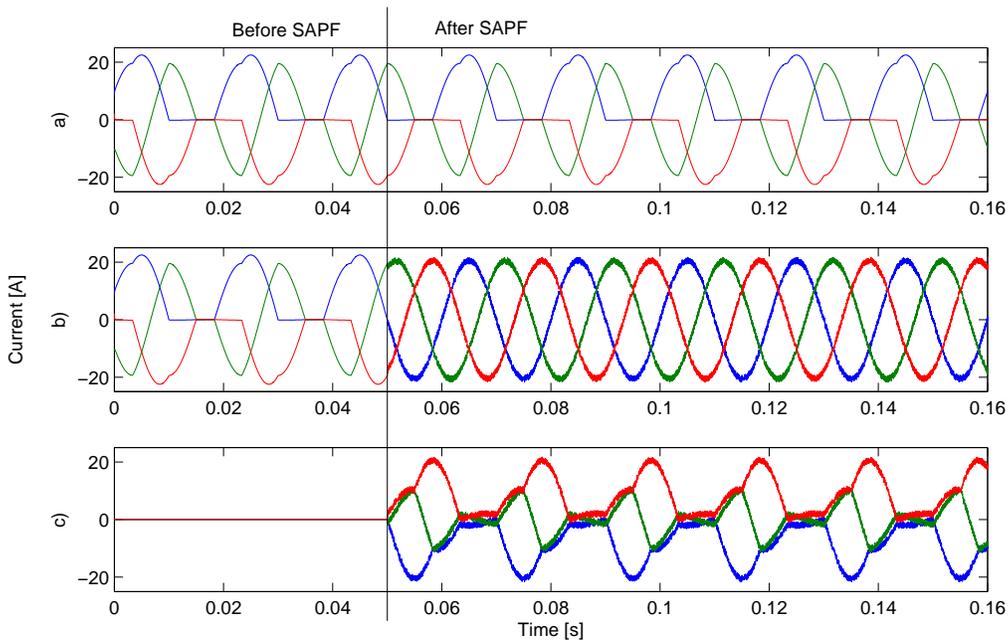


Figura 3.12: Corrientes del sistema para la carga no lineal de la figura 3.7b) antes y después de conectar el SAPF. a) Corriente en la carga. b) Corriente en la fuente. c) Corriente en el filtro.

### 3.5. Diseño de control predictivo multi-objetivo

Una de las mayores ventajas del control predictivo es incorporar muchas variables del sistema en una sola ley de control, siempre y cuando se escojan los ponderadores adecuados [99]. Hoy

en día existen diferentes métodos numéricos y analíticos para el diseño de estos parámetros [48], también, muchas veces son determinados de forma heurística [53], los cuales solo consideran ciertas condiciones de operación del sistema. Por otro lado, en [25], [71] se plantea una forma alternativa de resolver el problema de minimizar una función de desempeño, para ello se formula un problema de optimización multi-objetivo sin la necesidad de escoger ponderadores.

Dado lo anterior, se puede observar que existe una problemática aún no resuelta para encontrar los ponderadores de la función de costo en MPC. Es por ello que la propuesta de este trabajo consiste en encontrar una forma de sintonizar MPC en inversores mediante la emulación de un problema de control predictivo multi-objetivo (MO-MPC).

En [100], para un estanque cónico se realiza un problema de optimización multi-objetivo para resolver MPC. En cada instante del problema se calcula la frontera de Pareto y con esto se encuentra un valor del factor de peso equivalente, para pasar de un problema multi-objetivo a un mono-objetivo. Así se en cada instante se tendrá un ponderador distinto que se adaptara a las condiciones de Pareto. El ponderador que se utiliza en el controlador MPC es un modelo equivalente de todos los pesos obtenidos en cada instante. Como ventaja de este método es que la sintonización del parámetro se adaptaría a los cambios de operación del sistema. Por lo tanto, siguiendo este trabajo se desarrollará el método para sintonizar MPC en inversores.

Un problema MO-MPC aplicado a inversores, considerando la compensación del retardo, puede expresarse como:

$$\min_{\mathbf{s}(k+1) \in S} J^{k+2}(\mathbf{s}(k+1)) = \min_{\mathbf{s}(k+1) \in S} [J_1^{k+2}(\mathbf{s}(k+1)), J_2^{k+2}(\mathbf{s}(k+1)), \dots, J_M^{k+2}(\mathbf{s}(k+1))]^T \quad (3.34)$$

donde  $\mathbf{s}(k+1)$  es el estado de conmutación aplicado en  $k+1$  y  $J^{k+2}$  es un vector de funciones objetivos en función de los estados, las cuales son opuestas, es decir, si una aumenta la otra disminuye. La solución del problema es una secuencia de control de la llamada frontera óptima de Pareto.

Por lo tanto, en términos generales, sean  $M$  funciones objetivos, para definir la optimalidad de Pareto se considera la secuencia de control factible  $\mathbf{S}^p(k) = [\mathbf{s}^p(k), \dots, \mathbf{s}^p(k+N-1)]$ , donde  $\mathbf{s}^p \in$  estados de conmutación y  $N$  es el horizonte de predicción. La secuencia de control  $\mathbf{S}^p(k)$  es llamada Pareto óptima sí y solo sí no existe otra acción de control factible  $\mathbf{S}(k)$  tal que:

- i)  $J_i(\mathbf{S}(k)) \leq J_i(\mathbf{S}^p(k))$ , para  $i = 1, \dots, M$
- ii)  $J_i(\mathbf{S}(k)) < J_i(\mathbf{S}^p(k))$ , para al menos un  $i \in \{1, \dots, M\}$

El conjunto de todos los valores de las funciones objetivos correspondientes a soluciones óptimas de Pareto ( $P_s$ ) es conocido como frontera óptima de Pareto  $P_F = \{[J_1(\mathbf{S}^p(k)), \dots, J_M(\mathbf{S}^p(k))]^T : \mathbf{S}^p(k) \in P_s\}$ .

Dado que solo una acción de control puede ser aplicada al sistema, se debe establecer un criterio con tal de encontrar la mejor secuencia de control  $\mathbf{S}^p(k) = [\mathbf{s}^p(k), \dots, \mathbf{s}^p(k+N-1)]$  perteneciente a la frontera de Pareto. Este criterio está directamente relacionado con el error de seguimiento de referencia y frecuencia de conmutación.

En la figura 3.13,  $\Lambda$  representa el conjunto de soluciones factibles; la frontera de Pareto está

representada por +. Las acciones de control  $U_A$ ,  $U_B$  y  $U_C$  son factibles y sólo  $U_A$  y  $U_B$  son óptimos de Pareto. Por otro lado,  $U_D$  es una solución infactible o utópica [1].

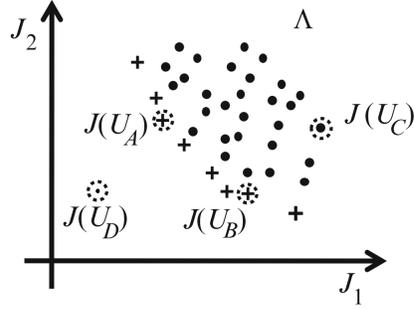


Figura 3.13: Frontera de Pareto y sus distintas soluciones [1].

La forma de encontrar la frontera óptima de Pareto puede ser resuelta por distintos métodos, entre ellos, por medio del algoritmo de *Branch and Bound*; a través de algoritmos genéticos; por nombrar algunos. En el caso de inversores, se utiliza búsqueda exhaustiva, dada la naturaleza discreta del inversor y sus acciones de control finitas (en el caso del inversor de dos niveles y tres piernas, el orden de las soluciones es de 10).

La optimización multi-objetivo puede ser resuelta utilizando el algoritmo  $\varepsilon - constraint$  [100, 101] (que fundamentalmente consiste en transformar el problema multi-objetivo en un mono-objetivo donde se minimiza una función objetivo y las otras funciones se expresan como desigualdades. El problema de este método es escoger tales desigualdades), para más detalles ver el anexo 7.4 de esta tesis.

Debido a la dificultad y costo computacional que significa encontrar la frontera de Pareto en tiempo real para aplicaciones, se propone relacionar MO-MPC con FCS-MPC. Para ello se deben encontrar los ponderadores ( $\lambda$ ) que hagan que los problemas sean equivalente. Es por esto, que se propone resolver dinámicamente, en cada instante  $k$  de la simulación, el problema:

$$\begin{aligned} \text{encontrar } \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M \geq 0, \quad \forall (J_1, \dots, J_M) \in P_F, & \quad (3.35) \\ \arg \min_{\mathbf{s}(k+1)} \{J_1(\mathbf{s}(k+1)), \dots, J_M(\mathbf{s}(k+1))\} = & \\ \arg \min_{\mathbf{s}(k+1)} \{\lambda_1 J_1(\mathbf{s}(k+1)) + \lambda_2 J_2(\mathbf{s}(k+1)), \dots, \lambda_M J_M(\mathbf{s}(k+1))\} & \end{aligned}$$

es decir, se escogen los valores de  $\lambda$  que emulen al controlador obtenido por la solución del problema multi-objetivo.

Por último, para introducir al sistema de control los valores de  $\lambda$  obtenidos es preferible modelar esta señal como una función variable en cada instante  $k$ , es decir,  $\lambda = \lambda(k)$ , con un tiempo de muestreo igual al del controlador predictivo. Para realizar una buena identificación, se pueden incluir variables exógenas propias del sistema, por ejemplo en el caso de inversores, las potencias, corrientes, pulsos de control, entre otros.

La principal desventaja de este método de sintonización es que al expresar el problema multi-objetivo en uno mono-objetivo, no todas las soluciones Pareto óptimas son accesibles por la elección de factores de ponderación.

En el caso de que la frontera de Pareto cuente con solo una solución óptima, el valor de  $\lambda$  es libre, y en este caso en particular se escoge  $\lambda(i) = \lambda(i-1)$ ,  $i \in \mathbb{N}$  para agregar correlación entre el ponderador y su autorregresor. Para los demás casos de posibles fronteras se resuelve (3.35).

En efecto, para probar el método descrito sobre encontrar los parámetros de la función objetivo, se aplicará MO-MPC al filtro activo definido anteriormente. En este caso de estudio, las soluciones con el nuevo controlador se obtienen sobre la misma condición de operación utilizada para el cálculo de  $\lambda(k)$ . A continuación, se describe tal propuesta:

Se busca resolver el problema multi-objetivo:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{s}(k+1) \in \mathcal{S}} J(\mathbf{s}(k+1)) &= \{J_1(\mathbf{s}(k+1)), J_2(\mathbf{s}(k+1))\} \\ \text{donde} \\ J_1(\mathbf{s}(k+1)) &= (P_s^*(k+2) - \hat{P}_s(k+2))^2 \\ J_2(\mathbf{s}(k+1)) &= (Q_s^*(k+2) - \hat{Q}_s(k+2))^2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

Es importante destacar que  $J_1$  y  $J_2$  son objetivos opuestos, vale decir, si uno aumenta, el otro disminuye. Esto se debe a que no es posible minimizar el error de seguimiento de la potencia activa y reactiva al mismo tiempo.

La optimización multi-objetivo permitirá encontrar el valor de  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$ , para posteriormente utilizar MPC convencional, minimizando la función:

$$J(\mathbf{s}(k+1)) = \lambda_1 (P_s^*(k+2) - \hat{P}_s(k+2))^2 + \lambda_2 (Q_s^*(k+2) - \hat{Q}_s(k+2))^2, \quad \lambda_1, \lambda_2 \geq 0 \quad (3.37)$$

Por simplicidad de aquí en adelante se considerará  $\lambda_1 = 1$ , ya que si se tienen  $M$  funciones objetivos, sólo se necesitan  $M - 1$  ponderadores para manejar el valor relativo de la función de costo.

Para ilustrar el método propuesto, en la figura 3.14 se muestra un ejemplo de resolución de (3.35), en este caso se tiene la frontera de Pareto de solamente dos funciones objetivos. Los valores de  $J_1$  y  $J_2$  utilizados para el ejemplo se muestran en la tabla 3.2. Se observa que la frontera de Pareto para el instante  $k = 1230$  posee cuatro puntos, con acciones de control  $s_0$ ,  $s_1$ ,  $s_3$  y  $s_6$ . Dado que se utiliza el algoritmo  $\varepsilon$ -constraint, con condición de que  $J_2 \leq 500$  [VAR], la acción de control seleccionada en este instante es  $s_1$ . Es decir, esta es la solución del problema MO-MPC. Por lo tanto, se debe cumplir:

$$\begin{aligned} \lambda_2 \geq 0, \quad \forall (J_1, J_2) \in P_F, \\ \arg \min_{\mathbf{s}(k+1)} \{J_1(\mathbf{s}(k+1)), J_2(\mathbf{s}(k+1))\} &= \arg \min_{\mathbf{s}(k+1)} \{J_1(\mathbf{s}(k+1)) + \lambda_2 J_2(\mathbf{s}(k+1))\} \\ &\Leftrightarrow s_1 = \arg \min_{\mathbf{s}(k+1)} \{J_1(\mathbf{s}(k+1)) + \lambda_2 J_2(\mathbf{s}(k+1))\} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Se debe recordar que la acción de control  $s_0$  y  $s_7$  poseen el mismo comportamiento, por lo cual para el cálculo de  $\lambda$  sólo se considera  $s_0$ .

Para solucionar (3.38) se debe tener en claro que se deben escoger los valores de  $\lambda$  que hagan que  $J(s_1) = J_1(s_1) + \lambda_2 J_2(s_1)$  sea el mínimo global en el instante  $k$  estudiado, así siguiendo [100] se debe resolver el problema:

$$J_1(s_1) + \lambda_2 J_2(s_1) \leq J_1(s_*) + \lambda_2 J_2(s_*)$$

Tabla 3.2: Ejemplo de la selección de  $s(k + 1)$  para MO-MPC

	$J_1$	$J_2$	Pareto óptimo	Condición de $\varepsilon$ -constraint	solución
$s_0$	1531	420.4	✓	✓	x
$s_1$	709.9	427.4	✓	✓	✓
$s_2$	1855	715	x	x	x
$s_3$	2676	132.8	✓	✓	x
$s_4$	2353	1268	x	x	x
$s_5$	1208	1556	x	x	x
$s_6$	386.5	708	✓	x	x

Se denota  $s_*$  como las otras acciones de control Pareto óptimas. Al resolver se llega a que el conjunto solución de  $\lambda$  que cumple con lo anterior es  $\lambda_2 \in [0.1498, 0.8677]$ . En este caso se escogerá el mínimo valor del intervalo.

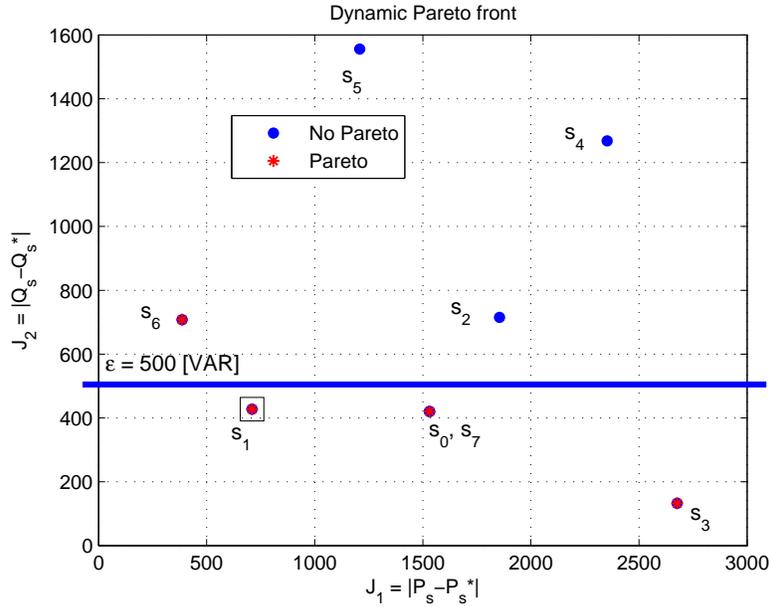


Figura 3.14: Frontera de Pareto del sistema SAPF en el instante  $k = 1230$

### 3.6. MO-MPC para un filtro activo con un inversor de dos niveles

A continuación se presentan los resultados obtenidos para la propuesta de control predictivo multi-objetivo aplicada al sistema SAPF, para ello se estudiarán los rendimientos obtenidos con MO-MPC y FCS-MPC, con los modelos para  $\lambda$ , control proporcional-integral y control por histéresis. Para ello, primero se deben destacar los siguientes puntos, los cuales son válidos para todo el resto del trabajo:

- El cálculo del THD se realiza en los treinta últimos ciclos de la señal, ya que FCS-MPC

posee frecuencia de conmutación variable.

- La frecuencia de conmutación se calcula contando una subida de 0 a 1 y luego una bajada de 1 a cero como una sola conmutación. El promedio se calcula para cada semiconductor.
- El promedio y desviación estándar de  $J_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ , se calcula luego de que las señales del sistema se estabilizan.
- El tiempo de cálculo se computa luego que las señales del sistema se estabilizan.
- Las simulaciones fueron realizadas en un ordenador con un procesador Intel(R) Core(TM) i7-3770 CPU @3.40 GHz, en conjunto con un sistema operativo Windows Professional 7, 64 bits.

En este caso sólo se considera un factor de ponderación en la función objetivo (ver ecuación (3.37)). En la figura 3.15 se muestran los valores de  $\lambda_2(k)$ , en función de los instantes  $k$  de la simulación, determinados al resolver (3.35). Para solucionar el problema multi-objetivo se utiliza la condición de minimizar  $J_1 = e_P$ , sujeto a la restricción para el error de la potencia reactiva  $e_Q < 500$  [VAR]. Es decir, dado que la potencia del sistema es  $P = 10$  kW, el error de la potencia reactiva debe ser menor a un 5 %.

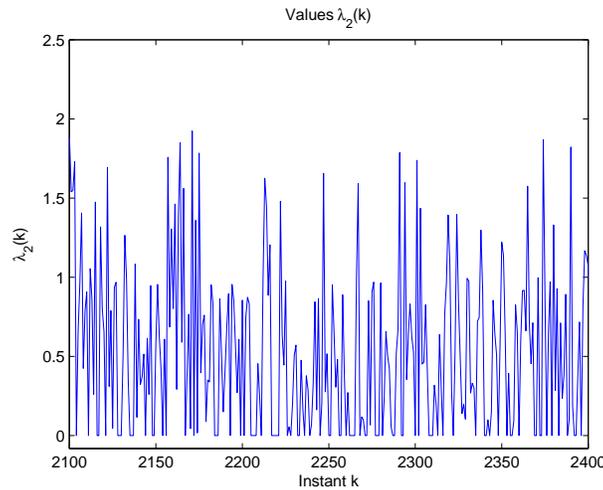


Figura 3.15: Señal obtenida para  $\lambda_2(k)$ .

Para introducir la señal del ponderador  $\lambda_2(k)$  al controlador FCS-MPC, se identifica un modelo dinámico que dependa de las variables del sistema SAPF. Esto último se hace para que el ponderador logre adaptarse al sistema en cuestión. En consecuencia, para sintonizar un modelo de  $\lambda_2$  se proponen dos métodos (basado en [100]):

1. Se identifica un modelo ARX con la data histórica de  $\lambda(k)$
2. Identificar el valor promedio de la señal de  $\lambda(k)$ .

Siguiendo lo anterior, para generar el modelo ARX de  $\lambda_2(k)$ , se utilizan las variables del sistema SAPF más representativas, las cuales son la potencia activa ( $P_s$ ), reactiva ( $Q_s$ ), el error de seguimiento de la potencia activa ( $e_{P_s}$ ) y reactiva ( $e_{Q_s}$ ) y la potencia reactiva al cuadrado ( $Q_s^2$ ).

Por lo tanto, el modelo posee una estructura de la forma:

$$\begin{aligned}\hat{\lambda}_2(k) = & 0.31\lambda_2(k-1) + 0.22\lambda_2(k-2) + 0.006Q_s(k-2) - 0.005P_s(k-1) \\ & + 0.003P_s(k-2) + 0.026e_{P_s}(k-1) + 0.33e_{Q_s}(k-2) \\ & - 0.78e_{Q_s}(k-3) + 0.0005Q_s^2(k-1) - 0.0013Q_s^2(k-2)\end{aligned}\quad (3.39)$$

En la figura 3.16 se observa gráficamente la señal de  $\lambda_2$  y el modelo,  $\hat{\lambda}_2$ , incluido el promedio, con un valor de  $\overline{\lambda}_2 = 0.53$ . Se tiene que el RMSE de  $\hat{\lambda}_2$  es de 0.2145 y el de  $\overline{\lambda}_2$  es de 0.5474

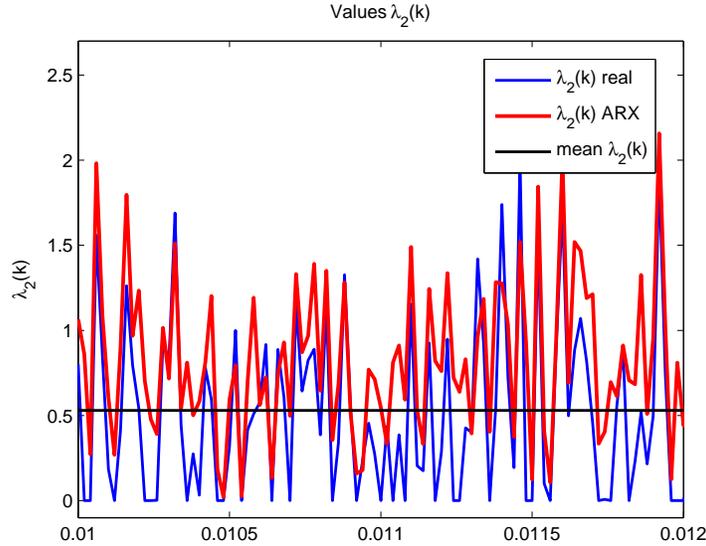


Figura 3.16: Comparación entre  $\lambda$  real y  $\lambda$  estimado.

Se observa que dada la simplicidad del modelo lineal, no es posible representar una función tan variante en el tiempo, más aún, no se pueden representar los *peaks* de la señal de  $\lambda_2$ . No obstante, se observa que el modelo ARX sigue la tendencia de subida y bajada de la señal. En el anexo 7.3 se puede ver una propuesta de diseño de cómo mejorar la identificación.

En la tabla 3.3 se presentan los resultados obtenidos por MO-MPC, FCS-MPC utilizando un modelo ARX y el promedio de  $\lambda_2(k)$ , y también, para realizar una comparación, se muestran los controladores clásicos, proporcional-integral (PI) con modulación por ancho de pulso (PWM) y control de corriente por histéresis (HCC). Para el control PI se utiliza una modulación PWM a 10 kHz, y para HCC una banda de histéresis de  $\delta = 0$  y una frecuencia de muestreo de 40 kHz, para tener resultados comparables con FCS-MPC. En el anexo 7.1. se explica más acerca de estos controladores clásicos.

Primeramente se debe notar que el controlador PI con PWM es mejor que las demás formas de control, en cuanto a THD se refiere. Esto es debido a la etapa de modulación presente en la estrategia, lo que genera una frecuencia de conmutación fija. Tanto MPC como HCC poseen frecuencia de conmutación variable. Es por ello que el controlador PI posee mejores estadísticos ( $J_1$  y  $J_2$ ) que HCC. Sin embargo, MPC y HCC poseen una mejor respuesta dinámica que el controlador PI.

Al comparar el controlador PI con MO-MPC se observa que este último posee un mejor rendimiento en cuanto a seguimiento de referencia, ya que obtiene mejores estadísticos  $J_1$  y  $J_2$  que el controlador lineal. Esto se debe a la naturaleza no lineal del filtro activo, y al esquema de control utilizado para el controlador PI. En este caso el controlador proporcional-integral no logra cero error en estado estacionario, ya que las formas de onda a controlar no son completamente continuas, dado las fluctuaciones de potencia con el sistema y el *dc-link*. En cambio, FCS-MPC es capaz de trabajar con estas no linealidades y conseguir un mejor desempeño.

Se observa que al aplicar MO-MPC se obtiene un menor valor para  $J_1$  que para  $J_2$ , esto se debe a que el criterio de optimización utilizado minimiza  $J_1$  y  $J_2$  al mismo tiempo. Además, es posible notar que FCS-MPC con los modelos de  $\lambda_2$  posee resultados muy similares, en tanto a THD, frecuencia de conmutación y estadísticos  $J_1$  y  $J_2$ . Considerando lo anterior, FCS-MPC es capaz de emular la solución del problema multi-objetivo, tanto para el modelo ARX, como para el promedio de  $\lambda$ .

Por último, los tiempos de cálculo entre FCS-MPC con  $\lambda$  fijo y variable son muy similares y menores que MO-MPC, logrando así el objetivo de pasar de un problema multi-objetivo a uno mono-objetivo (en [50] se implementa un algoritmo de control predictivo similar al de este trabajo y logran llevarlo a cabo en menos de  $3\mu s$ , con una frecuencia de muestreo de  $T_s = 20\mu s$ , lo cual demuestra la factibilidad de implementar el controlador FCS-MPC propuesto).

Tabla 3.3: Resultados para MO-MPC

		MO-MPC	FCS-MPC		Control clásico	
Parámetros			ARX	Prom ( $\overline{\lambda(k)}$ )	PI + PWM	HCC
THD	%	4.389	4.377	4.401	3.887	4.781
Promedio $Q_s$	VAR	0.241	0.432	-0.384	0.073	-1.595
Máxima $f_{sw}$	kHz	21.5	22.5	22.5	10.0	20.0
Promedio $f_{sw}$	kHz	8.960	9.077	9.100	10.0	9.559
Promedio (Std) $J_1$	W	252.18 (246.50)	255.58 (237.15)	255.14 (236.63)	267.97 (244.47)	298.36 (288.92)
Promedio (Std) $J_2$	VAR	263.51 (245.04)	262.68 (259.80)	263.55 (250.62)	285.28 (309.74)	275.46 (303.23)
Máx $T_{calc}$	$\mu s$	45.41	26.65	23.47	3.87	4.12
Promedio $T_{calc}$	$\mu s$	35.45	19.20	10.65	3.15	3.61

Para comprobar que el método propuesto es capaz de adaptarse ante cambios de carga, se realizará una prueba ante cuatro distintos escenarios. El primero y el segundo es una carga no lineal (ver figura 3.6), con una potencia de 5 y 10 kW, respectivamente. El tercer y cuarto escenario es una carga resistiva desbalanceada, con una potencia de 10 y 12.5 kW, respectivamente.

El primer escenario se aplica durante 0.1 [s]; luego, el segundo escenario se da por 0.15 [s]; posteriormente, el tercero se mantiene por 0.1 [s]; finalmente, el cuarto se mantiene por 0.1 [s]. En la figura 3.17a) se muestra esta situación, para la corriente en la carga del SAPF.

En la figura 3.17b) se observan los resultados de la corriente de la red utilizando MO-MPC, con el criterio de optimización anteriormente mencionado, es decir, el error de la potencia reactiva debe ser menor a un 5 % del total. Se puede notar que los *peaks* de corriente se producen

justo en el instante cuando se realiza el cambio de carga.

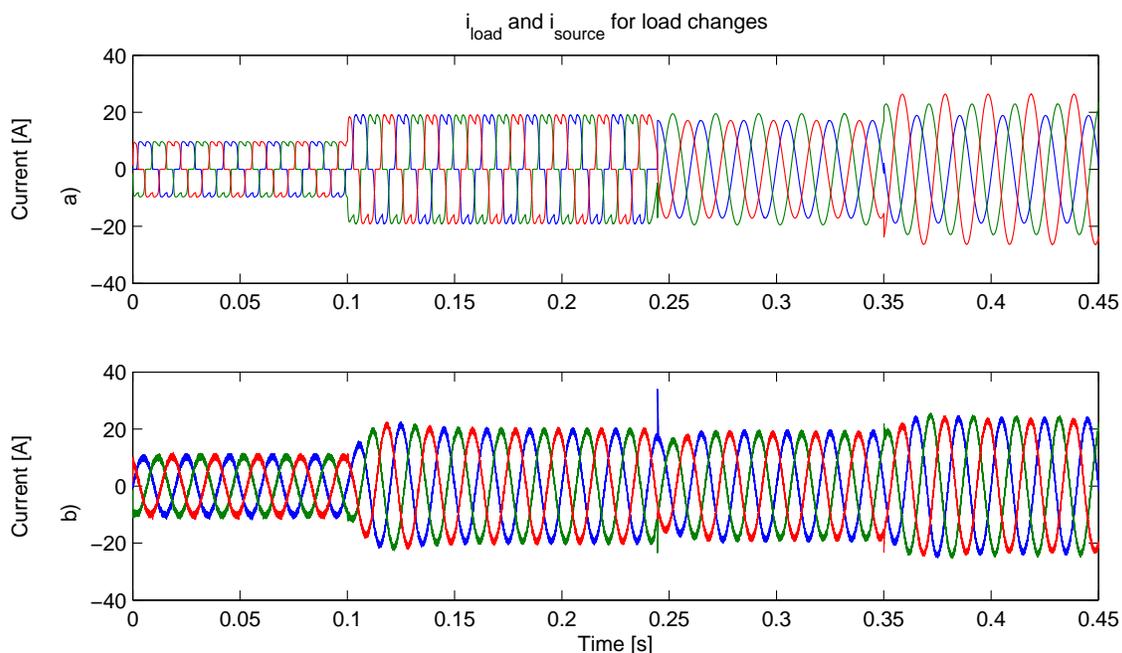


Figura 3.17: Corrientes del SAPF ante cambios de carga. a) Corriente en la carga. b) Corriente en la red.

Para comprobar el criterio de optimización multi-objetivo, en la figura 3.18 se muestra la potencia activa y reactiva, y se observa que para una potencia de 5 kW, el error de la potencia activa será de 250 VAR, aproximadamente. En cambio, para una potencia de 10 kW, se tendrá un error de potencia reactiva de 500 VAR.

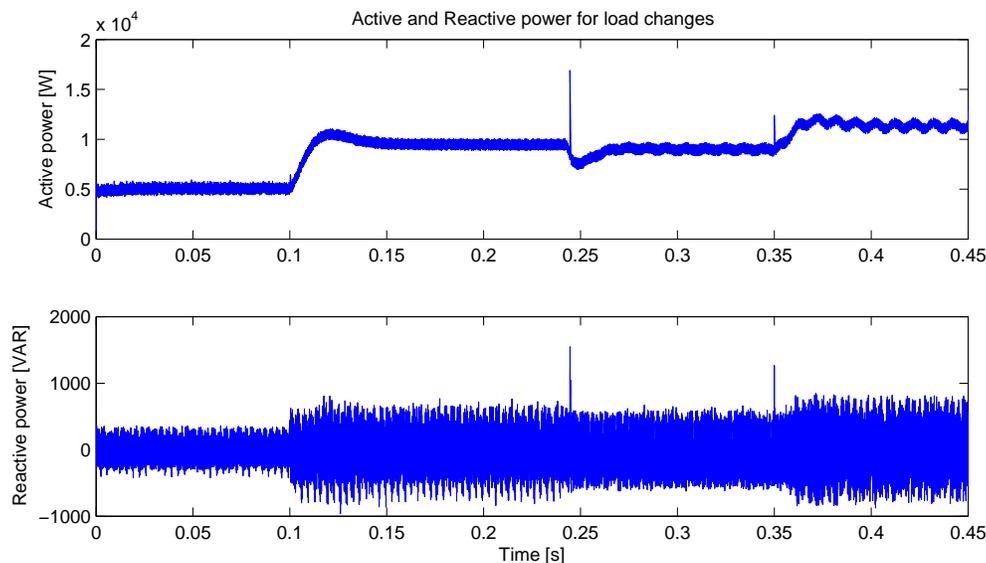


Figura 3.18: Potencia activa y reactiva para el SAPF ante cambios de carga

Para emular la solución del problema MO-MPC, se realiza un modelo del ponderador que relaciona MO-MPC con FCS-MPC. Esto se muestra en la figura 3.19. Se identifica con un modelo ARX y el promedio. La estructura del modelo autorregresivo es:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_2(k) = & 0.41\lambda_2(k-1) + 0.0043Q_s(k-1) + 0.0059Q_s(k-2) - 0.0011P_s(k-2) \\ & - 0.0078P_s(k-3) + 0.088e_{P_s}(k-2) - 0.00017Q_s^2(k-1) + 0.00035Q_s^2(k-2) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Además, el promedio de  $\lambda_2$  tiene un valor de  $\bar{\lambda}_2 = 0.354$ . Se tiene que el RMSE de  $\hat{\lambda}_2$  es de 0.3711 y el de  $\bar{\lambda}_2$  es de 0.6252. Se puede notar que en  $t = 0.1$  [s] los valores del ponderador son un poco más bajos, debido a que aumenta el valor del error de la potencia reactiva, por los cambios de carga.

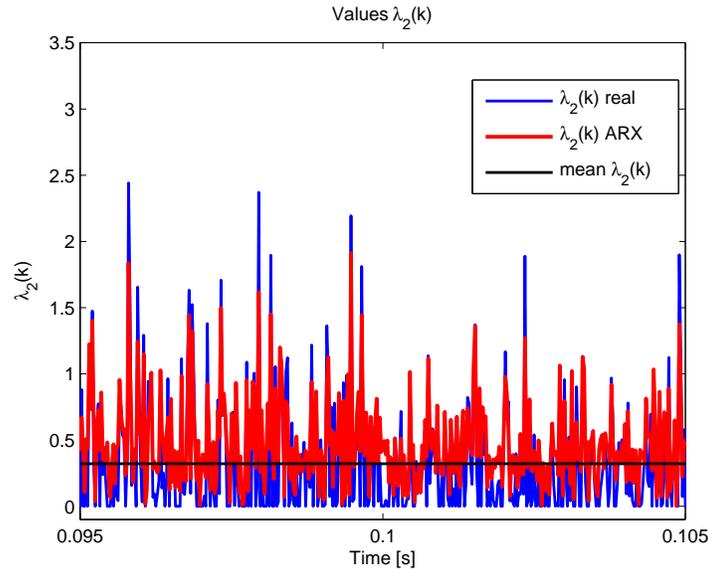


Figura 3.19: Valores de  $\lambda_2(k)$  para cambios de carga

Los resultados de esta prueba se muestran en la tabla 3.4, donde se observan los valores del THD para cada escenario o carga. Se puede notar que el modelo ARX es capaz de emular el comportamiento de MO-MPC en cuanto a THD se refiere. Sin embargo, el promedio de la señal completa de  $\lambda_2$  no lo logra, esto es debido a que no se adapta a los cambios de carga, ya que es fijo.

Tabla 3.4: THD en cada cambio carga

	Carga 1	Carga 2	Carga 3	Carga 4
MO-MPC	5.079	4.389	3.877	3.356
FCS-MPC $\lambda$ ARX	5.089	4.455	3.988	3.312
FCS-MPC $\lambda$ Prom	5.145	4.688	4.253	3.871

En la tabla 3.5 se muestra el tiempo de estabilización de la corriente en la red luego del cambio de carga. Se puede notar que independiente de la técnica de control utilizada, ya sea MO-MPC, o FCS-MPC con el ponderador variable o fijo, el tiempo de estabilización varía muy poco entre una y otra, lo cual se debe a la excelente dinámica de MPC.

Tabla 3.5: Tiempo de estabilización para cada cambio de carga

	Carga 1 a 2	Carga 2 a 3	Carga 3 a 4
MO-MPC	0.298	0.187	0.198
FCS-MPC $\lambda$ ARX	0.311	0.183	0.194
FCS-MPC $\lambda$ Prom	0.293	0.171	0.188

Se puede notar que el controlador FCS-MPC con el ponderador ARX, emula de mejor manera la solución del problema MO-MPC ante cambios de carga. Sin embargo, el ponderador fijo, se comporta muy bien, cuando este se calcula en estado estacionario.

A continuación, se probará la propuesta MO-MPC en un inversor multinivel con tal de validar los resultados obtenidos anteriormente.

### 3.7. MO-MPC para un filtro activo con un inversor de tres niveles

Entre las topologías multinivel, el inversor con fijación por diodos o inversor fijado al punto neutro (NPC) es el más común en aplicaciones industriales a pesar de las dificultades en el control de estos [38]. Un método prometedor para el control de NPC es MPC [2] ya que tiene un número finito de estados de conmutación, y así el problema de optimización se simplifica para el cálculo de una función de coste en los posibles estados de conmutación.

En la figura 3.20 se puede observar un diagrama de un inversor NPC. Cada fase del inversor está compuesta de cuatro interruptores (IGBT) y dos diodos, donde los dos interruptores centrales y los diodos permiten conectar el punto neutral al DC link. Esto permite la generación de tres niveles de voltaje en la salida de cada fase  $x = \{a, b, c\}$ , con respecto al punto neutral, considerando las conmutaciones presentadas en la tabla 3.6.

La variable  $S_x$  representa los estados de conmutación para cada fase, con  $x = \{a, b, c\}$ . Además, es posible denotar tres posibles valores de voltaje a la salida de la fase respectiva del inversor, con +, 0 y -, que representan las conmutaciones que generan  $\frac{V_{dc}}{2}$ , 0 y  $-\frac{V_{dc}}{2}$  respectivamente. Por otro lado, se debe destacar que  $S_{x1} = \overline{S_{x3}}$  y  $S_{x2} = \overline{S_{x4}}$ , donde  $\bar{x}$  es el negado de  $x$ .

Tabla 3.6: Estados de conmutación para NPC

	$S_{x1}$	$S_{x2}$	$S_{x3}$	$S_{x4}$	$V_{out}$
+	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

El inversor NPC aplica 19 vectores de voltaje ( $V_{switch}$ ) en coordenadas  $\alpha\beta$  al sistema mediante 27 posibles estados de conmutación, tal como se muestra en la figura 3.21.

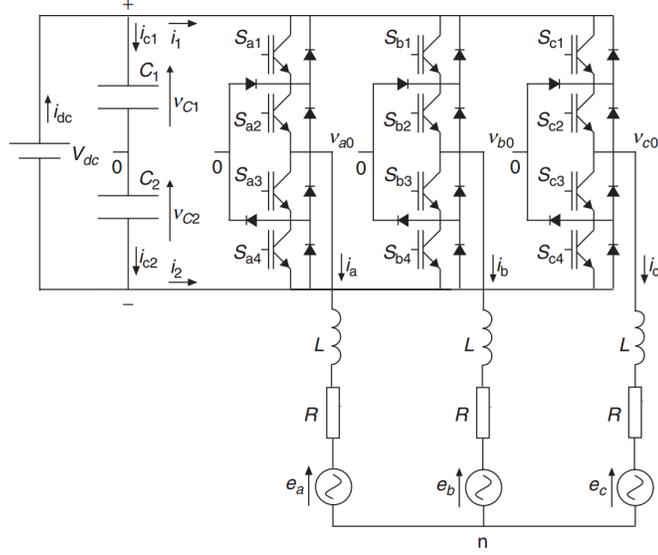


Figura 3.20: NPC conectado a una carga resistiva - inductiva [2].

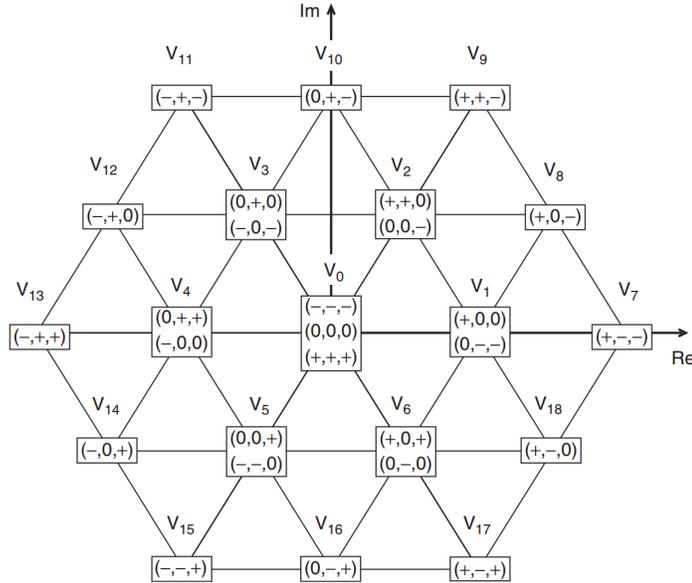


Figura 3.21: Estados de conmutación y vectores de voltaje de un inversor NPC [2].

Para modelar el sistema SAPF con un inversor NPC conectado en serie con una inductancia  $L$  y una resistencia  $R$  se aplica la ley de Kirchhoff (el diagrama de modelación es equivalente al de la figura 3.2), por lo que el modelo para la corriente del filtro NPC es:

$$L \frac{d\mathbf{i}_f(t)}{dt} + R\mathbf{i}_f(t) = (v_{switch}(t) - v_s(t)) \quad (3.41)$$

Donde  $t \in \mathbb{R}$  es el tiempo en estado continuo;  $\mathbf{i}_f$  es la corriente de compensación que inyecta el filtro;  $v_s$  es el voltaje de la red y  $v_{switch}$  es el voltaje que provee el NPC el cual depende de los estados de conmutación y del voltaje DC del capacitor. El modelo discreto (utilizando el método de Euler forward) viene dado por:

$$\hat{\mathbf{i}}_f(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}_f(k) + \frac{T_s}{L} (v_{switch}(k) - v_s(k)) \quad (3.42)$$

donde  $k \in \mathbb{N}$  son los instantes de tiempo y  $T_s$  es el tiempo de muestreo. Así el objetivo de MPC es hacer que  $\mathbf{i}$  permanezca lo más cercano sea posible a la referencia.

En el lado DC del inversor se tiene que el voltage puede ser calculado como:

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_c(t) \quad (3.43)$$

$V_c$  es el voltaje del capacitor,  $i_c$  es la corriente a través del capacitor. el equivalente en tiempo discreto mediante el método Euler forward es:

$$\hat{V}_c(k+1) = V_c(k) + \frac{T_s}{C}i_c(k) \quad (3.44)$$

Por lo cual, para cada capacitor se tiene que las predicciones vienen dadas por:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{c1}(k+1) &= V_{c1}(k) + \frac{T_s}{C}i_{c1}(k) \\ \hat{V}_{c2}(k+1) &= V_{c2}(k) + \frac{T_s}{C}i_{c2}(k) \end{aligned} \quad (3.45)$$

las corrientes  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$  dependen del estado de conmutación del inversor y de los valores de la corriente en la salida, y se calculan como:

$$\begin{aligned} i_{c1}(k) &= i_{dc}(k) - H_{1a}i_a(k) - H_{1b}i_b(k) - H_{1c}i_c(k) \\ i_{c2}(k) &= i_{dc}(k) - H_{2a}i_a(k) - H_{2b}i_b(k) - H_{2c}i_c(k) \end{aligned} \quad (3.46)$$

$i_{dc}(k)$  es la corriente suministrada por la fuente de voltaje DC ( $V_{dc}$ ). Las variables  $H_{1x}$  y  $H_{2x}$  dependen de los estados de conmutación y se definen por:

$$H_{1x} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_x = "+" \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases} \quad (3.47)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_x = "-" \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases} \quad (3.48)$$

con  $x = a, b, c$ . Por último, para obtener las referencias de corriente ( $\mathbf{i}^*$ ) en cada fase se utiliza el algoritmo de potencia instantánea explicado en el anexo 7.1. Además, se utiliza un predictor lineal para el cálculo de futuras referencias [95]. Con ello la referencia queda de la forma:

$$\hat{\mathbf{i}}^*(k+2) = 1.5\hat{\mathbf{i}}^*(k) - 0.5\hat{\mathbf{i}}^*(k-1) \quad (3.49)$$

y para el voltaje de la red ( $v_s$ ) se utiliza extrapolación [6]:

$$\hat{v}_s(k+1) = 3v_s(k) - 3v_s(k-1) + v_s(k-2) \quad (3.50)$$

Posteriormente se utiliza MPC considerando la compensación del retardo, explicado en el capítulo 3 de esta tesis, minimizando la función de costos:

$$\begin{aligned} J(\mathbf{s}(k+1)) &= \sum_{j=a,b,c} (\hat{\mathbf{i}}_j(k+2) - \hat{\mathbf{i}}_j^*(k+2))^2 \\ &+ \lambda_2 (\hat{V}_{c1}(k+2) - \hat{V}_{c2}(k+2))^2 + \lambda_3 \sum_{i=a,b,c} (\mathbf{s}_i(k+1) - \mathbf{s}_i(k))^2 \end{aligned} \quad (3.51)$$

Es decir, el objetivo de control es realizar un seguimiento de las referencias de corriente; balancear los voltajes del *dc link*; y minimizar la frecuencia de conmutación. En este caso se tiene que  $\lambda_2$  y  $\lambda_3$  son los factores de ponderación, utilizados para la importancia relativa del balance de voltajes DC y la frecuencia de conmutación. En contraste al filtro activo con el inversor de dos niveles, aquí se utilizan tres objetivos en la función de costo, lo cual se debe a que el inversor NPC posee una mayor cantidad de estados de conmutación, por ende tiene más puntos en la frontera óptima de Pareto.

Así, para la elección de estos valores se propone realizar una optimización multi-objetivo de (3.51), siguiendo la propuesta:

Se resuelve:

$$\begin{aligned} \text{mín } J(\mathbf{s}(k+1)) &= \{J_1(\mathbf{s}(k+1)), J_2(\mathbf{s}(k+1)), J_3(\mathbf{s}(k+2))\} \\ \text{donde} \\ J_1(\mathbf{s}(k+1)) &= \sum_{j=a,b,c} (\hat{\mathbf{i}}_j(k+2) - \hat{\mathbf{i}}_j^*(k+2))^2 \\ J_2(\mathbf{s}(k+1)) &= (\hat{V}_{c1}(k+2) - \hat{V}_{c2}(k+2))^2 \\ J_3(\mathbf{s}(k+1)) &= \sum_{i=a,b,c} (\mathbf{s}_i(k+1) - \mathbf{s}_i(k))^2 \end{aligned} \quad (3.52)$$

La solución permitirá encontrar valores para  $\lambda_2$  y  $\lambda_3$ , con tal de emular el comportamiento de MO-MPC.

Para resolver el problema multi-objetivo, se consideró el criterio  $\varepsilon$ -constraint (ver anexo 7.4), considerando que el máximo error entre la corriente de compensación ( $\mathbf{i}$ ) y la señal de referencia sea menor a un 5%; y que la diferencia de voltaje en los condensadores sea menor a 1 [V].

Es importante destacar que las simulaciones fueron realizadas en base a los mismos parámetros mostrados en la tabla 3.1. De esta forma los resultados obtenidos con NPC son comparables con los resultados anteriores.

En la figura 3.22 se observa la señal de los coeficientes de ponderación obtenidos al resolver (3.35) para el problema anterior. A su vez, se muestra la señal promedio de los ponderadores, en este caso  $\overline{\lambda_2} = 0.4350$  y  $\overline{\lambda_3} = 0.5338$ . Cabe destacar, que dado los resultados anteriormente estudiados, se puede concluir que sólo basta tomar el promedio de la señal para obtener buenos resultados en estado estacionario.

Además, se realiza una comparación con un controlador clásico, el cual es un control de corriente proporcional-integral con modulación PWM a 10 kHz (ver anexo 7.1).

En la tabla 3.7 se muestran los resultados obtenidos con MO-MPC y FCS-MPC utilizando el ponderador obtenido como el promedio de las señales de  $\lambda_2$  y  $\lambda_3$ . Se muestra que NPC reduce el THD de la señal y disminuye la frecuencia de conmutación en comparación al inversor de dos niveles, anteriormente estudiado. También, se observa que el valor promedio de  $\lambda$  logra emular el comportamiento de MO-MPC, llevando el problema multi-objetivo a uno mono-objetivo, en un tiempo aceptable para una implementación real (en [2] se implementa un algoritmo de control predictivo muy similar en 52  $\mu\text{s}$  en una DSP Texas Instruments, en tal caso el tiempo

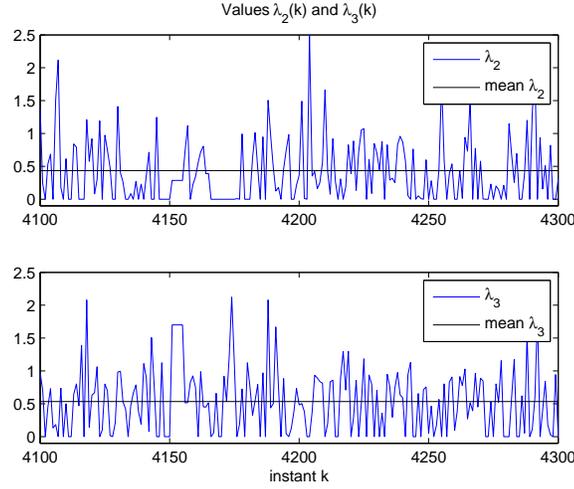


Figura 3.22: Dinámica de  $\lambda_2(k)$  y  $\lambda_3(k)$  para propuesta NPC.

de muestreo fue de  $T_s = 100 \mu s$ ).

Por otro lado, el inversor NPC posee una menor frecuencia de conmutación que el controlador PI, sin embargo, este último posee un mejor desempeño en cuanto a contenido armónico (THD) se refiere, ya que tiene una frecuencia fija de conmutación, dada la etapa de modulación. Además, posee una implementación más sencilla, ya que se demora menos en ejecutar el algoritmo de control. Por último, el controlador PI entrega en promedio una menor cantidad de potencia reactiva.

Tabla 3.7: Resultados para NPC

Parámetros		MO-MPC	MPC promedio $\lambda$	PI + PWM
THD	%	3.653	3.612	2.832
Promedio $Q_s$	VAR	1.320	1.665	0.575
Máxima $f_{sw}$	kHz	12.0	13.0	10.0
Promedio $f_{sw}$	kHz	4.110	4.440	10.0
Promedio (Std) $J_1$	A	0.869 (0.693)	0.808 (0.624)	0.722 (0.566)
Promedio (Std) $J_2$	Volt	0.705 (0.557)	0.745 (0.589)	0.889 (0.968)
Promedio (Std) $J_3$	-	0.993 (0.948)	1.032 (0.9157)	1.233 (0.988)
Función de costo $J$	1/seg	9.441	9.271	14.645
Máx $T_{calc}$	$\mu s$	350.35	98.26	9.29
Promedio $T_{calc}$	$\mu s$	235.88	60.25	7.78

Para comparar de mejor forma el desempeño del controlador MPC, se estudiarán las señales relevantes en la solución del problema multi-objetivo, es decir, la corriente de compensación y la diferencia de voltaje en el *dc-link*. En efecto, en la figura 3.23 se tienen los errores entre la señal de compensación de referencia y la señal real del sistema, se observa que para MO-MPC y FCS-MPC con los valores de  $\lambda$  promedio, se cumple que el máximo error es menor al 5%, o

equivalentemente a 1 [A] (dado que la corriente máxima es de  $\sim 20$  [A]).

El controlador PI posee características similares a MPC. Es importante mencionar que este último no posee cero error en estado estacionario, porque las señales a controlar no son completamente continuas.

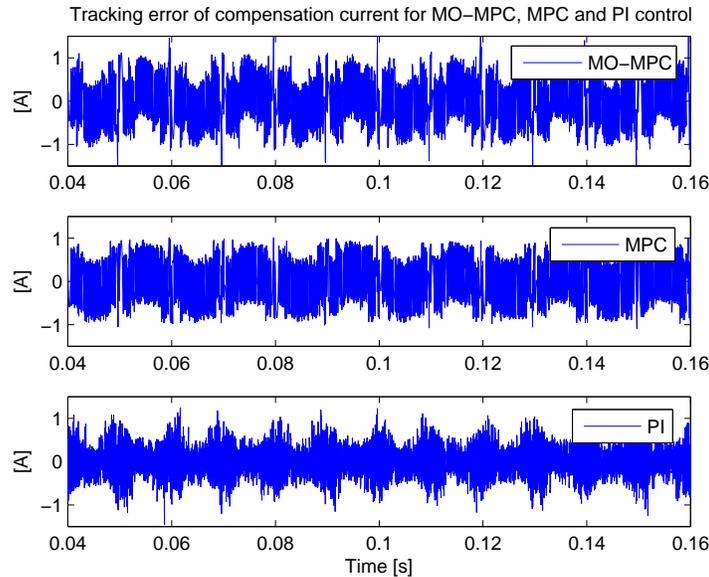


Figura 3.23: Error de seguimiento de referencia para la corriente de compensación, para MO-MPC, FCS-MPC y control PI

En la figura 3.24 se observa que MO-MPC y MPC no supere 1 [V] en la diferencia de voltaje de los condensadores. Es decir, se cumple el criterio de optimización para MO-MPC. En contraste, el control PI llega a valores sobre 1 [V], lo cual se debe a que el voltaje del *dc-link* posee rizado y no es posible lograr cero error en estado estacionario.

Así es posible observar que dado estas elecciones de  $\lambda$  se puede emular la solución MO-MPC, tanto para THD, frecuencia de switching, y para las restricciones de solución multi-objetivo.

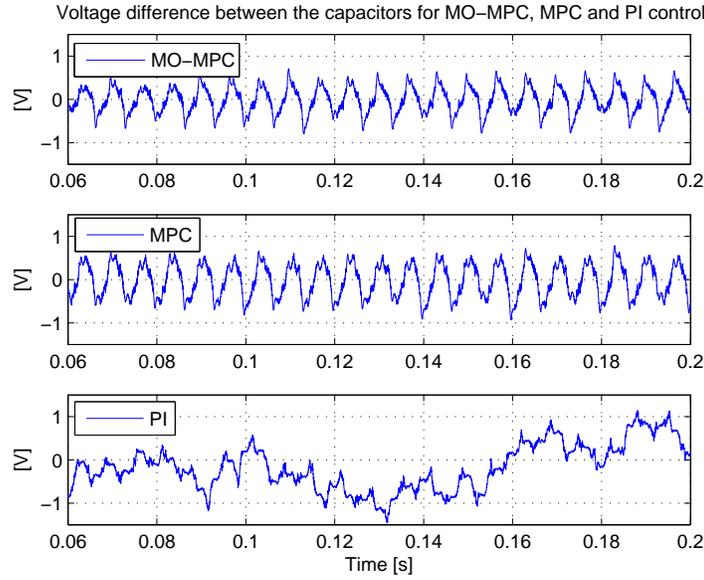


Figura 3.24: Diferencia de voltaje en los condensadores del inversor NPC para MO-MPC, FCS-MPC y control PI.

### 3.8. Discusión

Con los resultados obtenidos, el filtro activo demostró ser capaz de compensar reactivos, armónicos y desbalances, indistintamente del tipo de carga conectada al sistema. Asimismo, dada la modelación descrita para el controlador MPC, basta con una sola ley de control para controlar las variables relevantes del sistema, es decir, la corriente del filtro, el voltaje en el dc-link, la potencia activa y reactiva.

La propuesta multi-objetivo es una poderosa herramienta que permite aplicar FCS-MPC sin la necesidad de diseñar ponderadores dentro de la función de costo. Además, entrega una flexibilidad bastante grande para resolver la ley de control sujeta a condiciones impuestas por el diseñador. No obstante, se sugiere realizar una investigación para inversores con más estados de conmutación posibles, ya que el inversor de dos niveles posee 8 estados, y la frontera óptima de Pareto para dos objetivos tiene a lo más 4 puntos. Por lo que si se agrega un objetivo más, la cantidad de puntos en la frontera disminuye a máximo dos. En este último caso, es más difícil establecer condiciones para el sistema.

La eficacia de la propuesta para la sintonización del controlador FCS-MPC se demuestra mediante el porcentaje de violación de la restricción multi-objetivo. Los resultados mostrados en la sección 3.6 cumplen con la restricción de que  $J_2 = e_Q < 500$  [VAR]. Para MO-MPC se tiene que el controlador cumple con la restricción en un 93.12 % de los casos; para FCS-MPC con el modelo ARX de  $\lambda$  la restricción se cumple en un 90.33 % de los casos; utilizando el promedio de la señal de  $\lambda$  la restricción se cumple en un 84.02 % de los casos. Estos resultados son lógicos, pues no todas las soluciones Pareto óptimas son accesibles por la elección de ponderadores. Por lo cual se demuestra que esta técnica posee factibilidad en la solución. Es importante destacar que MO-MPC no cumple el 100 % de la restricción, ya que este es un problema "soft constraint",

es decir, que si para algún momento la restricción limita demasiado las soluciones, el controlador escogerá la que supere la restricción y sea mejor.

Es posible observar que dados los resultados obtenidos con MO-MPC, es posible implementar esta técnica para un inversor de dos niveles dados los 8 estados de conmutación, sin embargo para un inversor de tres niveles, dados los 27 estados de conmutación, el tiempo de computo es muy grande. Por lo tanto, para inversores más complejos es necesario realizar la técnica de sintonización propuesta.

Dado que se busca un modelo simple del ponderador, se recomienda utilizar el promedio de la señal del modelo dinámico encontrado. Esto es debido, a que el promedio logra emular bastante bien los resultados de MO-MPC en estado estacionario.

Asimismo, se comparó la técnica de control FCS-MPC con un controlador proporcional-integral y un controlador por histéresis. Se probó que el control PI obtiene señales con mejor contenido armónico que FCS-MPC y el controlador por histéresis obtiene una excelente dinámica al igual que MPC.

## 4 Control predictivo modulado

A continuación, se presenta la estrategia de control predictivo modulado ( $M^2PC$ ) para inversores. Primero se describe el diseño de esta técnica de control, para un inversor de dos y tres niveles. Luego, se describe la propuesta multi-objetivo para  $M^2PC$  (MO- $M^2PC$ ). Posteriormente, se exponen los resultados por simulación obtenidos al aplicar  $M^2PC$  y MO- $M^2PC$  en un inversor conectado a una carga RL y a un filtro activo. Finalmente, se realiza una discusión sobre los resultados obtenidos.

### 4.1. MPC modulado para un inversor de dos niveles

Este enfoque nace porque FCS-MPC no cuenta con un modulador, por lo cual el controlador puede elegir solo un estado de conmutación por cada instante de tiempo. Esto genera gran rizado en las señales del sistema (mayor THD), y además, genera una frecuencia de conmutación variable. Con tal de superar esta limitación se propone MPC modulado ( $M^2PC$ ) [3, 65, 62], el cual está basado en la estrategia de control predictivo convencional adicionando un esquema de modulación vectorial por ancho de pulso (SVPWM) inverso. Conociendo a priori el vector deseado a ser aplicado, el ciclo de trabajo puede ser calculado para cualquier estado del convertidor con funciones de costo con varios objetivos [3]. Esto tiene como ventaja incluir todas las características de MPC y reducir el rizado en las señales del sistema, dada la etapa de modulación. Además, entrega una frecuencia de conmutación fija para el convertidor.

Para un inversor trifásico de dos niveles, es posible definir seis vectores de voltaje activos y dos nulos, tal como se muestra en la tabla 4.1. Los vectores activos generan un espacio en coordenadas  $\alpha\beta$  que es posible separarlo seis sectores, cada uno de ellos delimitado por cada par de vectores adyacentes, tal como se muestra en la figura 4.1.

El esquema de control para  $M^2PC$  es mostrado en la figura 4.2, el cual es similar a FCS-MPC, es decir, se calcula la predicción del comportamiento del sistema y se minimiza una función de costo ( $G$ ) para un cierto estado de conmutación. En contraste,  $M^2PC$  determina la predicción de dos vectores activos adyacentes y el vector nulo en cada instante de tiempo, y evalúa la función de costo para cada vector. Para aplicar el esquema SVPWM, los ciclos de trabajo asociados a los vectores se calculan definiendolos inversamente proporcional al valor de la función de costos, es decir, si la función de costos evaluada en un vector posee un valor elevado, el ciclo de trabajo de este es reducido. En consecuencia, los ciclos de trabajo para los vectores en el esquema de control se calcula resolviendo (4.1).

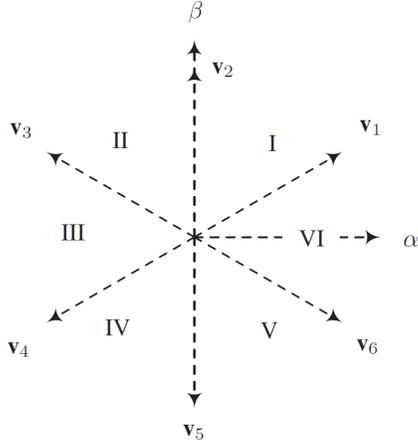


Figura 4.1: Vectores válidos en  $\alpha\beta$  para el inversor de dos niveles [3]

Tabla 4.1: Voltajes fase-fase para la salida del inversor de dos niveles

Estado	Vector	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ac}$
$s_0$	$\mathbf{v}_0$	0	0	0
$s_1$	$\mathbf{v}_1$	$v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
$s_2$	$\mathbf{v}_2$	0	$v_{dc}$	$-v_{dc}$
$s_3$	$\mathbf{v}_3$	$-v_{dc}$	$v_{dc}$	0
$s_4$	$\mathbf{v}_4$	$-v_{dc}$	0	$v_{dc}$
$s_5$	$\mathbf{v}_5$	0	$-v_{dc}$	$v_{dc}$
$s_6$	$\mathbf{v}_6$	$v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
$s_7$	$\mathbf{v}_7$	0	0	0

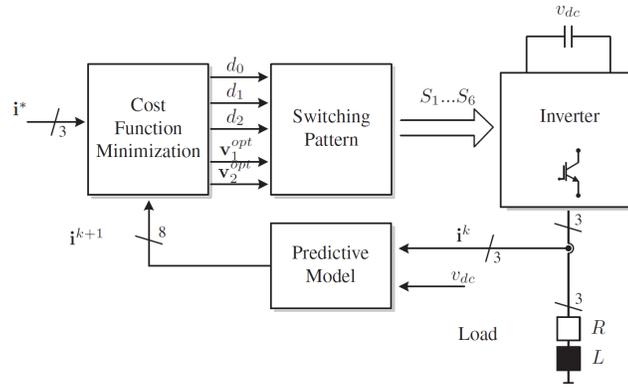


Figura 4.2: Esquema de control para M<sup>2</sup>PC en un inversor de dos niveles [3]

$$d_0 = \frac{K}{G^{(0)}}, \quad d_i = \frac{K}{G^{(i)}}, \quad d_j = \frac{K}{G^{(j)}} \quad (4.1)$$

$$d_0 + d_i + d_j = 1$$

donde  $d_0$  corresponde al ciclo de trabajo del vector nulo, el cual es evaluado sólo una vez.  $d_i$  y  $d_j$  son los ciclos de trabajo para los estados de conmutación  $s_i$  y  $s_j$ , respectivamente.  $G^{(0)}$ ,  $G^{(i)}$  y  $G^{(j)}$  son las funciones de costo evaluadas para el vector nulo, y los vectores activos  $\mathbf{v}_i$  y  $\mathbf{v}_j$ , respectivamente, con  $(i, j) = (1, 2), (2, 3), (3, 4), (4, 5), (5, 6), (6, 1)$ , de acuerdo a la tabla 4.1. Resolviendo (4.1) se obtiene que:

$$\begin{aligned} d_0 &= G^{(i)}G^{(j)} / (G^{(0)}G^{(i)} + G^{(i)}G^{(j)} + G^{(0)}G^{(j)}) \\ d_1 &= G^{(0)}G^{(j)} / (G^{(0)}G^{(i)} + G^{(i)}G^{(j)} + G^{(0)}G^{(j)}) \\ d_2 &= G^{(0)}G^{(i)} / (G^{(0)}G^{(i)} + G^{(i)}G^{(j)} + G^{(0)}G^{(j)}) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Con aquella expresión la nueva función de costo del sistema evaluada en cada instante de tiempo es definida como sigue:

$$g(k+1) = d_i G^{(i)} + d_j G^{(j)} \quad (4.3)$$

Los dos vectores activos que minimicen esta nueva función de costo son seleccionados y aplicados al convertor en el siguiente instante de tiempo. Luego de obtener los ciclos de trabajo y seleccionar los vectores activos óptimos, un patrón de conmutación simétrico doble es adoptado, con el fin de aplicar los vectores activos y el vector nulo. En este caso cada rama del inversor debe cambiar su estado solo una vez en un periodo de conmutación. Para lograr esto, el periodo de conmutación ( $T_s$ ) se divide en siete partes. Tal como se muestra en la figura 4.3. En efecto, primero se aplica el vector de estado cero durante un cuarto del total de su tiempo de aplicación ( $T_0$ ); luego siguen los dos vectores activos aplicados durante la mitad de su tiempo de aplicación ( $T_i$  y  $T_j$ ); luego se aplica nuevamente el vector cero durante un cuarto del total de su tiempo de aplicación. Todo esto en medio periodo de conmutación. La siguiente mitad se aplica el mismo patrón pero simétrico, es decir, como un espejo. De esta forma se logra un mejor desempeño en cuanto a los armónicos de la señal de salida, dada la simetría que presentan las formas de onda de la modulación.

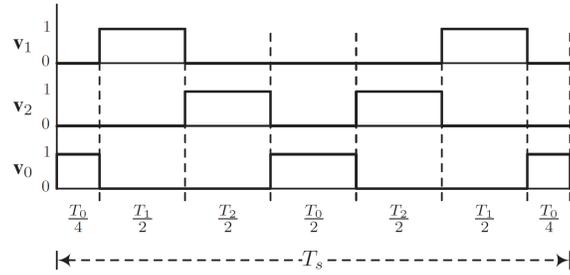


Figura 4.3: Patrón de conmutación para los vectores óptimos [3]

Adicionalmente, se puede señalar que incluir el término  $d_0G^{(0)}$  no mejora ni empeora en el rendimiento del sistema en cuanto a la calidad de la energía, sólo aumenta el valor del criterio de desempeño. Matemáticamente se explica como sigue: suponiendo que se incluye el vector nulo en (4.3) se tendrá una nueva función de costo definida por:

$$g(k+1) = d_iG^{(i)} + d_jG^{(j)} + d_0G^{(0)} \quad (4.4)$$

Por el conjunto de ecuaciones de (4.1) se tiene que:

$$d_0G^{(0)} = K, \quad d_iG^{(i)} = K, \quad d_jG^{(j)} = K \quad (4.5)$$

Reemplazando en (4.4):

$$g(k+1) = K + K + K = 3K \quad (4.6)$$

donde  $K$  se obtiene de resolver (4.1) y es igual a

$$K = \left( \frac{1}{G^{(i)}} + \frac{1}{G^{(j)}} + \frac{1}{G^{(0)}} \right)^{-1} = \frac{G^{(i)}G^{(j)}G^{(0)}}{G^{(0)}G^{(i)} + G^{(0)}G^{(j)} + G^{(i)}G^{(j)}}. \quad (4.7)$$

En conclusión, resolver el problema de optimización para (4.3) o para (4.4) es equivalente a minimizar:

$$\text{mín } g(k+1) = \frac{G^{(i)}G^{(j)}G^{(0)}}{G^{(0)}G^{(i)} + G^{(0)}G^{(j)} + G^{(i)}G^{(j)}} \quad (4.8)$$

Por otro lado, es lógico pensar que una forma de comparar las estrategias de control predictivo es mediante la función objetivo. Para ello sigue que, suponiendo que MPC tiene una función de costo  $G_{\text{MPC}}$  y M<sup>2</sup>PC tiene una función  $G_{\text{M}^2\text{PC}}$ , además, que los vectores óptimos son  $\mathbf{v}_1$  y  $\mathbf{v}_2$ . Entonces, para efectos de comparar ambas funciones se define la función de MPC como:

$$G_{\text{MPC}} = G(\mathbf{v}_1) \quad (4.9)$$

mientras que para M<sup>2</sup>PC se tiene que la función equivalente viene dada por (4.8) y se expresa como:

$$G_{\text{M}^2\text{PC}} = \frac{G(\mathbf{v}_1)G(\mathbf{v}_2)G(\mathbf{v}_0)}{G(\mathbf{v}_0)G(\mathbf{v}_1) + G(\mathbf{v}_1)G(\mathbf{v}_2) + G(\mathbf{v}_0)G(\mathbf{v}_2)} \quad (4.10)$$

Es fácil notar que (4.10) cumple que:

$$G_{\text{M}^2\text{PC}} = G(\mathbf{v}_1) \cdot \underbrace{\frac{G(\mathbf{v}_2)G(\mathbf{v}_0)}{G(\mathbf{v}_0)G(\mathbf{v}_1) + G(\mathbf{v}_1)G(\mathbf{v}_2) + G(\mathbf{v}_0)G(\mathbf{v}_2)}}_{<1} < G(\mathbf{v}_1) \quad (4.11)$$

En consecuencia,

$$G_{\text{M}^2\text{PC}} < G_{\text{MPC}} \quad (4.12)$$

Es decir, el control predictivo modulado posee un menor valor de la función objetivo.

Como comentarios se tiene que: (i) La estrategia de modulación permite reducir el error de seguimiento al tener un menor valor en la función de costo; (ii) Resolver (4.3) es equivalente a minimizar (4.8), es por ello que se pueden hacer las suposiciones anteriores y probar el resultado de (4.12); (iii) En caso de que el vector nulo sea el óptimo en la función de costo de MPC, el ciclo de trabajo de este será mayor que el de los otros dos vectores activos. Además, de la misma forma se puede probar que  $G_{\text{M}^2\text{PC}} < G_{\text{MPC}}$  para el vector nulo. (iv) Si la función de costos  $G$  representa el error de alguna variable del sistema, se tendrá que M<sup>2</sup>PC tendrá un menor error de seguimiento de referencia que MPC, dado el resultado de (4.12).

Para implementar este controlador, es necesario tener en consideración el retardo del actuador, es decir, el inversor. La idea de la compensación del retardo es similar a MPC de estado finito. Por lo tanto se debe minimizar la función de costo (4.3) en el instante  $k + 2$ , con el fin de obtener y aplicar la acción de control en el instante  $k + 1$ :

$$g(k + 2) = T_i G^{(i)}(k + 2) + T_j G^{(j)}(k + 2) \quad (4.13)$$

Para obtener el valor óptimo de predicción de la variable de control  $\hat{x}(k + 1)$ , necesario para encontrar  $G(k + 2)$ , se debe tener en cuenta el patrón simétrico aplicado en el instante anterior ( $k$ ), por lo cual se tendrá un calculo recursivo, vale decir, primero se realiza una predicción para el instante  $k + \frac{T_0}{4}$ ,  $\hat{x}_{k+\frac{T_0}{4}}$ . Luego, utilizando este mismo valor predicho, se calcula el valor de  $\hat{x}_{k+\frac{T_0}{4}+\frac{T_i}{2}}$ ; asimismo, con este nueva predicción se calcula  $\hat{x}_{k+\frac{T_0}{4}+\frac{T_i}{2}+\frac{T_j}{2}}$ ; y así sucesivamente. Finalmente se obtiene  $\hat{x}_{k+T_s} = \hat{x}(k + 1)$ . En la figura 4.4 se presenta un esquema para la compensación de retardo de M<sup>2</sup>PC.

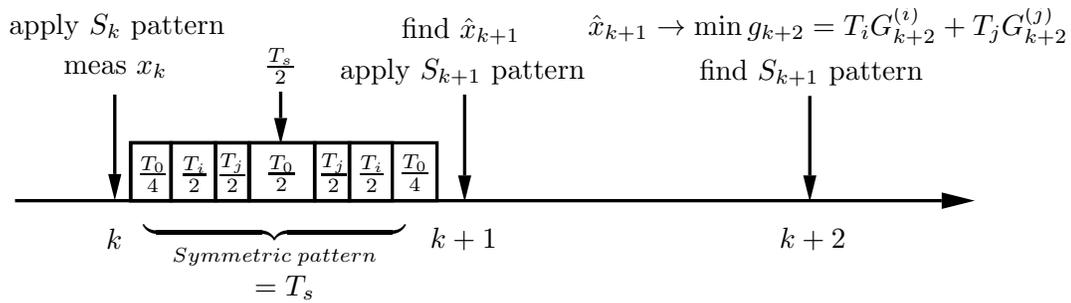


Figura 4.4: Compensación del retardo para M<sup>2</sup>PC

El diseño de la técnica de control para un inversor de dos niveles se puede expandir para cualquier topología, en particular para un inversor de tres niveles. A continuación, se describe la técnica de control M<sup>2</sup>PC para un inversor de tres niveles.

## 4.2. MPC modulado para un inversor de tres niveles

Para seguir con la validación del control predictivo modulado, se trabajará con un inversor de tres niveles NPC (*neutral point clamped*). El diseño de M<sup>2</sup>PC para esta topología es el mismo de la sección 4.1 de esta tesis, es decir, el que se utiliza para el inversor de dos niveles [5], por tanto, los ciclos de trabajo, la función objetivo y los vectores de conmutación se calculan de la misma forma. No obstante, la forma de aplicar la modulación vectorial es distinta y se explica a continuación.

Los 27 vectores de conmutación son mostrados en la figura 3.20 y la tabla 3.6. De acuerdo a la magnitud los 27 vectores son divididos en cuatro grupos: vectores nulos, vectores pequeños, vectores medianos y vectores grandes.

- Los vectores nulos son aquellos que se encuentran en el origen del plano  $\alpha\beta$   $(-, -, -)$ ,  $(0, 0, 0)$ ,  $(+, +, +)$ ; conectando la salida a tierra, de este modo se produce un voltaje nulo.
- Los vectores pequeños son vectores dobles y se subdividen en vectores pequeños superiores e inferiores. Los seis vectores  $(+, 0, 0)$ ,  $(+, +, 0)$ ,  $(0, +, 0)$ ,  $(0, +, +)$ ,  $(0, 0, +)$ ,  $(+, 0, +)$  son vectores pequeños superiores y  $(0, -, -)$ ,  $(0, 0, -)$ ,  $(-, 0, -)$ ,  $(-, 0, 0)$ ,  $(-, -, 0)$ ,  $(0, -, 0)$  son los seis vectores pequeños inferiores con la misma magnitud de  $v_{dc}/\sqrt{6}$ . Estos vectores conectan las salidas de corriente alterna a dos niveles de tensión DC-link consecutivos.
- Los vectores medianos son  $(+, 0, -)$ ,  $(0, +, -)$ ,  $(-, +, 0)$ ,  $(-, 0, +)$ ,  $(0, -, +)$  y  $(+, -, 0)$  tienen la magnitud de  $v_{dc}/\sqrt{2}$ . Estos vectores producen desequilibrios de tensión en los condensadores y por lo tanto deben ser compensados.
- Los vectores grandes son  $(+, -, -)$ ,  $(+, +, -)$ ,  $(-, +, -)$ ,  $(-, +, +)$ ,  $(-, -, +)$ , y  $(+, -, +)$ . Estos vectores generan el más alto voltaje de corriente alterna con magnitud  $v_{dc} \cdot \sqrt{2/3}$ . De hecho, estos vectores son equivalentes a los seis vectores activos del inversor de dos niveles.

Para realizar SVM, el hexágono de la figura 3.20 se divide en tres hexágonos para generar los pulsos de control, produciendo 18 sectores, ver figura 4.5. El primer hexágono contiene los vectores pequeños en sus vértices y el vector nulo en el centro, es decir,  $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ . El segundo hexágono consiste de seis vectores medianos en sus vértices y el vector nulo en el centro,  $V_0, V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}, V_{16}, V_{18}$ . El tercer hexágono incluye los seis vectores grandes en sus vértices y el vector nulo en el centro,  $V_0, V_7, V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}, V_{17}$ . La forma de aplicar la modulación vectorial es trabajar con cada hexágono como si fuese un inversor de dos niveles, vale decir, los vectores en los vértices son los vectores activos y el del centro es el nulo [4, 102].

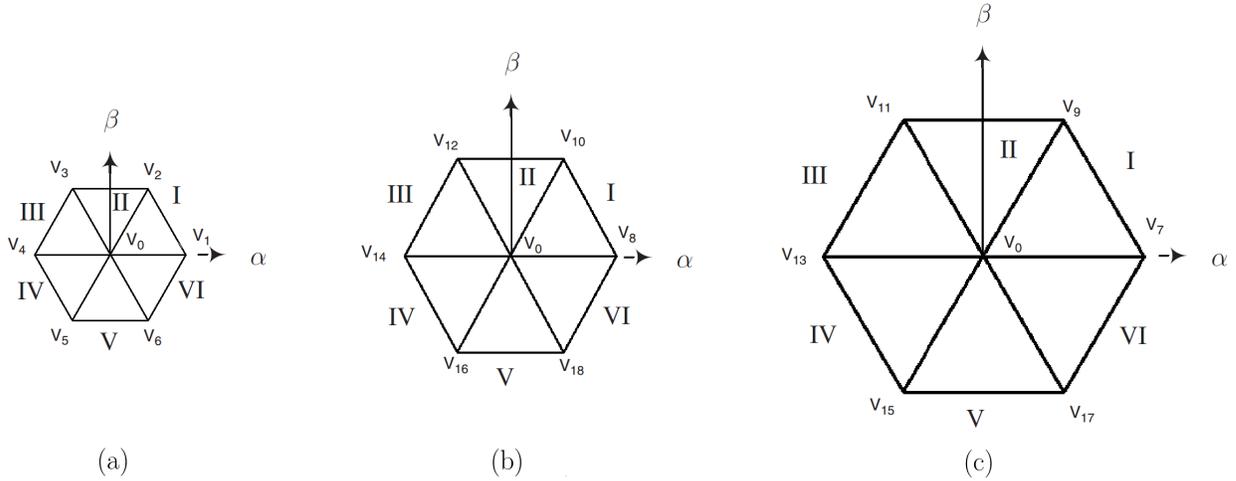


Figura 4.5: Hexágonos del inversor de tres niveles. (a) Hexágono pequeño, (b) Hexágono mediano, (c) Hexágono grande

La generación de pulsos de control dependerá en cual hexágono se esté trabajando. Para el hexágono pequeño se deben considerar los vectores superiores e inferiores en el patrón de control. En cambio, para el hexágono mediano y grande solamente se considera un único vector. Además, se deben considerar los tres vectores nulos en cada hexágono y sector. En la figura 4.6 se puede observar un ejemplo del patrón simétrico para el sector I del hexágono pequeño, los vectores  $V_0^-$ ,  $V_0^0$ ,  $V_0^+$  son  $(-, -, -)$ ,  $(0, 0, 0)$  y  $(+, +, +)$ , respectivamente;  $V_1^+$ ,  $V_2^+$  y  $V_1^-$ ,  $V_2^-$  son los vectores superior e inferior, respectivamente. En la figura 4.7 se observa otro ejemplo del patrón simétrico para el sector I del hexágono mediano.

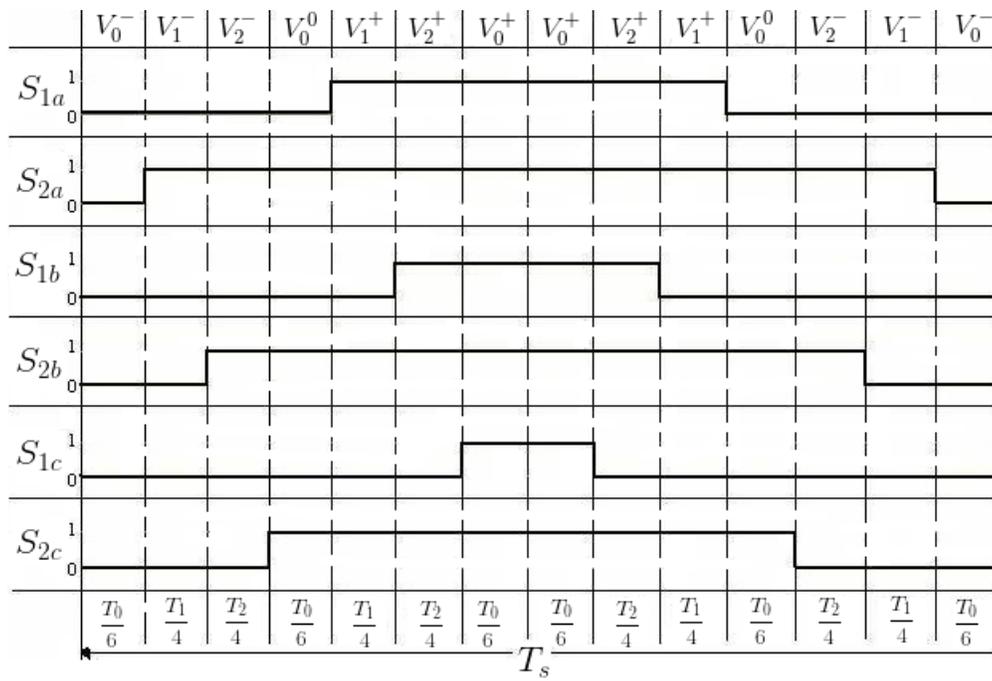


Figura 4.6: Ejemplo de patrón simétrico para el hexágono pequeño en el sector I [4].

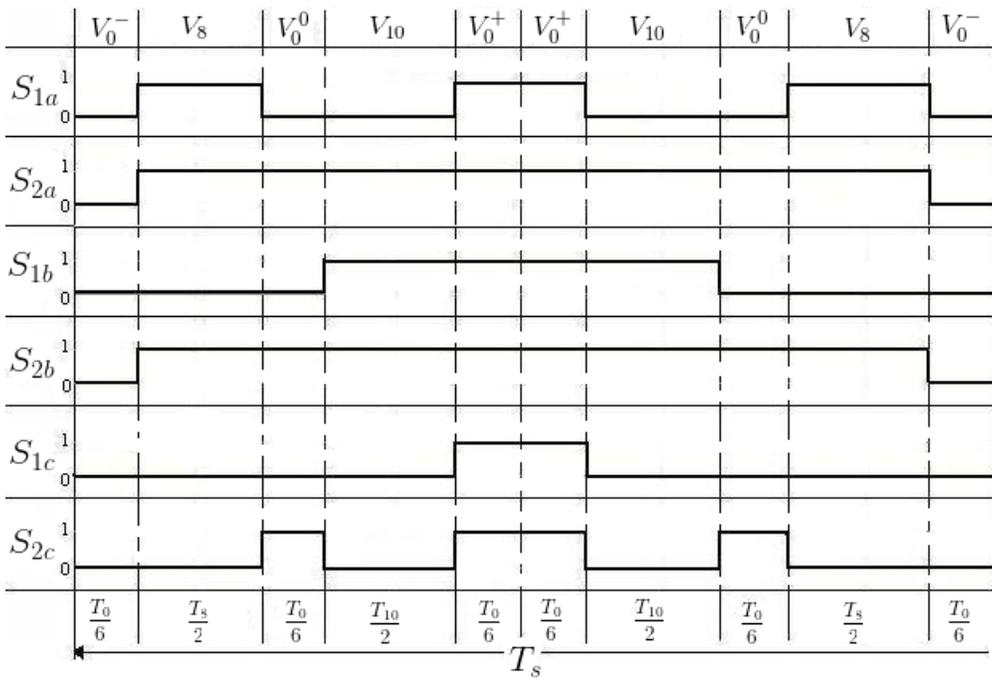


Figura 4.7: Ejemplo de patrón simétrico para el hexágono mediano en el sector I [4].

Por lo tanto, la forma de aplicar M<sup>2</sup>PC en el inversor NPC se resume en un diagrama de bloques mostrado en la figura 4.8. Se observa que al igual que en MPC se realizan las predicciones, y en este caso, el problema de optimización entrega los ciclos de trabajo y los vectores activos óptimos para aplicar la modulación.

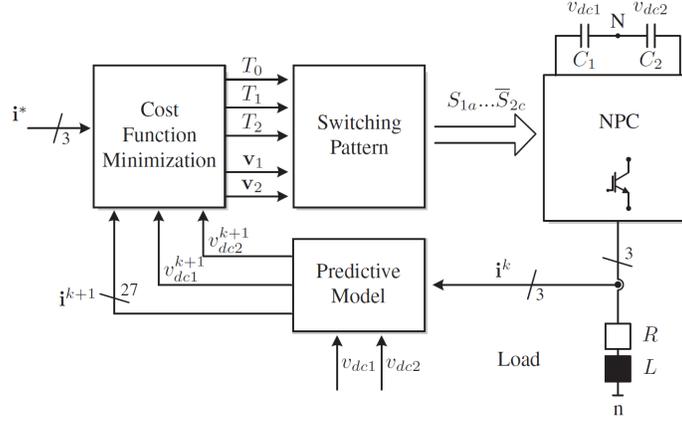


Figura 4.8: Esquema de control para M<sup>2</sup>PC en un inversor de tres niveles [5]

A continuación se muestran los resultados obtenidos con esta estrategia de control en un inversor conectado a una carga RL y al filtro activo.

## 4.3. Resultados por simulación para M<sup>2</sup>PC

### 4.3.1. Inversor de dos niveles

Para validar los resultados de M<sup>2</sup>PC, estos son comparados con FCS-MPC, para observar las ventajas y desventajas de ambos métodos. Primero se estudia la topología de un inversor de voltaje conectado a una carga RL. Luego se estudia M<sup>2</sup>PC en el filtro activo.

#### 4.3.1.1. Inversor de voltaje conectado a una carga RL

En la figura 4.9 se presenta un diagrama con la topología de un inversor de voltaje trifásico de dos niveles y tres piernas, conectado a una carga RL. La función objetivo de MPC a utilizar es:

$$G(k+2) = \left( \hat{\mathbf{i}}_a(k+2) - \mathbf{i}_a^*(k+2) \right)^2 + \left( \hat{\mathbf{i}}_b(k+2) - \mathbf{i}_b^*(k+2) \right)^2 + \left( \hat{\mathbf{i}}_c(k+2) - \mathbf{i}_c^*(k+2) \right)^2 \quad (4.14)$$

con  $\hat{\mathbf{i}}(k+1)$  la predicción de la corriente e  $\mathbf{i}^*(k+1)$  la referencia de corriente.

Para efectos de simulación se utilizan los parámetros de la tabla 4.2. Además, con tal de tener resultados comparables con respecto al THD de la señal, para FCS-MPC se escoge un tiempo de muestreo  $T_s = 33.34 \mu s$  y para M<sup>2</sup>PC se escoge  $T_s = 100 \mu s$ <sup>1</sup>.

<sup>1</sup>Es importante destacar que el tiempo de computo promedio para el algoritmo de control FCS-MPC es de  $T_c = 8.45 \mu s$  y para M<sup>2</sup>PC se tiene  $T_c = 21.84 \mu s$

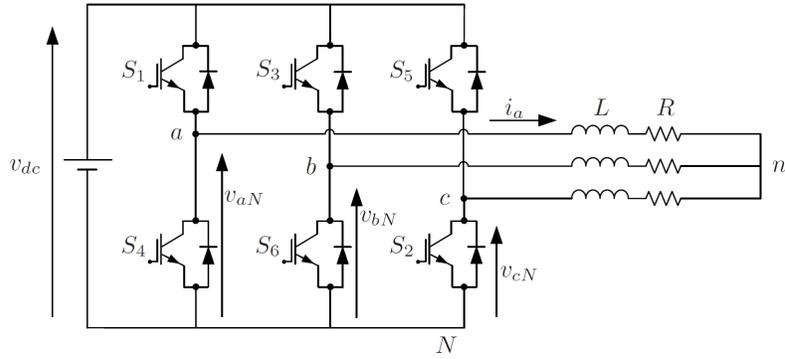


Figura 4.9: Inversor de voltaje conectado a una carga RL [3]

Tabla 4.2: Parámetros para la simulación

Parámetros	Valores
Inductancia en la carga: $L$	3 mH
Resistencia en la carga: $R$	0.3 $\Omega$
Voltaje dc-link: $v_{dc}$	150 V
Potencia nominal	4 kVA
Corriente nominal	15 A
Resolución de la simulación (M <sup>2</sup> PC)	1 $\mu s$

En la figura 4.10 se observan los resultados de la simulación para las corrientes de la carga en  $\alpha\beta$  en estado estacionario para las técnicas de control predictivo. Se tiene que ambas poseen un seguimiento de referencia muy similar, sin embargo, M<sup>2</sup>PC posee un rizado menor a FCS-MPC, ya que, al THD de M<sup>2</sup>PC es de 1.85% y de FCS-MPC es de 2.56%.

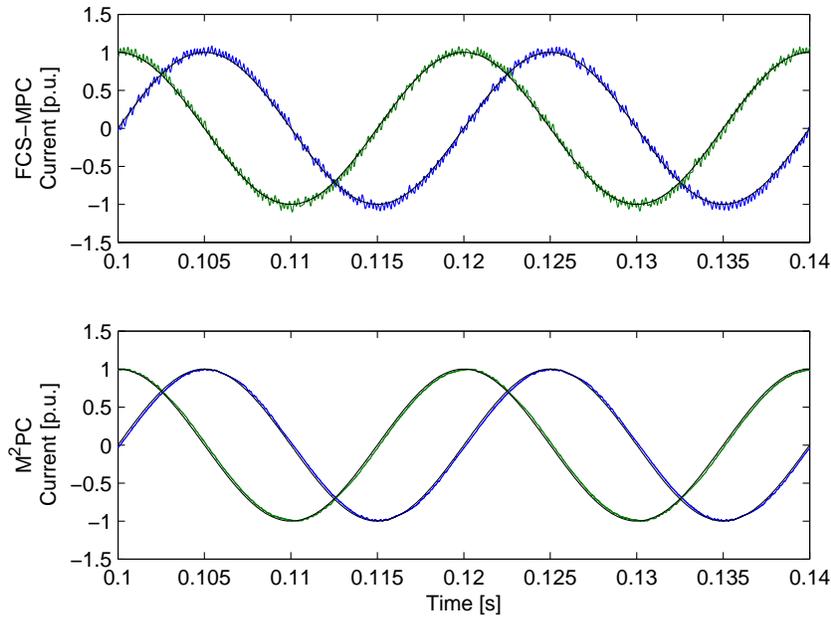


Figura 4.10: Corrientes en  $\alpha\beta$  para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u.

Como se observa en las figuras 4.11 y 4.12, FCS-MPC presenta un espectro armónico muy difuso, lo cual demuestra que esta estrategia posee una frecuencia de conmutación variable. Por otro lado, para el control predictivo modulado se tiene una frecuencia de conmutación fija, la cual está localizada alrededor del armónico número 200 ( $200 \times 50 \text{ Hz} = 10 \text{ kHz}$ ). Además, se observa un acercamiento de los espectros hasta el armónico 40, se puede notar que  $M^2PC$  logra compensar armónicos de baja frecuencia, al contrario como lo hace FCS-MPC.

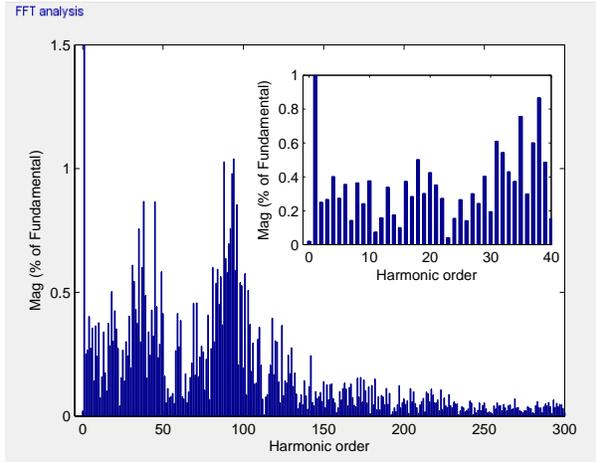


Figura 4.11: Espectro armónico de la corriente utilizando FCS-MPC

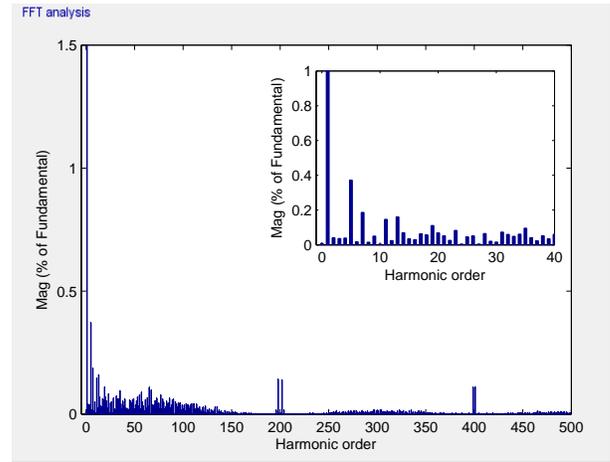


Figura 4.12: Espectro armónico de la corriente utilizando  $M^2PC$

Para estudiar la dinámica de  $M^2PC$ , se compara con FCS-MPC. Para ello se realiza un cambio en la referencia de corriente desde 1 p.u. hasta 0.6 p.u., en el instante  $t = 0.12$  segundos. En ambos casos se observa una muy buena dinámica y, nuevamente,  $M^2PC$  posee un menor rizado que MPC. Esto se puede observar en la figura 4.13. También, en la figura 4.14 se puede observar el comportamiento del voltaje a la salida del convertidor para ambas formas de control. Se puede decir que para el control predictivo clásico se presenta una disminución en la frecuencia de conmutación cuando la referencia disminuye, la cual va desde los 4.6 kHz a los 3.7 kHz, y con ello, se demuestra que posee una frecuencia de conmutación variable. En cambio, para  $M^2PC$ , la frecuencia de conmutación se mantiene constante, independiente del valor de la referencia, gracias al esquema SVM presente.

Para realizar un análisis más general, en las tablas 4.3 y 4.4 se presentan distintas pruebas para el controlador predictivo clásico y el modulado, para ciertos valores de frecuencia de muestreo. De la tabla 4.3 se tiene que para FCS-MPC, a medida que aumenta la frecuencia de muestreo (o bien, disminuye el tiempo de muestreo) el THD disminuye significativamente y la frecuencia de conmutación aumenta. Lo mismo ocurre para la estrategia  $M^2PC$ . Además, cabe destacar que la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia de muestreo del controlador predictivo modulado. Adicionalmente, se puede decir que es necesaria una alta frecuencia de muestreo de FCS-MPC para obtener un rendimiento similar a  $M^2PC$ , en cuanto al THD se refiere.

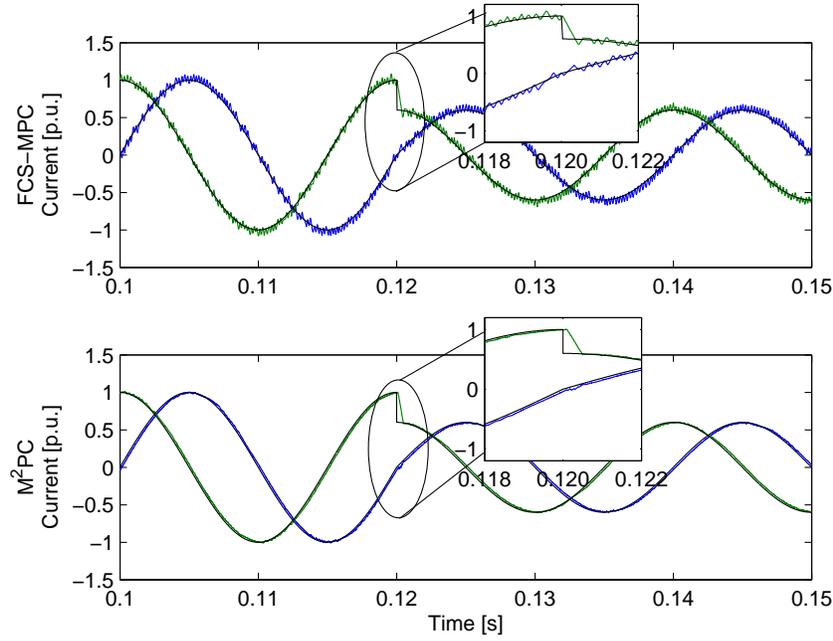


Figura 4.13: Corrientes de la carga en  $\alpha\beta$  para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6. p.u. en  $t = 0.12$  s

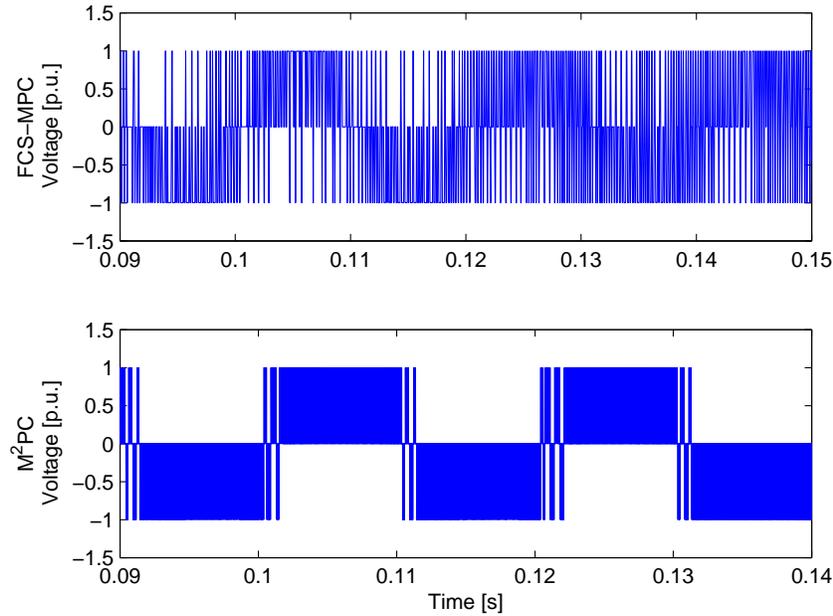


Figura 4.14: Voltajes fase neutro para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6. p.u. en  $t = 0.12$  s

En la tabla 4.4, se muestran los resultados del RMSE entre la corriente y su respectiva referencia, se puede concluir que la estrategia predictiva clásica posee un mayor error de seguimiento de referencia que el control modulado, y con esto se válida que para tener un desempeño comparable entre ambos controladores FCS-MPC debe tener una frecuencia de muestreo mayor que

M<sup>2</sup>PC. En otro orden de cosas, también se observan los valores de la función de costo promedio de cada estrategia de control, MPC posee una función objetivo mayor que M<sup>2</sup>PC para cada frecuencia de muestreo, en este caso se utiliza (4.8) como función de costo.

Tabla 4.3: Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de dos niveles conectado a una carga RL

Frecuencia de muestreo	THD FCS-MPC [%]	THD M <sup>2</sup> PC [%]	$f_{sw}$ FCS-MPC [kHz]	$f_{sw}$ M <sup>2</sup> PC [kHz]
10 kHz (100 $\mu$ s)	6.902	1.852	2.33	10
20 kHz (50 $\mu$ s)	4.059	1.488	4.66	20
30 kHz (33.34 $\mu$ s)	2.561	1.116	6.99	30
40 kHz (25 $\mu$ s)	1.956	0.745	9.22	40

Tabla 4.4: Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de dos niveles conectado a una carga RL

Frecuencia de muestreo	RMSE FCS-MPC [A]	RMSE M <sup>2</sup> PC [A]	Función de costo FCS-MPC [A <sup>2</sup> ]	Función de costo M <sup>2</sup> PC [A <sup>2</sup> ]
10 kHz (100 $\mu$ s)	1.58	0.47	2.36	1.24
20 kHz (50 $\mu$ s)	1.16	0.39	1.70	1.01
30 kHz (33.34 $\mu$ s)	0.75	0.27	1.07	0.55
40 kHz (25 $\mu$ s)	0.47	0.15	0.45	0.32

#### 4.3.1.2. SAPF con un inversor de dos niveles

Para el filtro activo se considera la modelación descrita en el capítulo 3 de la tesis y los parámetros de la tabla 3.1, además, la función de costos:

$$G(k+2) = (\hat{P}_s(k+2) - P_s^*(k+2))^2 + \lambda(\hat{Q}_s(k+2) - Q_s^*(k+2))^2 \quad (4.15)$$

Donde  $\lambda$  es el factor de peso, el cual permite hacer un balance entre el seguimiento de la referencia de potencia activa y reactiva. En este caso se escoge  $\lambda = 0.71$ . Además, con tal de comparar las estrategias de control, con respecto al contenido armónico de la señal, la frecuencia de muestreo para FCS-MPC es de  $f_s = 40$  kHz y para M<sup>2</sup>PC es de  $f_s = 20$  kHz; el tiempo de resolución del controlador M<sup>2</sup>PC será 200 veces menor al tiempo de muestreo, es decir,  $0.1 \mu$ s<sup>2</sup>.

En la figura 4.15 se muestra el comportamiento de SAPF bajo las técnicas de control predictivo clásico y modulado. Se observa que bajo estas circunstancias M<sup>2</sup>PC posee menor rizado que MPC. En efecto, el THD de MPC es de 4.39 % y para M<sup>2</sup>PC es de 2.73 %.

<sup>2</sup>El tiempo de cómputo promedio para el algoritmo de control de MPC fue  $T_c = 11.45 \mu$ s y para M<sup>2</sup>PC se obtuvo  $T_c = 30.33 \mu$ s

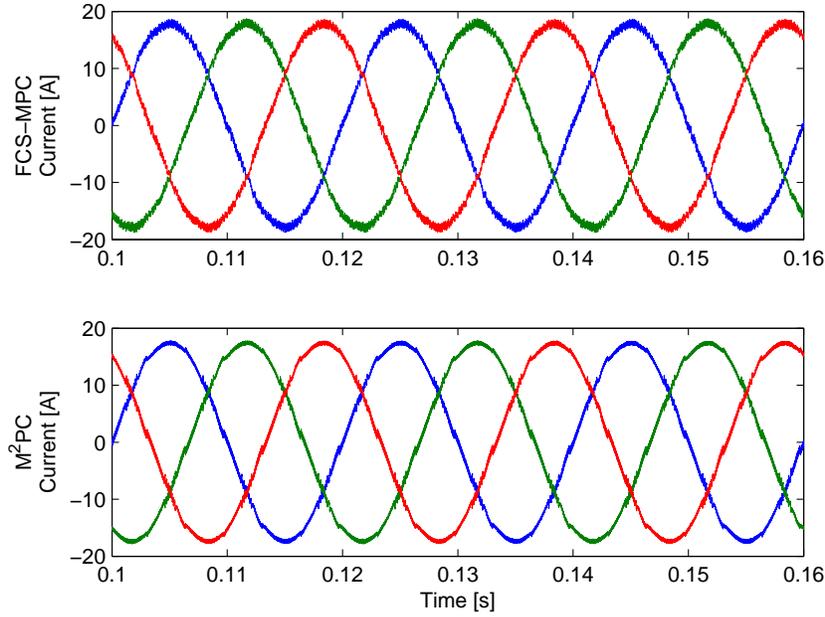


Figura 4.15: Corrientes de la red para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en el filtro activo

Además, en las figuras 4.19 y 4.20 se observa el espectro de armónicos para las estrategias de control. Se ve claramente que FCS-MPC posee un espectro ruidoso y con ello se demuestra la variabilidad de la frecuencia de conmutación de esta técnica. En cambio, en la figura 4.20, para M<sup>2</sup>PC, se observa que posee una frecuencia de conmutación fija, localizada alrededor del armónico 400, es decir,  $400 \times 50 \text{ Hz} = 20 \text{ kHz}$ . Además, se observa un acercamiento de los espectros hasta el armónico 40, se puede notar que M<sup>2</sup>PC logra compensar armónicos de baja frecuencia, al contrario como lo hace FCS-MPC.

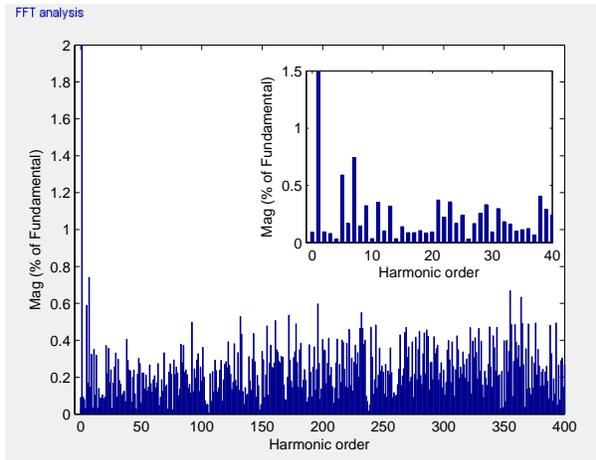


Figura 4.16: Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando FCS-MPC

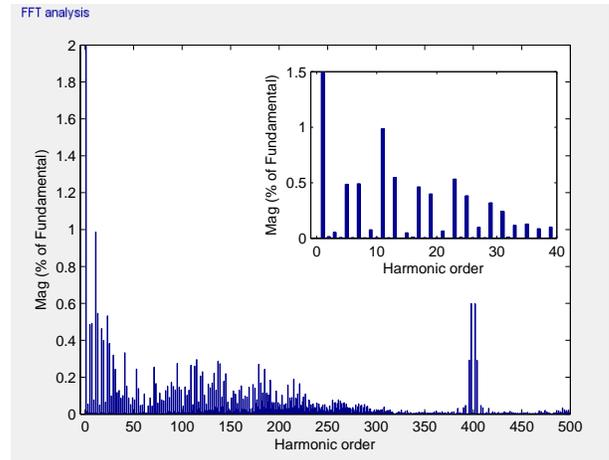


Figura 4.17: Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando M<sup>2</sup>PC

En las tablas 4.5 y 4.6 se presentan resultados para distintas frecuencias de conmutación para las estrategias de control FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC. En la tabla 4.5, al igual que el caso anterior, se tiene que M<sup>2</sup>PC posee un menor THD que FCS-MPC para igual frecuencia de muestreo. Sin embargo, posee una mayor frecuencia de conmutación. Por otro lado, en la tabla 4.6, se observa que el control modulado posee un menor error de seguimiento de referencia y también un menor valor en la función de costo, utilizando (4.8). El análisis, para esto es el mismo mencionado anteriormente.

Tabla 4.5: Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de dos niveles

Frecuencia de muestreo	THD FCS-MPC [%]	THD M <sup>2</sup> PC [%]	$f_{sw}$ FCS-MPC [kHz]	$f_{sw}$ M <sup>2</sup> PC [kHz]
20 kHz (50 $\mu$ s)	9.634	2.733	3.98	20
40 kHz (25 $\mu$ s)	4.391	1.374	7.86	40

Tabla 4.6: Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de dos niveles

Frecuencia de muestreo	RMSE FCS-MPC [W]	RMSE M <sup>2</sup> PC [W]	Función de costo FCS-MPC [W <sup>2</sup> ]	Función de costo M <sup>2</sup> PC [W <sup>2</sup> ]
20 kHz (50 $\mu$ s)	213.236	155.549	$1.210 \cdot 10^6$	$0.815 \cdot 10^6$
40 kHz (25 $\mu$ s)	168.589	123.335	$0.305 \cdot 10^6$	$0.221 \cdot 10^6$

Por lo tanto, se logró validar por simulación que M<sup>2</sup>PC puede ser utilizado en un filtro activo y obtener resultados más prometedores que para FCS-MPC.

### 4.3.2. Inversor de tres niveles

A continuación se muestran los resultados para un inversor NPC conectado a una carga RL y para un filtro activo con un inversor NPC.

#### 4.3.2.1. Inversor de voltaje conectado a una carga RL

La función de costo para implementar MPC posee dos objetivos, el primero minimiza el error de seguimiento de la referencia de corriente predicha; y el segundo es un balance entre los voltajes de los condensadores. Por lo tanto las funciones objetivos se definen como:

$$\begin{aligned}
 G_1(k+2) &= \sum_{x=\{a,b,c\}} \left( \hat{\mathbf{i}}_x(k+2) - \mathbf{i}_x^*(k+2) \right)^2 \\
 G_2(k+2) &= (v_{dc1}(k+2) - v_{dc2}(k+2))^2
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

donde  $\hat{\mathbf{i}}(k+1)$  es la predicción de la corriente e  $\mathbf{i}^*(k+1)$  la referencia de corriente. En consecuencia la función de costo queda definida por:

$$G_{MPC} = G_1 + \lambda_{dc} \cdot G_2 \tag{4.17}$$

Para la simulación se utilizaron los parámetros de la tabla 4.2. Por otro lado, para obtener resultados comparables en cuanto a calidad de energía (THD), en FCS-MPC se escoge un tiempo de muestreo  $T_s = 33.34 \mu s$  y para M<sup>2</sup>PC se escoge  $T_s = 100 \mu s$ <sup>3</sup>.

En la figura 4.18 se observan las formas de la señal para la simulación de las corrientes de la carga en *abc* en estado estacionario para las técnicas de control predictivo. Se tiene que ambas poseen un seguimiento de referencia muy similar, no obstante, M<sup>2</sup>PC posee un rizado menor a FCS-MPC, ya que, el THD de M<sup>2</sup>PC es de 1.39 % y de FCS-MPC es de 1.91 %.

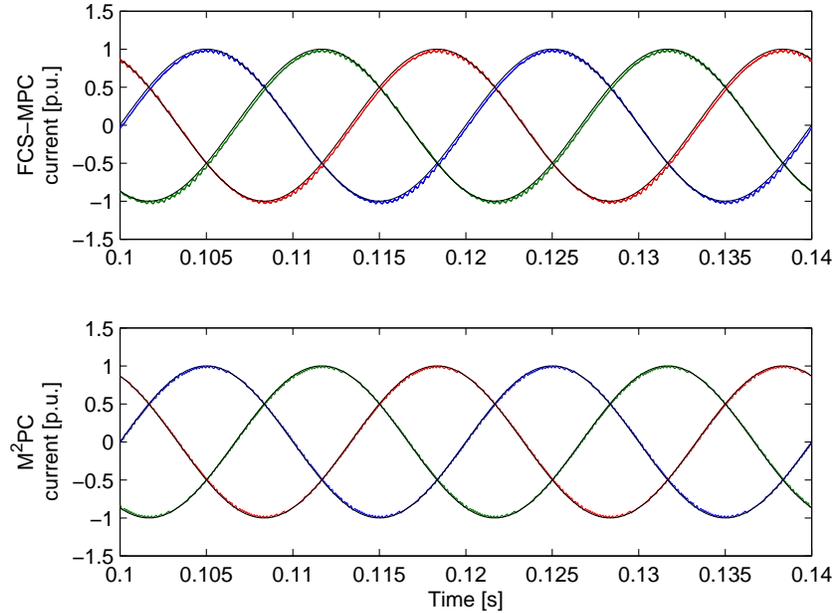


Figura 4.18: Corrientes en *abc* para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u.

En la figura 4.19 se presentan los voltajes en uno de los condensadores, se puede apreciar que en ambas técnicas este se mantiene constante, logrando el objetivo de control.

Como se observa en las figuras 4.20 y 4.21, el control predictivo clásico presenta un espectro armónico muy difuso, lo que prueba que la frecuencia de conmutación de esta estrategia es variable. Por otro lado, para el control predictivo modulado se tiene una frecuencia de conmutación fija, la cual está localizada alrededor del armónico número 200 ( $200 \times 50 \text{ Hz} = 10\text{kHz}$ ). Asimismo, se observa un acercamiento de los espectros hasta el armónico 40, se puede notar que M<sup>2</sup>PC logra compensar armónicos de baja frecuencia, al contrario como lo hace FCS-MPC.

---

<sup>3</sup>Se debe considerar que el tiempo de computo promedio para el algoritmo de control MPC fue de  $T_c = 52.31 \mu s$  y para M<sup>2</sup>PC se obtuvo  $T_c = 69.45 \mu s$

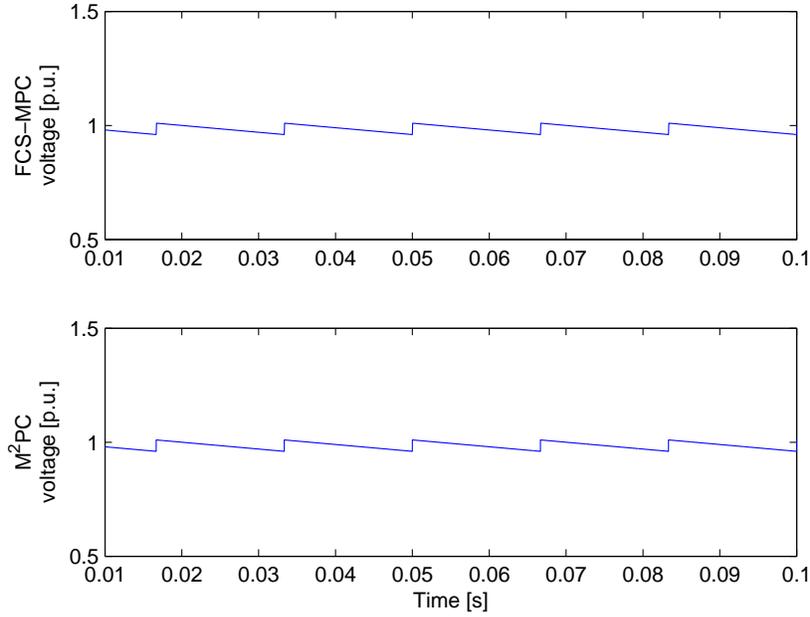


Figura 4.19: Voltaje de condensador para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u.

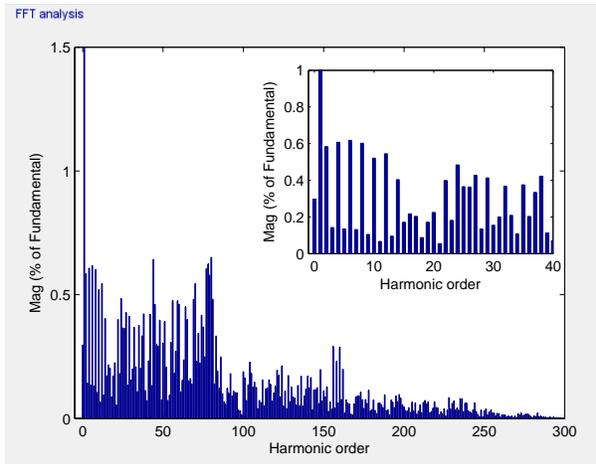


Figura 4.20: Espectro armónico de la corriente utilizando FCS-MPC

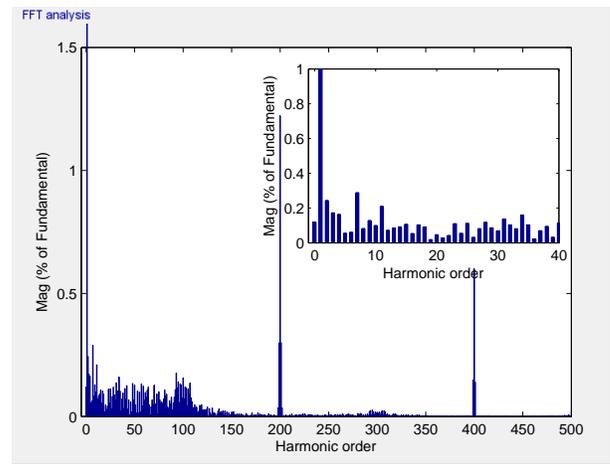


Figura 4.21: Espectro armónico de la corriente utilizando M<sup>2</sup>PC

Para estudiar la dinámica del control predictivo modulado, se compara con el control predictivo convencional. Para ello se realiza un cambio en la referencia de corriente desde 1 p.u. hasta 0.7 p.u., en el instante  $t = 0.1$  segundos. En ambos casos se observa una muy buena dinámica y, nuevamente, M<sup>2</sup>PC posee un menor rizado que MPC. Esto se puede observar en la figura 4.22. También, en la figura 4.23 se puede observar el comportamiento del voltaje a la salida del convertidor para ambas formas de control. Se puede concluir que para el control predictivo clásico se presenta una disminución en la frecuencia de conmutación cuando la referencia disminuye, la cual va desde 3.5 kHz a los 3.0 kHz, así con esto se demuestra una frecuencia de conmutación variable. En cambio, para M<sup>2</sup>PC, la frecuencia de conmutación se mantiene constante, independiente del valor de la referencia, gracias al esquema de modulación vectorial utilizado.

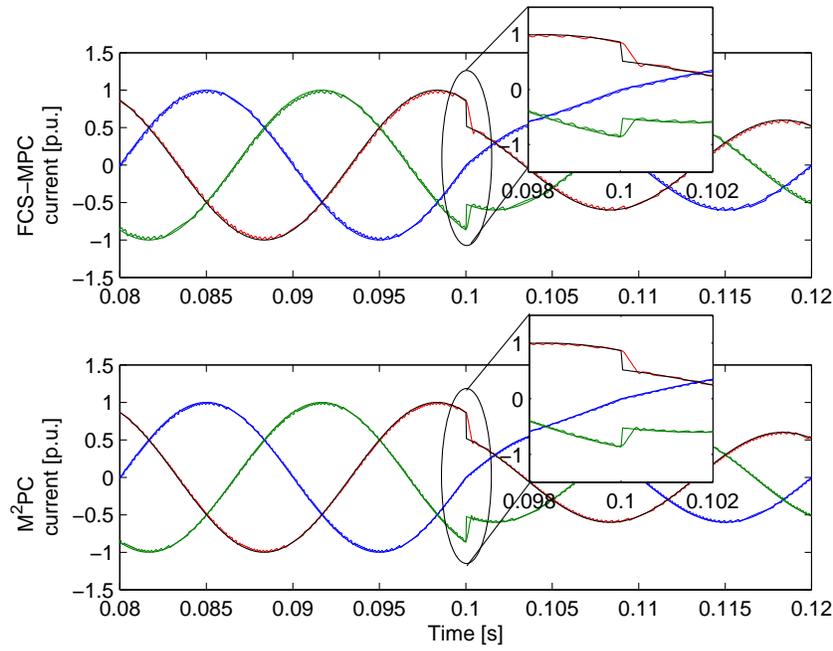


Figura 4.22: Corrientes de la carga en  $\alpha\beta$  para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6 p.u. en  $t = 0.1$  s

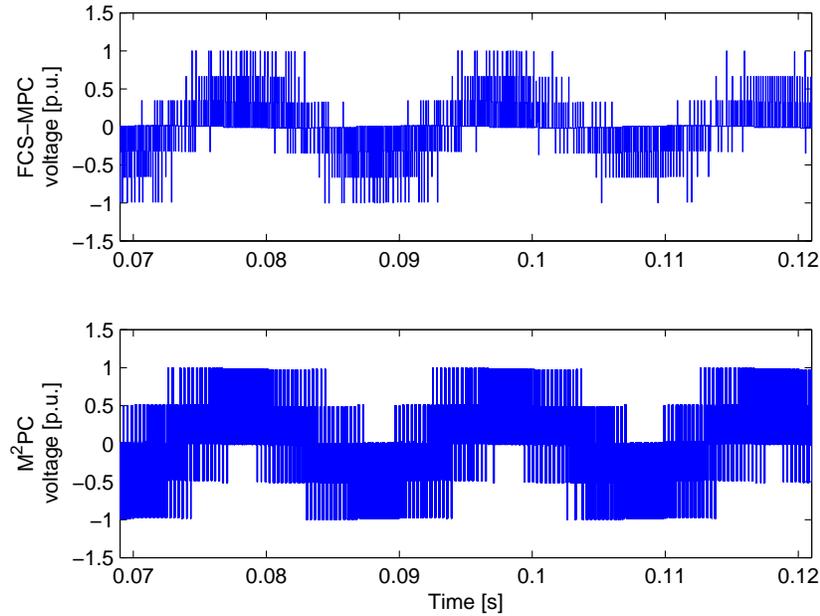


Figura 4.23: Voltajes fase-fase para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u., ante un cambio de referencia de 1 p.u. a 0.6 p.u. en  $t = 0.1$  s

Al igual que en el inversor de dos niveles, para realizar un análisis más general, en las tablas 4.7 y 4.8 se presentan distintas pruebas para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC, para ciertos valores de frecuencia de muestreo. Se tiene que para FCS-MPC, a medida que aumenta la frecuencia de muestreo el THD disminuye significativamente y la frecuencia de conmutación aumenta. Lo mismo ocurre

para M<sup>2</sup>PC. Además, para este último, cabe destacar que la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia de muestreo del controlador. Adicionalmente, se puede decir que es necesaria una alta frecuencia de muestreo de FCS-MPC para obtener un rendimiento similar a M<sup>2</sup>PC, en cuanto al THD se refiere.

Tabla 4.7: Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de tres niveles conectado a una carga RL

Frecuencia de muestreo	THD FCS-MPC [%]	THD M <sup>2</sup> PC [%]	$f_{sw}$ FCS-MPC [kHz]	$f_{sw}$ M <sup>2</sup> PC [kHz]
10 kHz (100 $\mu$ s)	3.923	1.392	0.765	10
20 kHz (50 $\mu$ s)	2.669	1.151	1.743	20
30 kHz (33.34 $\mu$ s)	1.912	0.877	2.640	30
40 kHz (25 $\mu$ s)	1.342	0.467	3.455	40

En la tabla 4.8, se muestran los resultados del RMSE entre la corriente y su respectiva referencia, se puede concluir que la estrategia predictiva clásica posee un mayor error de seguimiento de referencia que el control modulado, y con esto se válida que para tener un desempeño comparable entre ambos controladores MPC debe tener una frecuencia de muestreo mayor que M<sup>2</sup>PC. Por otro lado, también se observan los valores de la función de costo promedio de cada estrategia de control, FCS-MPC posee una función de costo mayor que M<sup>2</sup>PC, donde se utiliza (4.8) como función objetivo del control predictivo modulado.

Tabla 4.8: Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para un inversor de tres niveles conectado a una carga RL

Frecuencia de muestreo	RMSE FCS-MPC [A]	RMSE M <sup>2</sup> PC [A]	Función de costo FCS-MPC [A <sup>2</sup> ]	Función de costo M <sup>2</sup> PC [A <sup>2</sup> ]
10 kHz (100 $\mu$ s)	1.28	0.36	1.78	0.88
20 kHz (50 $\mu$ s)	1.05	0.29	1.30	0.72
30 kHz (33.34 $\mu$ s)	0.54	0.22	0.95	0.59
40 kHz (25 $\mu$ s)	0.34	0.11	0.68	0.25

### 4.3.2.2. SAPF con un inversor de tres niveles

En este caso para el modelamiento del filtro activo, se utiliza el esquema de control conocido como teoría p-q, o teoría generalizada para la compensación de la potencia reactiva instantánea, el cual es presentado en [84, 95]. Los parámetros del filtro activo a utilizar son los mismos que para el inversor de voltaje de dos niveles, es decir, los que se muestran en la tabla 3.1. La función objetivo a utilizar es:

$$G(k+2) = \left(\hat{\mathbf{i}}_a(k+2) - \mathbf{i}_a^*(k+2)\right)^2 + \left(\hat{\mathbf{i}}_b(k+2) - \mathbf{i}_b^*(k+2)\right)^2 + \left(\hat{\mathbf{i}}_c(k+2) - \mathbf{i}_c^*(k+2)\right)^2 + \lambda_{dc} (v_{dc1}(k+2) - v_{dc2}(k+2))^2 \quad (4.18)$$

En este caso se escoge  $\lambda_{dc} = 0.1$ . Además, con tal de obtener resultados comparables, en términos del THD de la señal, la frecuencia de muestreo para FCS-MPC es de  $f_s = 40$  kHz y para el control predictivo modulado  $f_s = 20$  kHz; el tiempo de resolución de M<sup>2</sup>PC será 200 veces menor al tiempo de muestreo, es decir,  $0.1 \mu s$ <sup>4</sup>.

En la figura 4.24 se muestra el comportamiento de SAPF bajo las técnicas de control predictivo clásico y modulado. Se observa que bajo estas circunstancias M<sup>2</sup>PC posee menor rizado que MPC. En efecto, el THD de MPC es de 3.66 % y para M<sup>2</sup>PC es de 3.41 %.

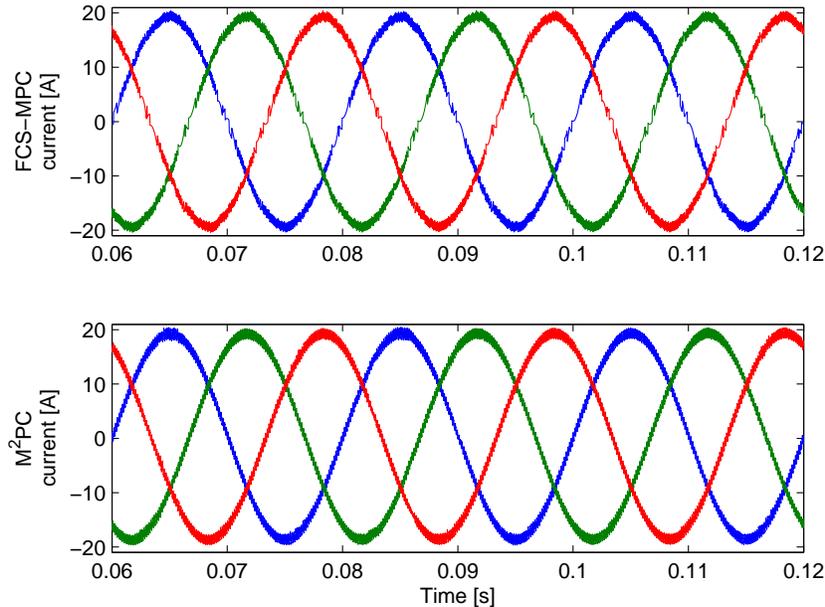


Figura 4.24: Corrientes de la red para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC, en el filtro activo con inversor NPC.

En la figura 4.25 se muestra el voltaje de uno de los capacitores en p.u. y se observa que este se mantiene constante, logrando el objetivo de control en ambas estrategias.

<sup>4</sup>El tiempo de computo promedio para el algoritmo de control MPC fue de  $T_c = 61.17 \mu s$  y para M<sup>2</sup>PC se obtuvo  $T_c = 73.45 \mu s$

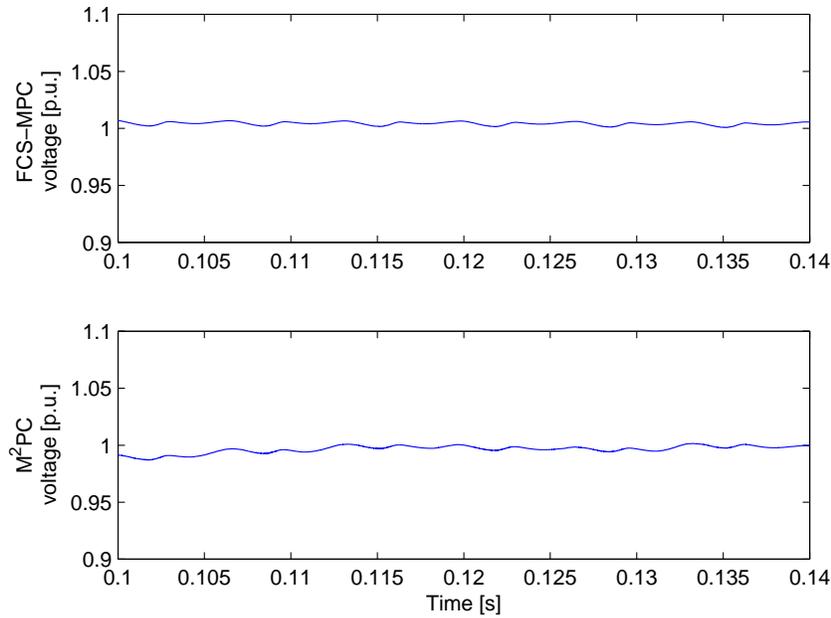


Figura 4.25: Voltaje del *dc-link* para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC en p.u., en el SAPF con inversor NPC.

Además, en las figuras 4.26 y 4.27 se observa el espectro de armónicos para las estrategias de control. Se ve claramente que FCS-MPC posee un espectro ruidoso y con ello demuestra que esta técnica de control posee una frecuencia de conmutación variable. En cambio en la figura 4.27, para M<sup>2</sup>PC se observa que posee una frecuencia de conmutación fija, localizada alrededor del armónico 400, es decir, a una frecuencia  $400 \times 50 \text{ Hz} = 20 \text{ kHz}$ . Por otro lado, se observa un acercamiento de los espectros hasta el armónico 40, se puede notar que M<sup>2</sup>PC no logra compensar armónicos de baja frecuencia como lo hace FCS-MPC.

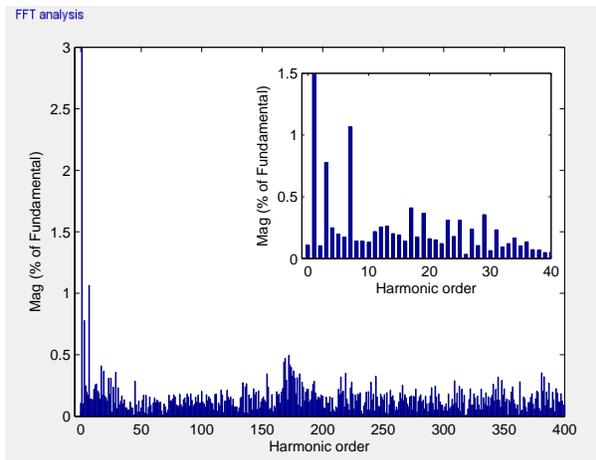


Figura 4.26: Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando FCS-MPC

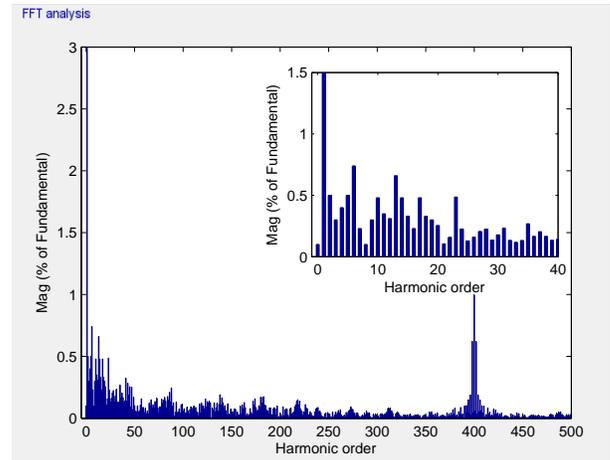


Figura 4.27: Espectro armónico de la corriente de la fuente de SAPF utilizando M<sup>2</sup>PC

En las tablas 4.9 y 4.10 se presentan resultados para distintas frecuencias de conmutación para las estrategias de control. De la tabla 4.9, al igual que el caso anterior, se tiene que M<sup>2</sup>PC posee un menor THD que FCS-MPC para igual frecuencia de muestreo. Sin embargo, posee una mayor frecuencia de conmutación. Adicionalmente, en la tabla 4.10, se observa que el control modulado posee un menor error de seguimiento de referencia y un menor valor de la función de costo, donde la función objetivo del control modulado es (4.8). El análisis, para esto es el mismo mencionado anteriormente.

Tabla 4.9: Resultados de THD y frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de tres niveles

Frecuencia de muestreo	THD FCS-MPC [%]	THD M <sup>2</sup> PC [%]	$f_{sw}$ FCS-MPC [kHz]	$f_{sw}$ M <sup>2</sup> PC [kHz]
20 kHz (50 $\mu$ s)	4.834	3.411	5.75	20
40 kHz (25 $\mu$ s)	3.663	2.124	10.50	40

Tabla 4.10: Resultados de RMSE de seguimiento de referencia y valor de la función de costo para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC bajo distintas frecuencias de muestreo para SAPF con un inversor de tres niveles

Frecuencia de muestreo	RMSE FCS-MPC [A]	RMSE M <sup>2</sup> PC [A]	Función de costo FCS-MPC	Función de costo M <sup>2</sup> PC
20 kHz (50 $\mu$ s)	1.144	0.428	8.431	6.585
40 kHz (25 $\mu$ s)	0.487	0.221	5.423	4.125

## 4.4. Diseño propuesto de MPC modulado multi-objetivo

De la revisión bibliográfica se ha concluido que la elección de los factores de ponderación para la función de costo de MPC es un tema abierto para convertidores de potencia. Es por esto, que para evitar escoger los factores de peso en la función de costo de MPC se plantea una estrategia de optimización multi-objetivo para M<sup>2</sup>PC (MO-M<sup>2</sup>PC). Para ello, suponiendo una función de costos multi-objetivo para MPC de la forma:

$$G(k+2) = \begin{pmatrix} G_1(k+2) \\ G_2(k+2) \\ \vdots \\ G_M(k+2) \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

donde  $\{G_p\}_{p=1,2,\dots,M}$  son las funciones de costo normalizadas del sistema (o bien, en tanto por uno). Por la sección 4.1. de esta tesis, la función objetivo de M<sup>2</sup>PC es equivalente a minimizar:

$$g(k+2) = \begin{pmatrix} \frac{G_1^{(i)} G_1^{(j)} G_1^{(0)}}{G_1^{(0)} G_1^{(i)} + G_1^{(0)} G_1^{(j)} + G_1^{(i)} G_1^{(j)}} \\ \frac{G_2^{(i)} G_2^{(j)} G_2^{(0)}}{G_2^{(0)} G_2^{(i)} + G_2^{(0)} G_2^{(j)} + G_2^{(i)} G_2^{(j)}} \\ \vdots \\ \frac{G_M^{(i)} G_M^{(j)} G_M^{(0)}}{G_M^{(0)} G_M^{(i)} + G_M^{(0)} G_M^{(j)} + G_M^{(i)} G_M^{(j)}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_M \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

donde  $G_p^{(0)}$ ,  $G_p^{(i)}$  y  $G_p^{(j)}$ ,  $p = 1, 2, \dots, M$ , son las funciones de costo evaluadas para el vector nulo,  $\mathbf{v}_i$  y  $\mathbf{v}_j$ , respectivamente, con  $(i, j) = (1, 2), (2, 3), (3, 4), (4, 5), (5, 6), (6, 1)$ , de acuerdo a la tabla 4.1. Es importante destacar que (4.20) está definida para cada sector determinado por el par de vectores activos adyacentes.

De igual manera como se explica en la sección 3.5. de esta tesis la forma de resolver (4.20) será mediante la frontera óptima de Pareto. En este caso, cada punto dentro de la frontera representará un sector, es decir, un par de vectores adyacentes. Para encontrar la solución del problema multi-objetivo, en la frontera de Pareto se busca el punto más cercano al origen y que cumpla con cierta restricción  $g_i \leq \varepsilon$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ .

Para calcular los ciclos de trabajo de los vectores activos seleccionados ( $\mathbf{v}_i$  y  $\mathbf{v}_j$ ) estos se definen como inversamente proporcional a la distancia Euclidiana de las funciones de costo MPC:

$$\begin{aligned} d_0 &= \frac{K}{\sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_0) + G_2^2(\mathbf{v}_0) + \dots + G_M^2(\mathbf{v}_0)}} \\ d_1 &= \frac{K}{\sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_i) + G_2^2(\mathbf{v}_i) + \dots + G_M^2(\mathbf{v}_i)}} \\ d_2 &= \frac{K}{\sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_j) + G_2^2(\mathbf{v}_j) + \dots + G_M^2(\mathbf{v}_j)}} \\ d_0 + d_1 + d_2 &= 1 \end{aligned} \quad (4.21)$$

donde  $K$  es una constante;  $d_0$ ,  $d_i$ ,  $d_j$  son los ciclos de trabajo asociados al vector nulo,  $\mathbf{v}_i$ ,  $\mathbf{v}_j$ , respectivamente. Se debe destacar que el considerar los ciclos de trabajo con la distancia Euclidiana de la funciones objetivos de MPC, podría no ser óptimo. Por lo que se vuelve, nuevamente, un problema donde hay que sintonizar parámetros para el controlador

Para ejemplificar la propuesta anterior, a continuación se muestra un caso particular de dos objetivos y un inversor de dos niveles, es decir, seis sectores posibles. En la figura 4.28 se observa el plano de M<sup>2</sup>PC fijado por los ejes  $g_1$  y  $g_2$ , definidos como:

$$g_1 = \frac{G_1^{(i)} G_1^{(j)} G_1^{(0)}}{G_1^{(0)} G_1^{(i)} + G_1^{(0)} G_1^{(j)} + G_1^{(i)} G_1^{(j)}} \quad y \quad g_2 = \frac{G_2^{(i)} G_2^{(j)} G_2^{(0)}}{G_2^{(0)} G_2^{(i)} + G_2^{(0)} G_2^{(j)} + G_2^{(i)} G_2^{(j)}} \quad (4.22)$$

Cada punto en el plano indica un sector. En este caso, la frontera óptima de Pareto está determinada por los sectores II, III y V.

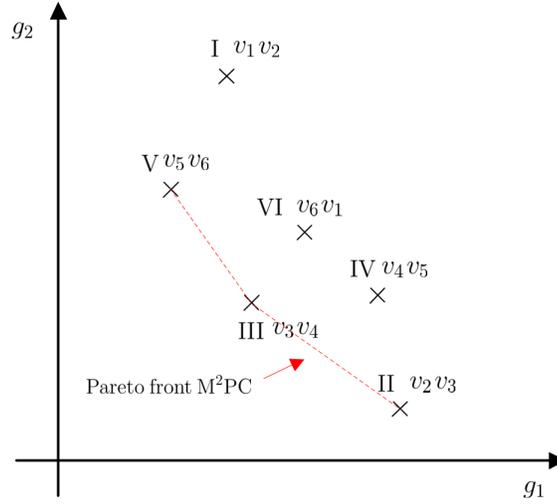


Figura 4.28: Ejemplo de frontera de Pareto para M<sup>2</sup>PC

Para resolver el problema multi-objetivo se busca el punto perteneciente a la frontera de Pareto, que sea el más cercano al origen y que cumpla  $g_2 \leq \varepsilon$ . En la figura 4.29 se observa esta situación, aquí las posibles soluciones del problema son los sectores II, III y IV. Inmediatamente se descarta el sector IV, debido a que no pertenece a la frontera de Pareto. El óptimo del problema es el sector III, ya que aquí se cumple la condición para  $g_2$  y, a su vez es el más cercano al origen.

Luego de encontrar el sector correspondiente a la solución multi-objetivo, este es llevado al espacio de MPC, así como se observa en la figura 4.30a). Cabe destacar que es lógico que en la frontera de Pareto de MPC se encuentren los vectores  $v_2$ ,  $v_3$ ,  $v_4$  y  $v_5$ , ya que en la frontera de M<sup>2</sup>PC se tienen los sectores II, III y V.

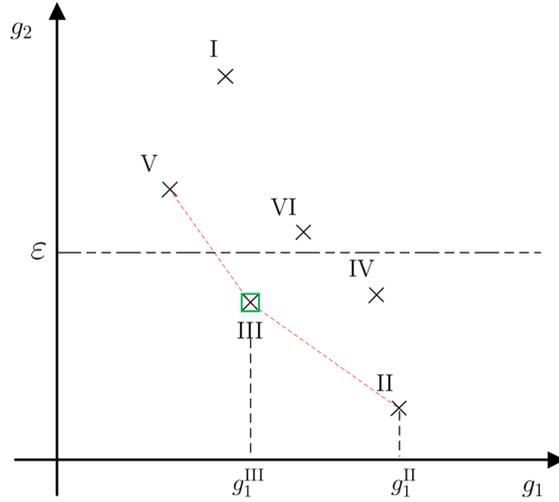


Figura 4.29: Ejemplo condición de Pareto para M<sup>2</sup>PC

Dado que la solución del problema es el sector III, los vectores comprometidos son  $v_3$ ,  $v_4$  y  $v_0$ . Por lo tanto, para encontrar los ciclos de trabajo de esos vectores se propone calcular la distancia Euclidiana desde el origen del plano hacia el vector, tal como se observa en la figura 4.30b). En particular, se tiene:

$$T_0 = \frac{K}{\text{dist}_{v_0}}, \quad T_3 = \frac{K}{\text{dist}_{v_3}}, \quad T_4 = \frac{K}{\text{dist}_{v_4}} \quad (4.23)$$

donde la distancia a cada vector es:

$$\text{dist}_{v_0} = \sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_0) + G_2^2(\mathbf{v}_0)}, \quad \text{dist}_{v_3} = \sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_3) + G_2^2(\mathbf{v}_3)}, \quad \text{dist}_{v_4} = \sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_4) + G_2^2(\mathbf{v}_4)} \quad (4.24)$$

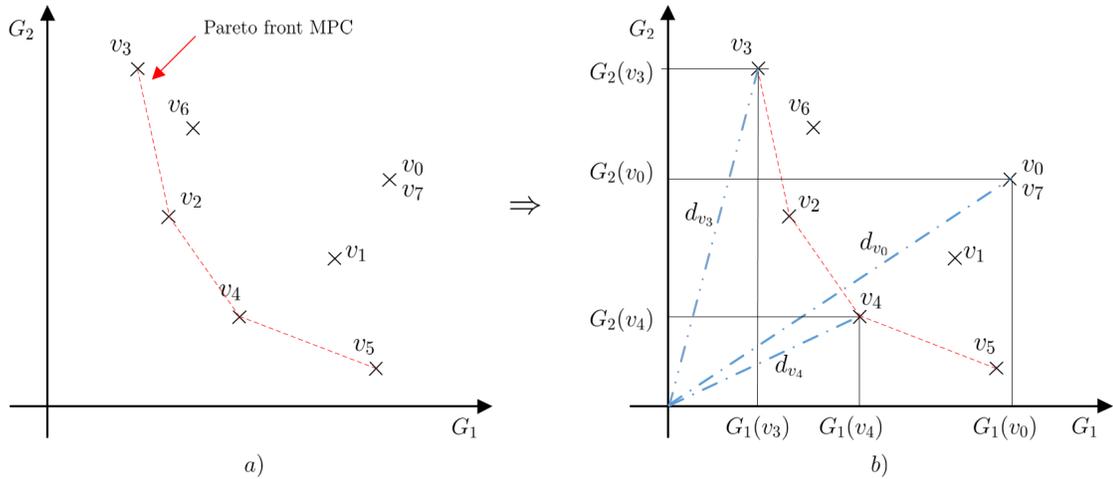


Figura 4.30: Representación gráfica de los objetivos de MPC. a) frontera de Pareto MPC. b) distancia Euclidiana a cada vector del sector III

En la siguiente sección se muestran los resultados obtenidos para la estrategia de control propuesta.

## 4.5. Resultados por simulación para la propuesta M<sup>2</sup>PC multi-objetivo

### 4.5.1. Filtro activo para un inversor de dos niveles

Para validar la propuesta anterior sobre MO-M<sup>2</sup>PC se realiza una formulación del problema mediante la función multi-objetivo dada por:

$$G(k+2) = \begin{pmatrix} (\hat{P}_s(k+2) - P_s^*(k+2))^2 \\ (Q_s(k+2) - \hat{Q}_s^*(k+2))^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_1 \\ G_2 \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

donde  $\hat{P}_s(k+2)$ ,  $\hat{Q}_s(k+2)$  son la predicción de potencia activa y reactiva, respectivamente; y  $P_s^*(k+2)$ ,  $Q_s^*(k+2)$  son la predicción de la referencia de potencia activa y reactiva, respectivamente. Por otro lado, para resolver el problema MO-M<sup>2</sup>PC se utiliza la condición sobre el error de la potencia reactiva, es decir,  $g_2 = |e_{Q_s}| \leq \overline{Q_s}$ .

Es importante destacar que las pruebas por simulación fueron realizadas para una frecuencia de muestreo de 20 kHz y una resolución para SVPWM 200 veces menor al tiempo de muestreo.

En la figura 4.31 se muestran los resultados para la potencia reactiva suministrada por la fuente para diversas condiciones de Pareto. Estos gráficos se muestran con puntos para demostrar que la potencia reactiva cumple con la condición de Pareto y los valores se encuentra dentro de la banda de error escogida. En la figura 4.31a) la solución del problema será el punto más cercano al origen sin restricción; la figura 4.31b) muestra el gráfico de la potencia reactiva para la condición  $|Q_s| < 600$  [VAR]; la figura 4.31c) ilustra señal de la potencia reactiva para  $|e_{Q_s}| < 400$  [VAR]; por último, la figura 4.31d) muestra la señal de  $Q_s$  para el requisito  $|e_{Q_s}| < 200$  [VAR]. Como se puede apreciar en cada una de las subfiguras existen puntos donde no se cumple la condición de Pareto impuesta, es decir, la potencia reactiva sobrepasa los límites requeridos, esto se debe a que la ventaja del problema multi-objetivo es que se trabaja con "*soft constraints*" (restricciones suaves). O sea, que si para algún momento, la restricción limita demasiado las soluciones, el MO-M<sup>2</sup>PC va a seleccionar la solución "menos mala" de todas las opciones.

Por otro lado, en la figura 4.32 se muestran las señales de la potencia activa suministrada por la fuente para las condiciones de Pareto anteriores. En la figura 4.32a) se muestra la señal de la potencia activa para la condición del punto más cercano al origen; la figura 4.32b) ilustra el comportamiento de  $P_s$  para  $|e_{Q_s}| < 600$  [VAR]; la figura 4.32c) expone la señal de la potencia activa para  $|e_{Q_s}| < 400$  [VAR]; la figura 4.32d) muestra  $P_s$  para  $|e_{Q_s}| < 200$  [VAR]. Se puede observar que a medida que disminuye la banda de error de la potencia reactiva, la desviación estándar de la potencia activa aumenta. Lo cual es lógico, dado que son objetivos opuestos, es decir, si uno aumenta el otro disminuye y viceversa.

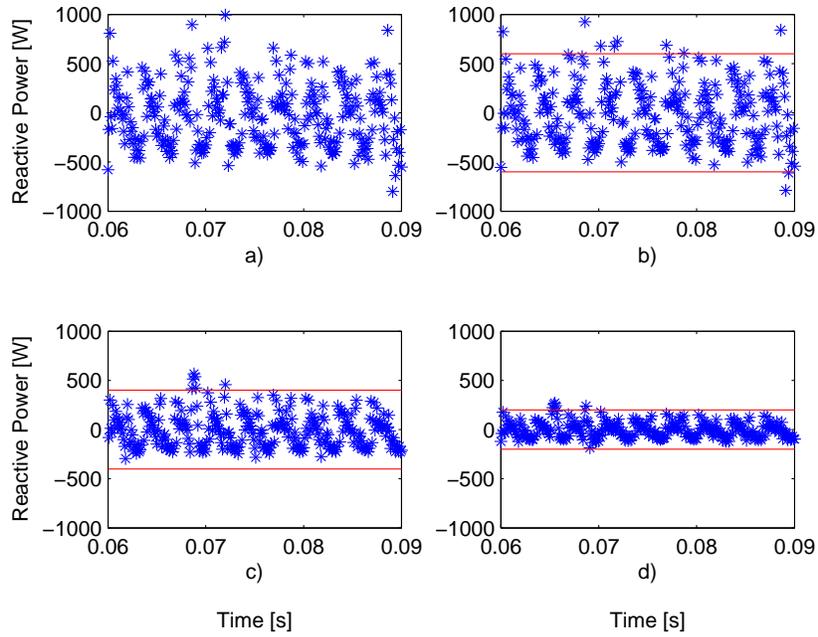


Figura 4.31: Potencia reactiva en la red para el SAPF con MO-M<sup>2</sup>PC. a) cercano al origen. b)  $|e_{Q_s}| < 600$  [VAR]. c)  $|e_{Q_s}| < 400$  [VAR]. d)  $|e_{Q_s}| < 200$  [VAR]

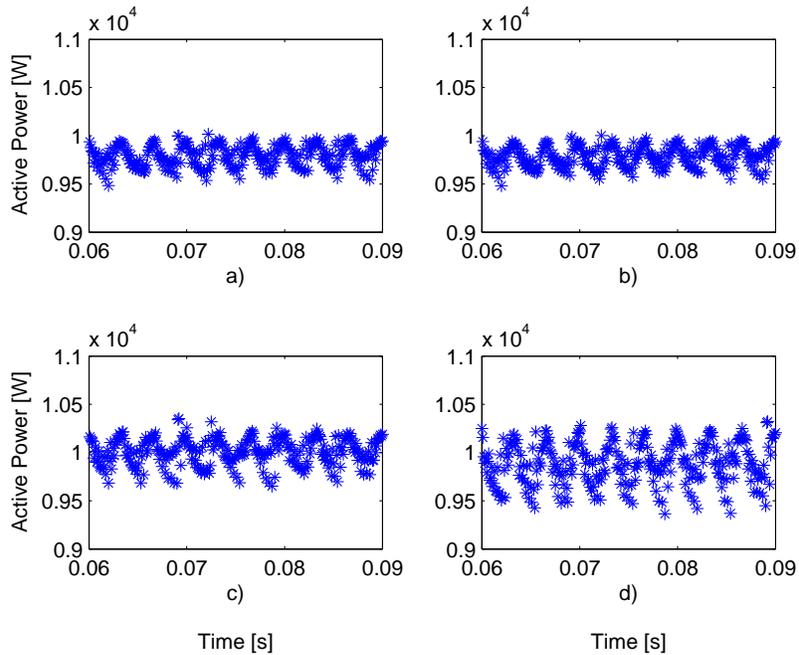


Figura 4.32: Potencia activa en la red para el SAPF con MO-M<sup>2</sup>PC. a) cercano al origen. b)  $|e_{Q_s}| < 600$  [VAR]. c)  $|e_{Q_s}| < 400$  [VAR]. d)  $|e_{Q_s}| < 200$  [VAR]

La señal de la corriente de la fuente es muy importante para analizar comportamiento del filtro activo, ya que está directamente relacionada con el rendimiento del sistema, en la figura 4.33 se observan las señales de la corriente para las distintas condiciones de Pareto. En la figura 4.33a) se observa la corriente para el criterio más cercano al origen, donde esta señal posee un

THD de 4.25 %; la figura 4.33b) muestra el gráfico de la corriente de la fuente para la condición  $|e_{Q_s}| < 600$  [VAR], la señal posee un THD de 4.26 %; la figura 4.33c) ilustra señal de la corriente de la fuente para  $|e_{Q_s}| < 400$  [VAR], esta tiene un THD de 4.66 %; por último, la figura 4.33d) muestra la señal de la corriente para el requisito  $|e_{Q_s}| < 200$  [VAR], donde el THD es 5.111 %.

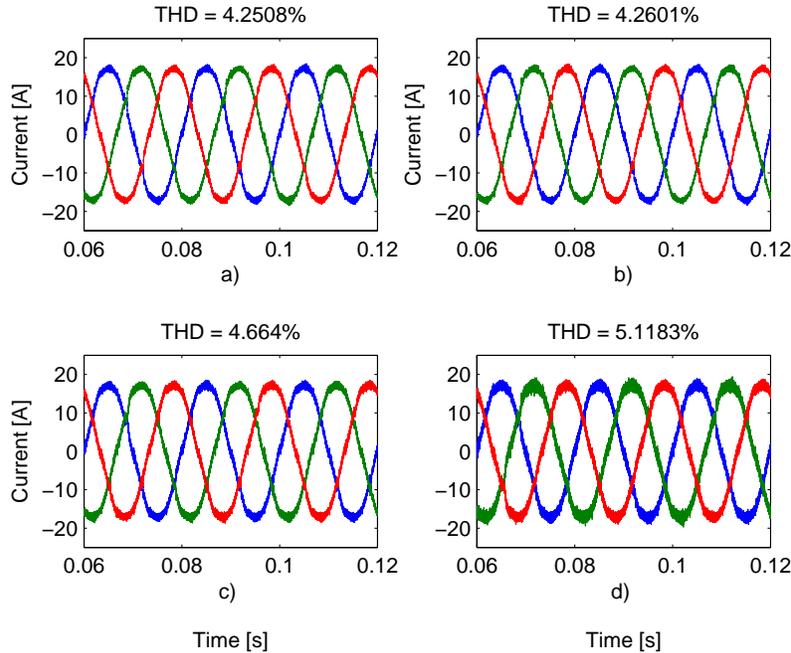


Figura 4.33: Corriente suministrada por la fuente en el filtro activo para distintas condiciones de Pareto. a) cercano al origen. b)  $|e_{Q_s}| < 600$  [VAR]. c)  $|e_{Q_s}| < 400$  [VAR]. d)  $|e_{Q_s}| < 200$  [VAR]

Se puede concluir que: **(i)** dada la forma de solucionar el problema multi-objetivo, el criterio cercano al origen es equivalente al criterio con restricción  $|e_{Q_s}| < 600$  [VAR], ya que este último no restringe la zona de solución del criterio cercano al origen, además, como se puede observar en los resultados anteriores, son similares; **(ii)** el rendimiento del controlador se ve afectado por el criterio seleccionado, por ejemplo, si se restringe el error de la potencia reactiva aumenta el THD de la corriente, lo cual se debe a que disminuyen los posibles estados de conmutación.

Por otro lado, para tener una mejor noción de los resultados de MO-M<sup>2</sup>PC estos se comparan con M<sup>2</sup>PC. Para MO-M<sup>2</sup>PC se utiliza la condición de Pareto  $|e_{Q_s}| < 600$  y para M<sup>2</sup>PC se escogen ponderadores unitarios en la función de costo. En la figura 4.34 se presenta una comparación gráfica de las corrientes de la fuente para ambas estrategias de control. Se tiene M<sup>2</sup>PC posee un espectro armónico de 3.44 % y MO-M<sup>2</sup>PC posee un 4.25 % de THD. Con esto se puede concluir que ambos problemas no son equivalentes.

En la figura 4.35 se compara la señal de la potencia reactiva del filtro activo para las estrategias de control, se observa que para MO-M<sup>2</sup>PC se cumple la condición de Pareto, mientras que para M<sup>2</sup>PC, dado que no hay restricciones sobre la potencia reactiva, esta es libre de tomar valores acorde a la solución óptima del problema.

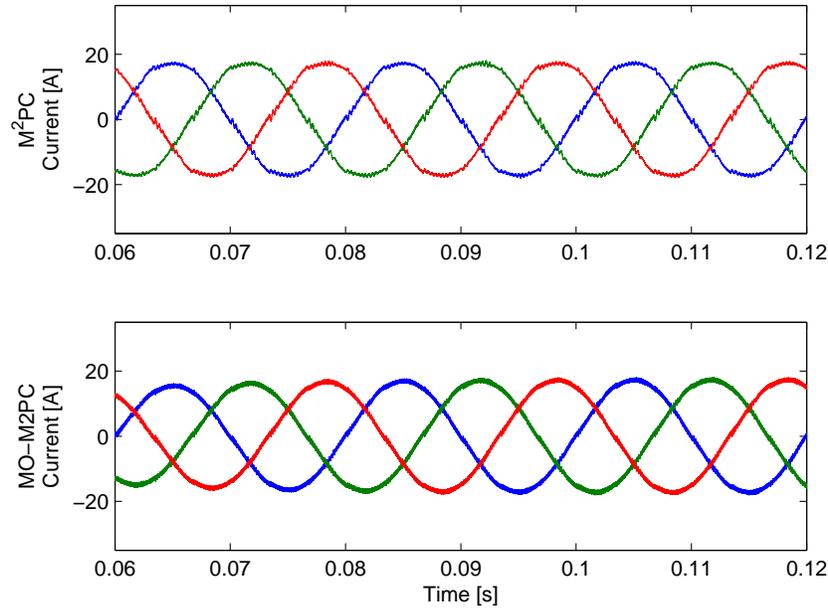


Figura 4.34: corrientes de la fuente para M<sup>2</sup>PC y MO-M<sup>2</sup>PC, respectivamente

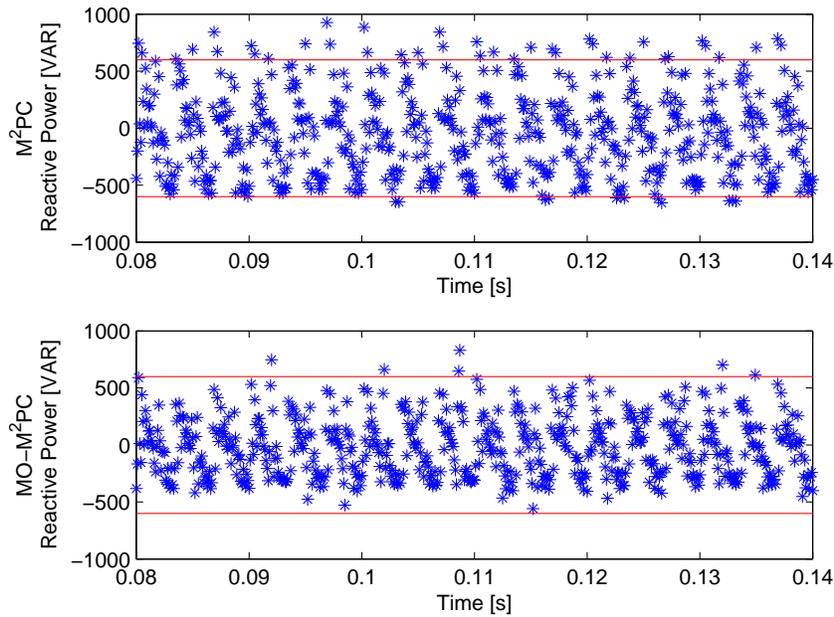


Figura 4.35: Potencia reactiva suministrada por la fuente para M<sup>2</sup>PC y MO-M<sup>2</sup>PC

Por último, se tiene que para MO-M<sup>2</sup>PC la desviación estándar sobre el error de la potencia reactiva es de  $\sigma_{P_s} = 551.2 [W]$  y para M<sup>2</sup>PC se tiene que  $\sigma_{P_s} = 432.7 [W]$ . Esto último, se debe a que MO-M<sup>2</sup>PC, impone una barrera de valores para la potencia reactiva, por lo cual la potencia activa aumentará valores, porque son objetivos opuestos.

## 4.5.2. Filtro activo para un inversor de tres niveles

En esta sección, se implementa la estrategia MO-M<sup>2</sup>PC para el filtro activo con un inversor de tres niveles, con los parámetros de la tabla 3.1, a una frecuencia de muestreo de 20 kHz. Dada la formulación del problema del SAPF mediante la teoría pq la función objetivo se define a través del error de la corriente y el balance entre los voltajes de los condensadores:

$$\begin{aligned} G(k+2) &= \begin{pmatrix} \sum_{x=\{a,b,c\}} \left( \hat{\mathbf{i}}_x(k+2) - \mathbf{i}_x^*(k+2) \right)^2 \\ (v_{dc1}(k+2) - v_{dc2}(k+2))^2 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} G_1 \\ G_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.26)$$

La condición para resolver el problema multi-objetivo fue que la diferencia de voltaje en los capacitores no superara cierto umbral, es decir,  $G_2 = |v_{dc1} - v_{dc2}| < \Delta \mathbf{v}$ , minimizando, a su vez,  $G_1$ . Cabe destacar que el voltaje nominal en el dc-link es de 700 [V].

En la figura 4.36 se presentan las señales del voltaje en el *dc-link* para el inversor NPC. En la figura 4.36a) se tiene la diferencia de voltaje para  $|v_{dc1} - v_{dc2}| < 10$  [V]; en la figura 4.36b) se presentan las señales para  $|v_{dc1} - v_{dc2}| < 7$  [V]; para la figura 4.36c) se tienen los gráficos con la condición  $|v_{dc1} - v_{dc2}| < 5$  [V]; en la figura 4.36d) se presenta la diferencia de voltaje del capacitor para  $|v_{dc1} - v_{dc2}| < 2$  [V]. En cada una de ellas se observa que se cumple la condición de Pareto, sin embargo, en algunas zonas la señal no se mantiene dentro de los límites establecidos, lo cual se debe a que el algoritmo no es capaz de encontrar puntos factibles.

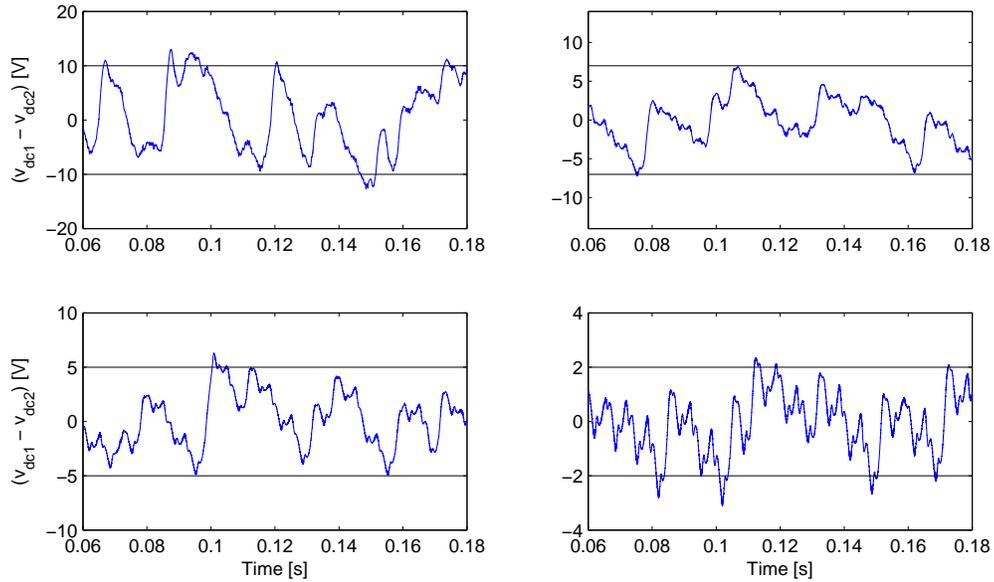


Figura 4.36: Diferencia de voltaje en los capacitores del dc-link para distintas condiciones de Pareto. a)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 10$  [V]. b)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 7$  [V]. c)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 5$  [V]. d)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 2$  [V]

En la figura 4.37 se observan las corrientes de la fuente para el inversor NPC, se puede decir que mientras mayor desbalance existe en el *dc-link* mayor será la distorsión armónica de la señal del sistema. Los *peaks* que existen en las corrientes se deben a los desbalances en los condensadores.

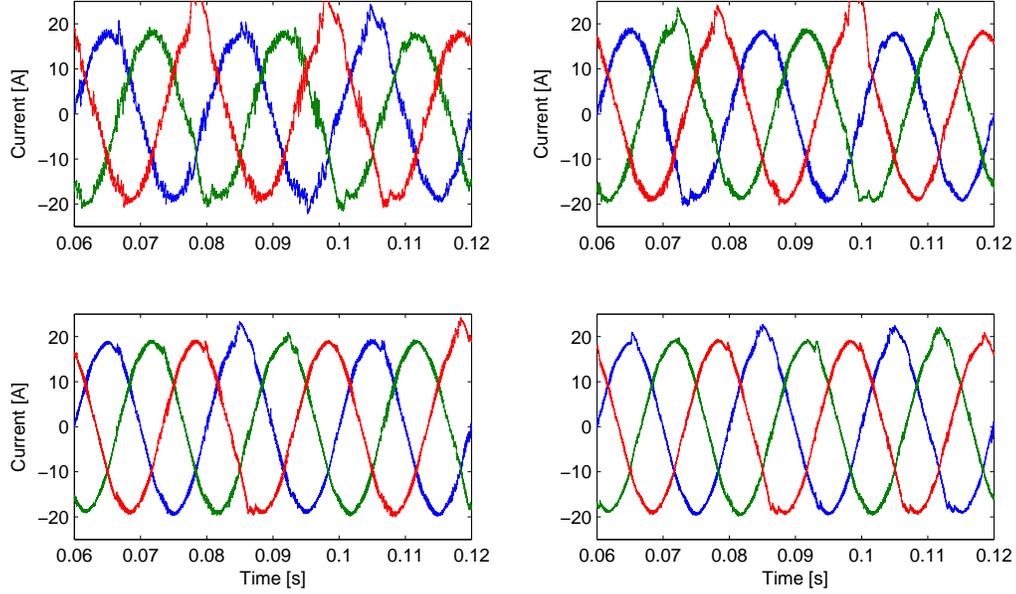


Figura 4.37: Corriente de la fuente para distintas condiciones de Pareto. a)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 10 [V]$ . b)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 7 [V]$ . c)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 5 [V]$ . d)  $|V_{dc1} - V_{dc2}| < 2 [V]$

Con estos resultados se puede comprobar que MO-M<sup>2</sup>PC funciona también para otras topologías de inversor. Por lo tanto la propuesta puede ser validada en otros sistemas. No obstante, al tener un equivalente mono-objetivo con pesos unitarios, el comportamiento será similar a este último, y tal vez no sea el óptimo.

## 4.6. Discusión

Dados los resultados para M<sup>2</sup>PC aplicado al SAPF, este posee una frecuencia de conmutación fija y por ende un espectro de armónicos concentrado. Lo cual proporciona señales con menor rizado, es decir, menor cantidad de armónicos

Un tema importante a la hora de implementar un controlador digital en un microprocesador es que el tiempo de computo del algoritmo de control este dentro del tiempo de muestreo, para evitar retardos y así no empeorar el rendimiento del sistema. Como se observa en los resultados, el tiempo de computo de M<sup>2</sup>PC con un inversor NPC es de 60  $\mu$ s aproximadamente, por lo cual el tiempo de muestreo debe ser mayor a este valor, vale decir,  $T_s \geq T_c$ . En consecuencia, dados los resultados por simulación, para implementar el controlador predictivo modulado en el inversor de tres niveles y tres piernas, se requiere una frecuencia de muestreo que no suba de los 15 kHz.

Se puede mencionar que existe una relación entre el planteamiento multi-objetivo y el mono-objetivo para M<sup>2</sup>PC, ya que de manera implícita al calcular los ciclos de trabajo de MO-M<sup>2</sup>PC se está asumiendo una función de costos MPC con ponderadores iguales a 1. Lo que sería igual a la sección 4.1 de esta tesis. En efecto, suponiendo una función mono-objetivo de MPC con pesos unitarios:

$$G(k+2) = \sqrt{G_1^2(k+2) + G_2^2(k+2)} \quad (4.27)$$

Los ciclos de trabajo se calculan como:

$$d_0 = \frac{K}{\sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_0) + G_2^2(\mathbf{v}_0)}}, \quad d_i = \frac{K}{\sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_i) + G_2^2(\mathbf{v}_i)}}, \quad d_j = \frac{K}{\sqrt{G_1^2(\mathbf{v}_j) + G_2^2(\mathbf{v}_j)}} \quad (4.28)$$

$$d_0 + d_i + d_j = 1$$

Y luego es escoge el par de vectores adyacentes ( $\mathbf{v}_i$  y  $\mathbf{v}_j$ ) que minimicen la función de costo:

$$g(k+2) = \frac{G^{(i)}G^{(j)}G^{(0)}}{G^{(0)}G^{(i)} + G^{(0)}G^{(j)} + G^{(i)}G^{(j)}} \quad (4.29)$$

Sin embargo, al proponer resolver el problema planteado de forma multi-objetivo es posible establecer condiciones para las variables del sistema. Por ejemplo, que el error de la potencia reactiva del sistema no supere cierto umbral.

# 5 Resultados experimentales

En el presente capítulo se presentan los resultados experimentales para el control predictivo modulado en un filtro activo de potencia. Primero se explicará el sistema experimental utilizado, las pruebas realizadas y las condiciones en que estas se implementaron. Luego, se mostrarán los resultados para M<sup>2</sup>PC considerando la clásica función mono-objetiva. Posteriormente, se evaluará la propuesta MO-M<sup>2</sup>PC. Finalmente, se presenta una discusión sobre las pruebas realizadas.

## 5.1. Bases de evaluación

Para realizar una validación sobre el método propuesto de MO-M<sup>2</sup>PC, se implementará en el sistema experimental mostrado en la figura 5.1, el cual fue construido por el alumno de magíster Carlos Hernández C. [103]. Este consiste en un SAPF con un inversor de dos niveles, así como se muestra en la figura 3.1. El hardware que emulaba el comportamiento de la red fue una fuente programable trifásica *California Instrument*. Por otro lado, las cargas utilizadas en el filtro activo se emularon en una fuente programable trifásica *California Instrument*. El esquema de control para el inversor fue implementado en la plataforma de control dSPACE ds1103 y mediante la interfaz gráfica del software *Control Desk*. En la figura 5.2 se muestra el inversor junto con el *dc-link*

Los valores utilizados en el experimento son: un voltaje AC trifásico de 85 [Vrms]; voltaje en el *dc-link* de 400 [V]; filtro de inductancias en el inversor de 5 [mH] y en la carga de 2.5 [mH]; y una frecuencia de muestreo de 10 [kHz].

Para probar el comportamiento de M<sup>2</sup>PC se realizaron pruebas bajo distintos tipos de cargas, las cuales son: **(i)** una carga resistiva desbalanceada con valores  $R_a = 17.5$  [ $\Omega$ ],  $R_b = 14$  [ $\Omega$ ] y  $R_c = 8.5$  [ $\Omega$ ]; **(ii)** una carga no lineal balanceada, la cual posee un factor de cresta de 1.494 y en cada fase se entrega una corriente fundamental de 7 [A rms]; **(iii)** una carga no lineal desbalanceada con un factor de cresta de 1.494 y en cada fase se entrega una corriente fundamental de  $I_a = 4.5$  [A rms],  $I_b = 6$  [A rms] y  $I_c = 8$  [A rms]; **(iv)** una carga no lineal, la cual consiste en resistencias iguales conectadas en estrella, en donde se tiene un diodo conectado en serie en la fase *a*. El valor de cada resistencia es  $R = 10$  [ $\Omega$ ]. Para MO-M<sup>2</sup>PC, solo se realizarán pruebas con la carga resistiva desbalanceada y la carga no lineal con el diodo, con los mismos parámetros definidos para M<sup>2</sup>PC.

Para el registro de las señales de M<sup>2</sup>PC se utiliza el osciloscopio *KEYSIGHT - InfiniVision DSO-X 3024T*, con el cual se obtienen las mediciones de las corrientes del sistema. Además,

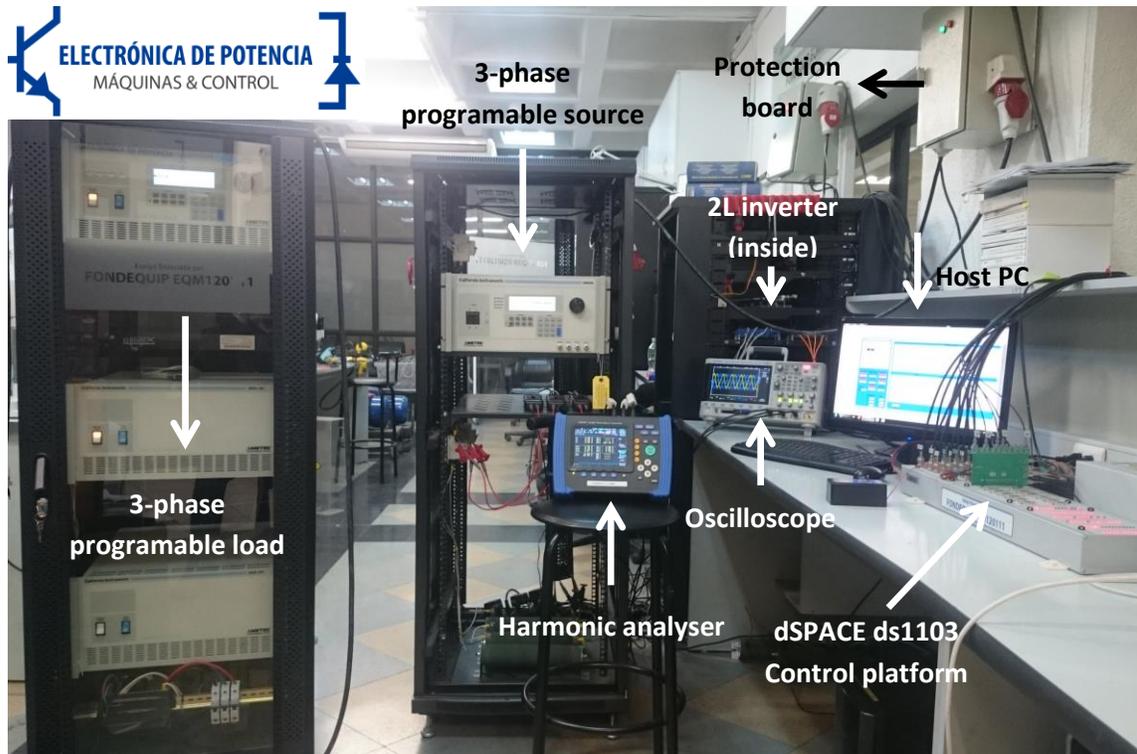


Figura 5.1: Sistema experimental del SAPF con un inversor de dos niveles

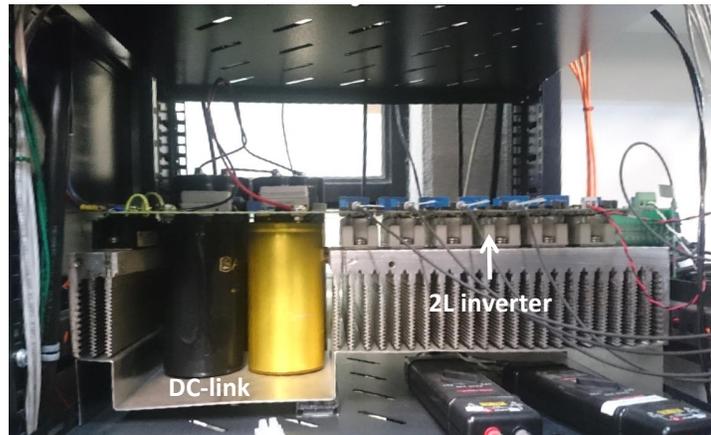


Figura 5.2: Inversor de dos niveles utilizado en el sistema experimental

para el análisis del espectro armónico de las señales se utiliza la herramienta de medición *HIOKI 3196*.

Finalmente, los resultados se presentan como sigue: **(a)** para  $M^2PC$ , primero se observa el comportamiento del sistema antes y después de conectar el filtro activo. Luego, se muestran las señales de corriente en estado estacionario, tanto para la carga, red y filtro. Finalmente, en el caso de la carga resistiva, se prueba la respuesta dinámica del controlador ante un cambio de carga. **(b)** para  $MO-M^2PC$ , primero se muestran las señales de corriente en estado estacionario, para criterios de solución como el más cercano al origen, reducir la banda de error para la potencia reactiva en 200, 100 y 50 [VAR], con el método  $\varepsilon - constraint$ . Posteriormente, se

muestran las señales de potencia reactiva para evaluar que se cumpla el criterio seleccionado.

## 5.2. Control predictivo modulado mono-objetivo

El algoritmo M<sup>2</sup>PC implementado es el que se describe en el capítulo 3 de esta tesis, es decir, la función de costos considerada es:  $G^{k+2} = (P^{k+2} - P^*)^2 + (Q^{k+2})^2$ . Los resultados de M<sup>2</sup>PC se muestran a continuación:

### 5.2.1. Carga resistiva desbalanceada

#### 5.2.1.1. Antes y después de conectar el filtro activo

En la figura 5.3 se muestra la corriente de la red antes y después de conectar el filtro. Se observa que el controlador es capaz de hacer que la red aprecie la corriente como una senoide balanceada. Además, en la tabla 5.1 se exponen los valores del THD de la misma señal, donde se tiene que estos aumentan cuando el filtro se conecta al sistema, debido a la conmutación del convertidor y ruidos de medición.

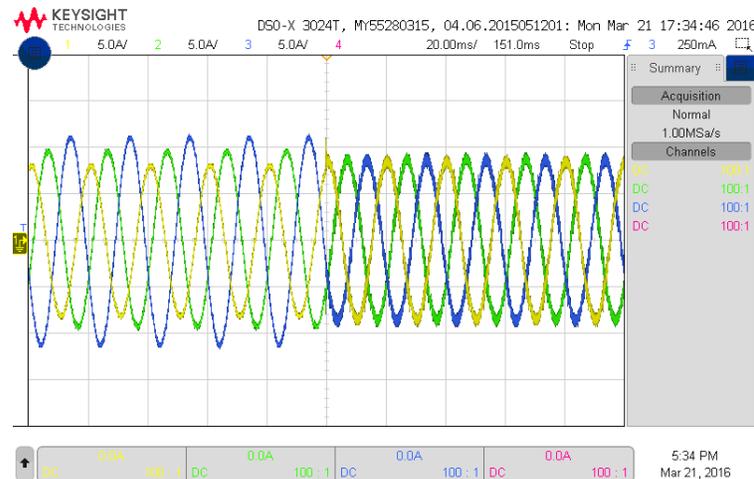


Figura 5.3: Antes y después de conectar el SAPF ante una carga resistiva desbalanceada con M<sup>2</sup>PC

De los resultados obtenidos se puede mencionar la efectividad de aplicar M<sup>2</sup>PC en el filtro activo, ya que dada la etapa de modulación del controlador este logra un buen contenido armónico para esta carga, el cual se encuentra dentro de la norma IEEE 519. Es importante destacar que la carga programable poseía un contenido armónico que afectaba el rendimiento del controlador.

Tabla 5.1: THD antes y después de conectar el SAPF para una carga resistiva desbalanceada con M<sup>2</sup>PC

THD	Antes [%]	Después [%]
fase a	1.77	2.39
fase b	1.36	2.86
fase c	1.24	2.37

### 5.2.1.2. Señales en estado estacionario

Utilizando el SAPF con la estrategia de control M<sup>2</sup>PC las señales de corriente de la carga, red y el filtro en estado estacionario que se obtienen se muestran en las figuras 5.4, 5.5 y 5.6, respectivamente. La corriente de la carga es desbalanceada con un porcentaje de 19.15% y sinusoidal, dada la característica resistiva de esta; la corriente de la red es balanceada con un porcentaje de 0.87% y sinusoidal; la corriente del inversor, son inyectadas al sistema logrando que la corriente de la red se balancee.

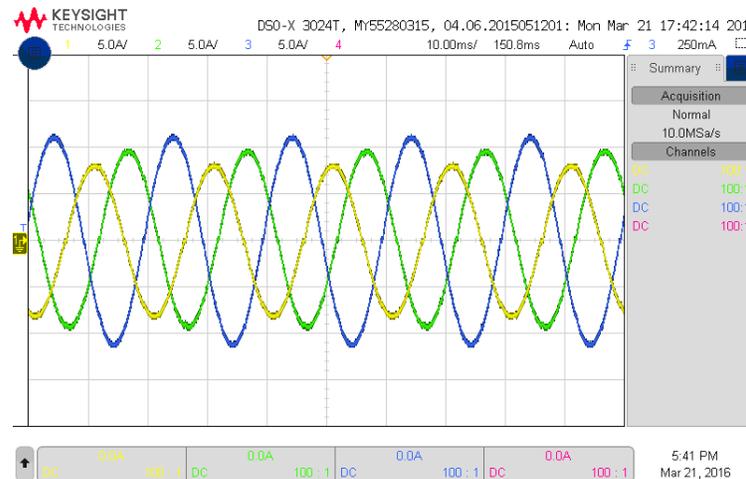


Figura 5.4: Corriente en la carga con M<sup>2</sup>PC

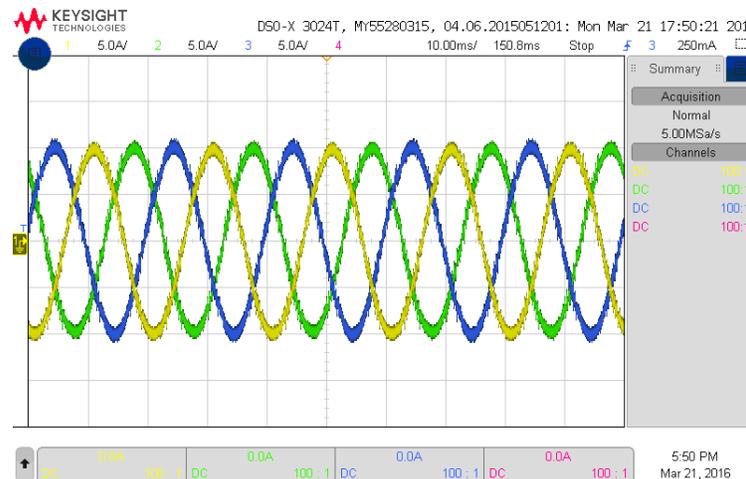


Figura 5.5: Corriente en la red con M<sup>2</sup>PC

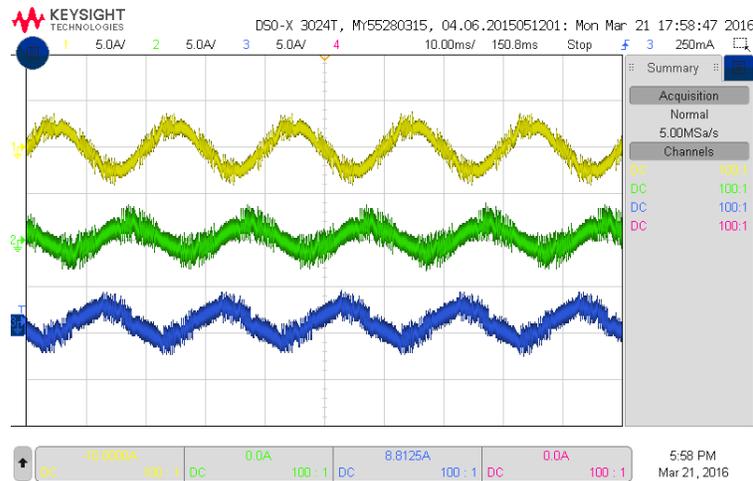


Figura 5.6: Corriente en el inversor con M<sup>2</sup>PC

Con estos resultados se puede comprobar que el rizado de la señal se debe a la corriente inyectada por el filtro activo, la cual posee un porcentaje de rizado debido a los efectos de conmutación del convertidor. Por otro lado, se puede observar que dado el diseño del controlador este es capaz de compensar desbalances. Por otro lado, la señal que inyecta el filtro sinusoidal, lo cual es lógico, ya que la carga también lo es.

### 5.2.1.3. Respuesta dinámica

Para probar la respuesta dinámica de M<sup>2</sup>PC, en un instante de tiempo la resistencia en la fase *a* se cambia de 17.5 [ $\Omega$ ] a 8 [ $\Omega$ ] generando un aumento en la corriente de esta fase. El comportamiento de la señal en la carga se muestra en la figura 5.7. A su vez, el comportamiento de la corriente en la red se presenta en la figura 5.8 donde se puede observar que M<sup>2</sup>PC posee una buena dinámica, ya que en aproximadamente en un ciclo y medio la señal se estabiliza, es decir, la amplitud de la señal se mantiene constante. Además, es importante destacar que el transiente de la señal posee un aumento sostenido en la amplitud de la corriente, lo cual se debe a la constante de tiempo asociada a las inductancias del sistema.

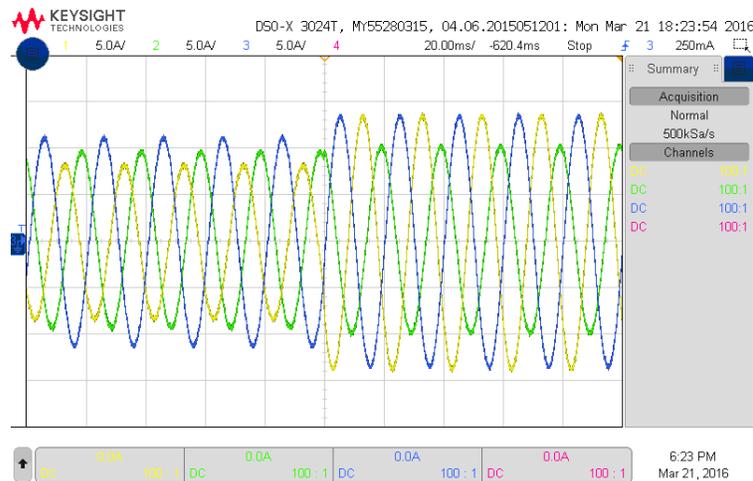


Figura 5.7: Corriente en la carga con M<sup>2</sup>PC

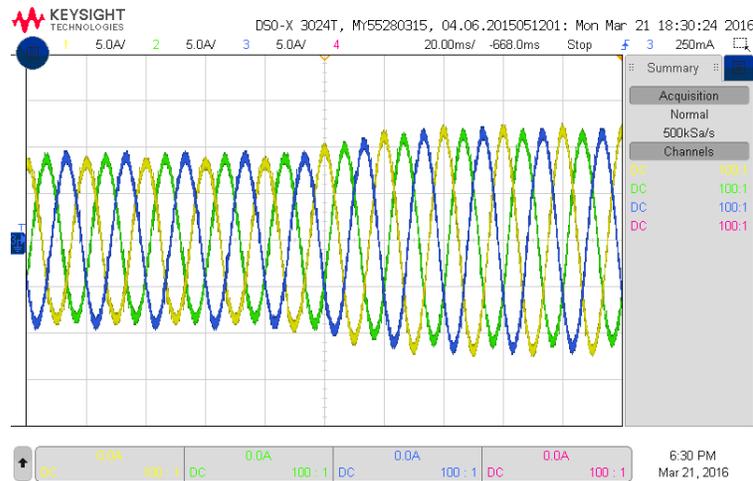


Figura 5.8: Corriente en la red con M<sup>2</sup>PC

## 5.2.2. Carga no lineal balanceada

### 5.2.2.1. Antes y después de conectar el filtro activo

En la figura 5.9 se observa la corriente de la red antes y después de conectar el filtro, se tiene que M<sup>2</sup>PC es capaz de volver sinusoidal la corriente que aprecia la red, con ciertas componentes armónicas, así como se observa en la tabla 5.2.

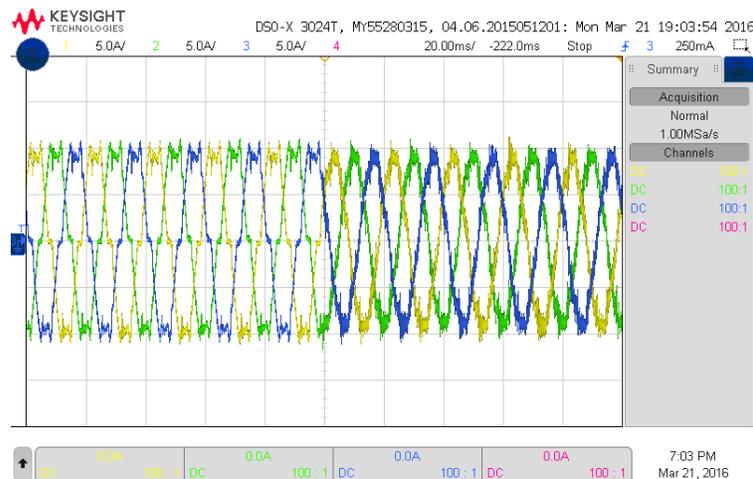


Figura 5.9: Antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal balanceada con M<sup>2</sup>PC

En este caso, se está trabajando con una carga no lineal con un alto contenido armónico. Se puede observar que el controlador M<sup>2</sup>PC es capaz de reducir el THD de la señal en un 50 % aproximadamente. Sin embargo, este no es capaz de mantener los estándares de la norma IEEE 519. Por lo que para el diseño de este controlador bajo las condiciones de operación del sistema, se sugiere utilizar filtros más grandes.

Tabla 5.2: THD antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal balanceada con M<sup>2</sup>PC

THD	Antes [%]	Después [%]
fase a	14.05	7.24
fase b	13.56	7.04
fase c	14.02	6.98

### 5.2.2.2. Señales en estado estacionario

Con la estrategia de control M<sup>2</sup>PC las corrientes de la carga, red y el filtro en estado estacionario se observan en las figuras 5.10, 5.11 y 5.12, respectivamente. La corriente de la red es balanceada y con componentes armónicas, debido a la conmutación del convertor; las corrientes del filtro son inyectadas al sistema logrando que la corriente de la red se vuelva sinusoidal. Esta última, posee forma sinusoidal con ciertos dientes, lo cual se debe a la forma de la carga no lineal.

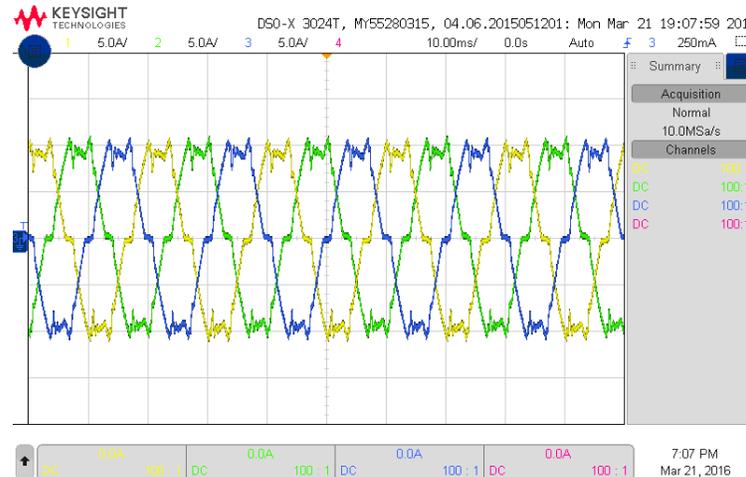


Figura 5.10: Corriente en la carga con M<sup>2</sup>PC

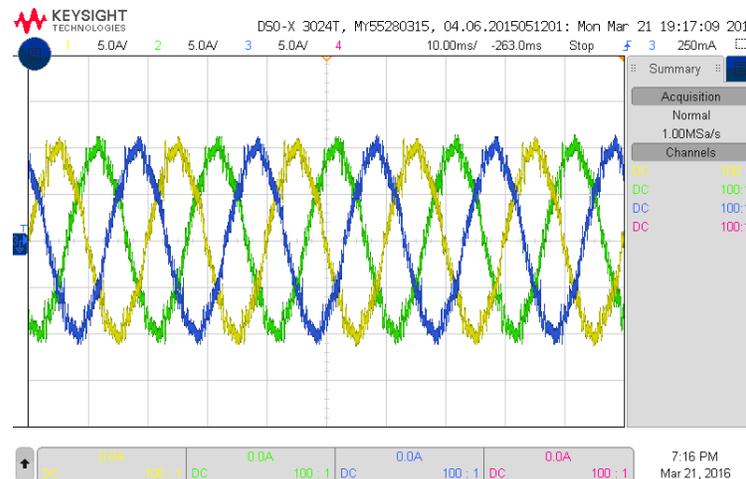


Figura 5.11: Corriente en la red con M<sup>2</sup>PC

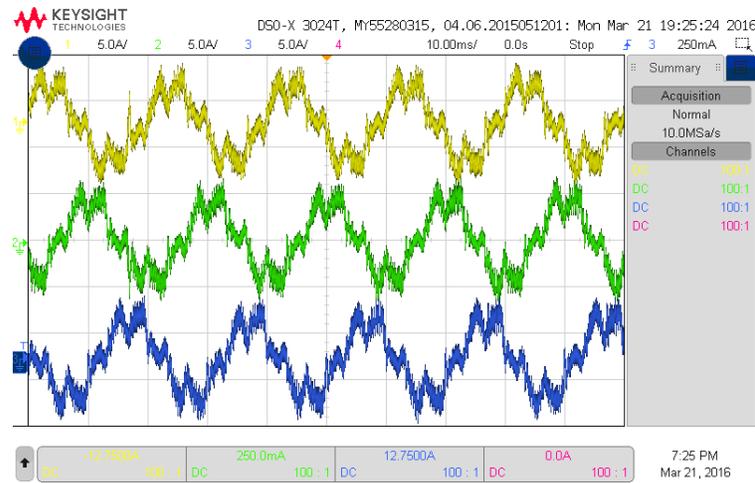


Figura 5.12: Corriente en el inversor con M<sup>2</sup>PC

Como se puede observar, para esta carga el controlador no es capaz de generar una señal completamente sinusoidal en la red. Esto se debe a la naturaleza de la carga no lineal estudiada, la cual posee un amplio contenido armónico en cada una de sus fases.

### 5.2.3. Carga no lineal desbalanceada

#### 5.2.3.1. Antes y después de conectar el filtro activo

En la figura 5.13 se observa la corriente de la red antes y después de conectar el filtro y se tiene que M<sup>2</sup>PC es capaz de volver sinusoidal la corriente que aprecia la red y también balancearla, con ciertas componentes armónicas así como se observa en la tabla 5.3.

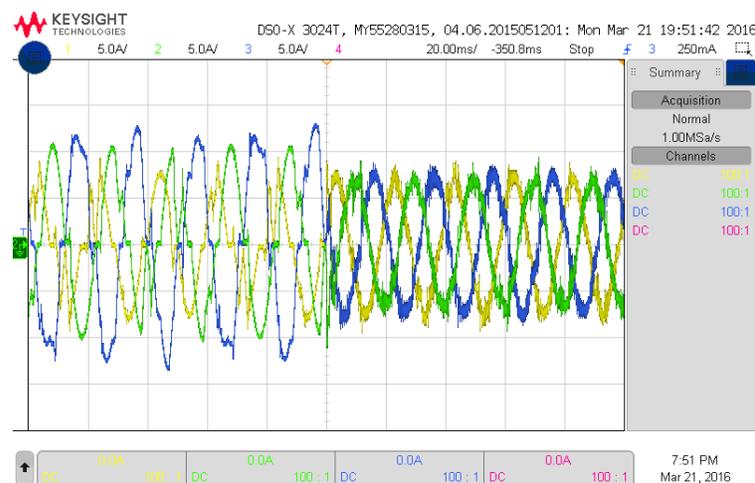


Figura 5.13: Antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal desbalanceada con M<sup>2</sup>PC

En este caso, la naturaleza no lineal de la carga es la misma que la sección anterior, ya que poseen el mismo factor de cresta, sin embargo, se presentan desbalances. Se puede observar que a pesar de esto, el rendimiento de M<sup>2</sup>PC es bueno, ya que logra reducir en un 60 % el THD para las fases *a* y *b*, en el caso de la fase *c* el THD de la carga no lineal es menor a las otras fases, ya que esta posee un mayor valor de corriente fundamental.

Tabla 5.3: THD antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal desbalanceada con M<sup>2</sup>PC

THD	Antes [%]	Después [%]
fase a	20.77	7.79
fase b	20.26	6.98
fase c	10.83	7.10

### 5.2.3.2. Señales en estado estacionario

Las corrientes de la carga, red y el filtro en estado estacionario se observan en las figuras 5.14, 5.15 y 5.16, respectivamente. La corriente de la carga posee un porcentaje de desbalance de 39.67 %; la corriente de la red es sinusoidal, con un porcentaje de desbalance de 2.12 %.

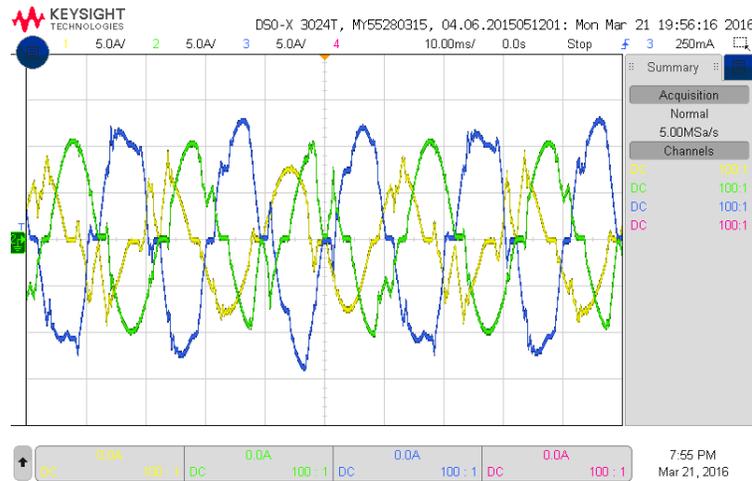


Figura 5.14: Corriente en la carga con M<sup>2</sup>PC

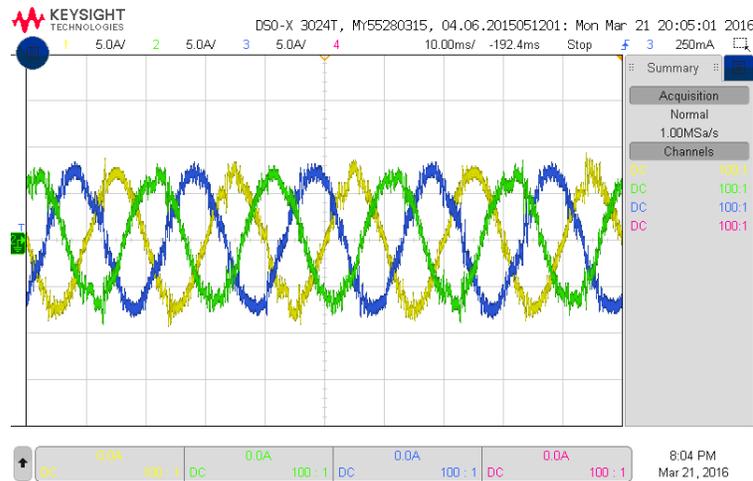


Figura 5.15: Corriente en la red con M<sup>2</sup>PC

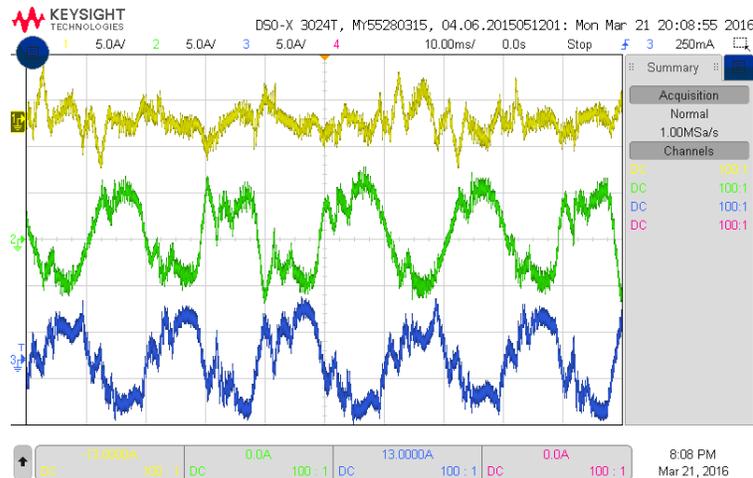


Figura 5.16: Corriente en el inversor con M<sup>2</sup>PC

En este caso, las señales de corriente de la red no son completamente sinusoidales y poseen ciertos *peaks*, los cuales se deben a los cambios abruptos de la carga no lineal. El rizado de la señal de la red se debe a que la corriente inyectada por el filtro posee ruido por efectos de la conmutación del inversor. Además, de tiempo muertos del sistema experimental que no se consideraron en la modelación e implementación del controlador.

## 5.2.4. Carga no lineal (diodo)

### 5.2.4.1. Antes y después de conectar el filtro activo

En la figura 5.17 se observa la corriente de la red antes y después de conectar el filtro y se tiene que M<sup>2</sup>PC es capaz de hacer que la corriente que aprecia la red sea sinusoidal y balanceada, con ciertas componentes armónicas, así como se observa en la tabla 5.4.

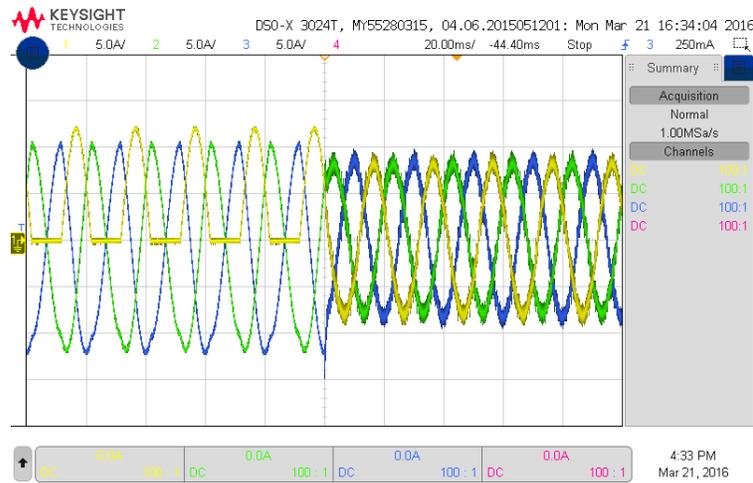


Figura 5.17: Antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal (diodo) con M<sup>2</sup>PC

Tabla 5.4: THD antes y después de conectar el SAPF ante una carga no lineal (diodo) con M<sup>2</sup>PC

THD	Antes [%]	Después [%]
fase a	44.48	3.21
fase b	11.94	2.96
fase c	12.00	3.01

Se puede observar que la naturaleza no lineal de la carga esta asociada al diodo, no obstante posee un comportamiento resistivo, por lo cual es válido que el THD de la corriente de la fuente disminuya bastante. Además, se tiene que el contenido armónico de la corriente en la fase *a* es mayor al de las otras debido a que en esta se conecta el diodo.

#### 5.2.4.2. Señales en estado estacionario

Al aplicar M<sup>2</sup>PC las corrientes de la carga, red y filtro en estado estacionario se observan en las figuras 5.18, 5.19 y 5.20, respectivamente. La corriente de la carga en la fase *a* posee solo componente positiva debido al diodo, con un porcentaje de desbalance de 33.39 %; la corriente de la red es sinusoidal con un porcentaje de desbalance de 1.82 %; las corrientes del filtro inyectan armónicos al sistema, pero desfasados en 180° con respecto a la carga, logrando balancear y compensar armónicos en la señal.

Para esta carga, se puede observar que la corriente de la red posee un buen contenido armónico dentro de los estándares de la norma IEEE 519. El rizado asociado a la corriente de la red se debe a los efectos de conmutación del inversor que generan una corriente con rizado, para inyectar al sistema.

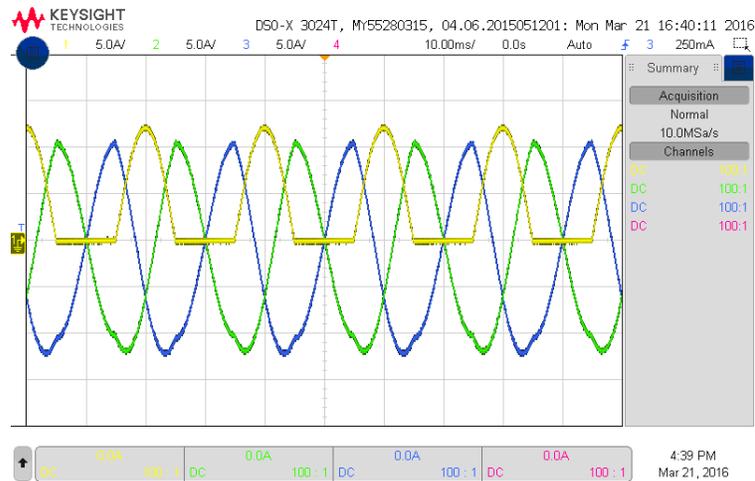


Figura 5.18: Corriente en la carga con M<sup>2</sup>PC

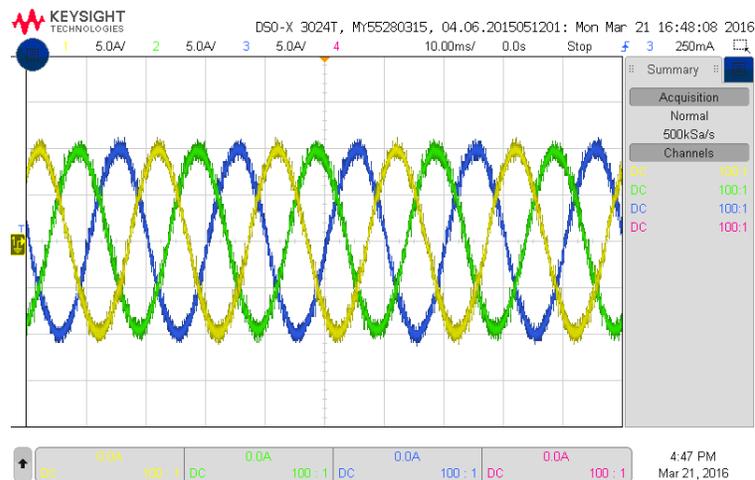


Figura 5.19: Corriente en la red con M<sup>2</sup>PC

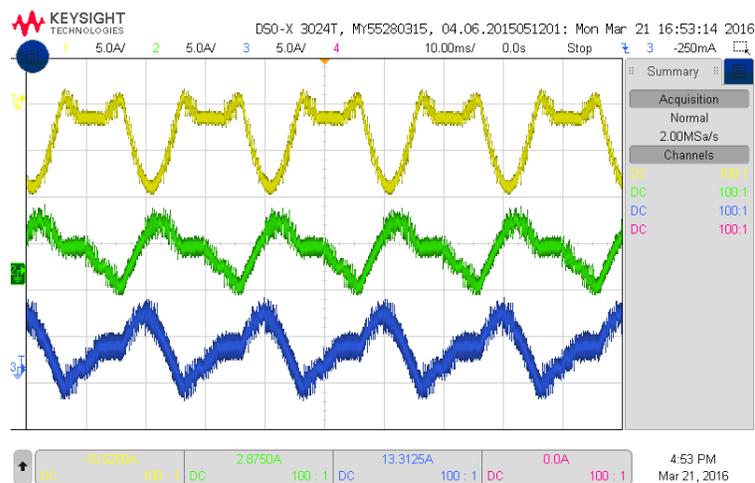


Figura 5.20: Corriente en el inversor con M<sup>2</sup>PC

Finalmente, en la tabla 5.5 se muestra un resumen para cada tipo de carga, antes y después de conectar el filtro. De esta forma es posible medir el desempeño del controlador en cuanto a la calidad de la energía compensada por el filtro activo y el balance de este en cuanto a las corrientes fundamentales del sistema.

M<sup>2</sup>PC logra el objetivo de control en el filtro activo, ya que compensa armónicos, reactivos y logra balancear la señal indistintamente de la naturaleza de la carga. Dada la etapa de modulación del controlador, las señales del sistema poseen un menor rizado y una frecuencia de conmutación fija. Además, con una sola ley control se es capaz de controlar múltiples variables del sistema, tales como potencias activa y reactiva, voltajes y corrientes.

Como resumen de los resultados se puede mencionar que el THD obtenido para las cargas no lineales balanceada y desbalanceada, se debe mencionar que estos no cumplen con la norma IEEE 519. Por otro lado, se puede observar que para cada tipo de carga, el controlador M<sup>2</sup>PC era capaz de compensar los desbalances, ya que luego de conectar el filtro activo las corrientes tenían magnitudes similares.

Tabla 5.5: Resumen de resultados para el control predictivo modulado mono-objetivo

Tipo de carga	Fase	Antes $I_{fund}$ [A rms]	Después $I_{fund}$ [A rms]	Antes THD [%]	Después THD [%]
Resistiva desbalanceada	a	5.54	6.81	1.77	2.39
	b	6.57	6.90	1.36	2.86
	c	7.67	6.85	1.24	2.37
no lineal	a	7.02	6.82	14.05	7.24
	b	7.05	6.84	13.56	7.04
	c	7.03	6.80	14.02	6.98
no lineal desbalanceada	a	4.51	5.88	20.77	7.79
	b	6.08	5.80	20.26	6.98
	c	8.10	6.01	10.83	7.10
no lineal (diodo)	a	4.42	6.68	44.48	3.21
	b	7.50	6.65	11.94	2.96
	c	7.47	6.78	12.00	3.01

## 5.3. Control predictivo modulado multi-objetivo

Es muy importante destacar que la función de costo utilizada en el algoritmo de MO-M<sup>2</sup>PC implementado en el sistema experimental está dada por:

$$G^{k+2} = \begin{pmatrix} (P^{k+2} - P^*)^2 \\ (Q^{k+2})^2 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

En este caso solo se tendrán las señales en estado estacionario, ya que la respuesta dinámica del filtro activo se analizó en la sección anterior. A continuación se muestran los resultados para MO-M<sup>2</sup>PC:

### 5.3.1. Carga resistiva desbalanceada

La corriente de la carga aplicada para esta prueba de MO-M<sup>2</sup>PC, que es la misma para M<sup>2</sup>PC, se presenta en la figura 5.4, por lo cual solo se mostrará la señal de la red y el filtro. En las figuras 5.21 y 5.22 se observa la corriente de la red para MO-M<sup>2</sup>PC con los criterios cercano al origen y  $\varepsilon - constraint$ , respectivamente.

Para la figura 5.21 se observa que el criterio cercano al origen posee un buen espectro de armónicos, sin embargo las señales poseen ciertos *peaks* en la fase *a*, lo que posiblemente pueda deberse a errores de medición.

Con respecto a la figura 5.22 se observa que a medida que disminuye la banda de error de  $Q$ , aumenta el rizado de la señal, lo cual se debe a que se restringen los posibles estados de conmutación dentro de la frontera de Pareto, escogiendo aquellos que no son óptimos con respecto al criterio cercano al origen. Se puede observar que a mayor banda de error el parecido de las señales con el criterio cercano al origen es mayor, lo cual es lógico dado que si se aumenta este valor se tendrán todos los posibles estados de conmutación asociados al convertidor.

Por otro lado, en las figuras 5.23 y 5.24 se muestra la corriente que inyecta el filtro. Se debe notar que el comportamiento es igual a la corriente de la red.

En la tabla 5.6 se resume el contenido armónico para cada situación. Se observa que bajo ningún criterio se cumple norma IEEE 519, para todas las fases. De hecho, el THD de la señal aumenta un 300%, por efectos de la conmutación del convertidor.

Tabla 5.6: THD antes y después de conectar el filtro activo con MO-M<sup>2</sup>PC

		cercano al origen	$ e_Q  < 200$ [VAR]	$ e_Q  < 100$ [VAR]	$ e_Q  < 50$ [VAR]
THD	Antes [%]	Después [%]			
fase a	1.77	5.45	5.40	5.49	6.08
fase b	1.36	4.45	4.29	5.33	5.82
fase c	1.24	4.89	4.82	5.10	5.75

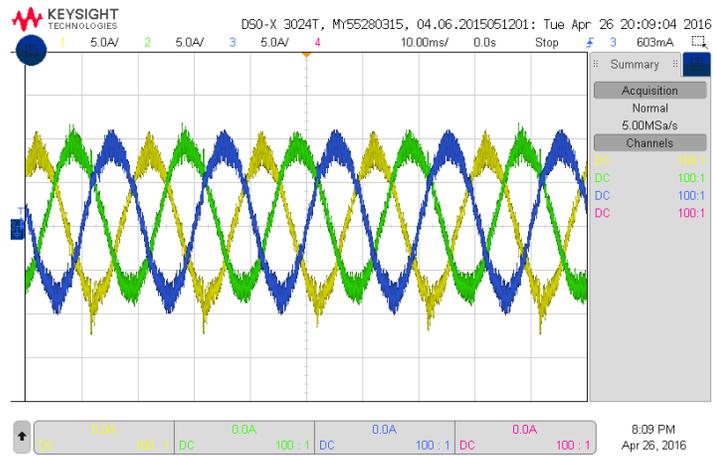


Figura 5.21: Corriente en la red para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio cercano al origen

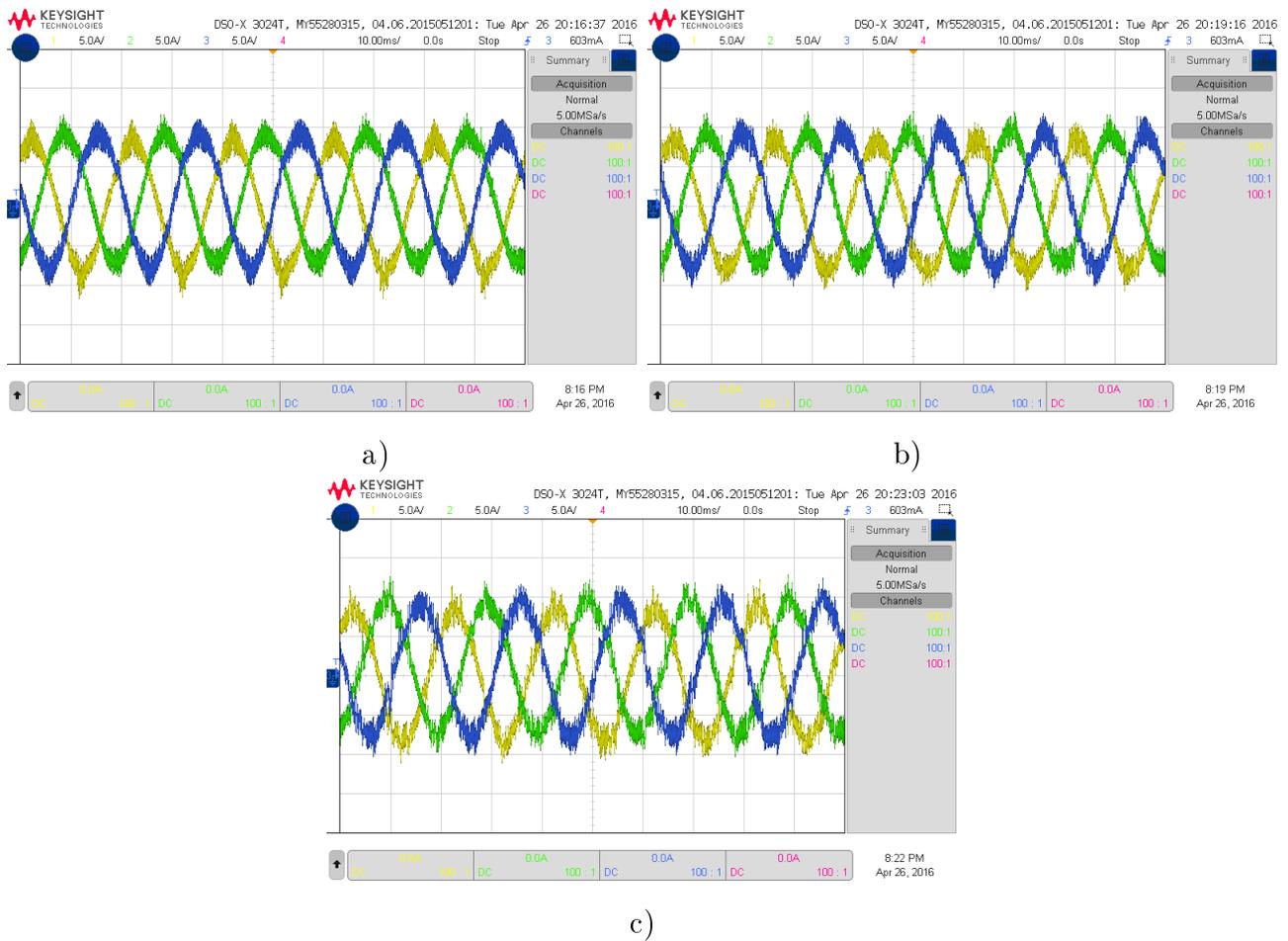


Figura 5.22: Corriente de la red para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio  $\varepsilon$ -constraint: a)  $|e_Q| < 200$  [VAR]; b)  $|e_Q| < 100$  [VAR]; c)  $|e_Q| < 50$  [VAR]

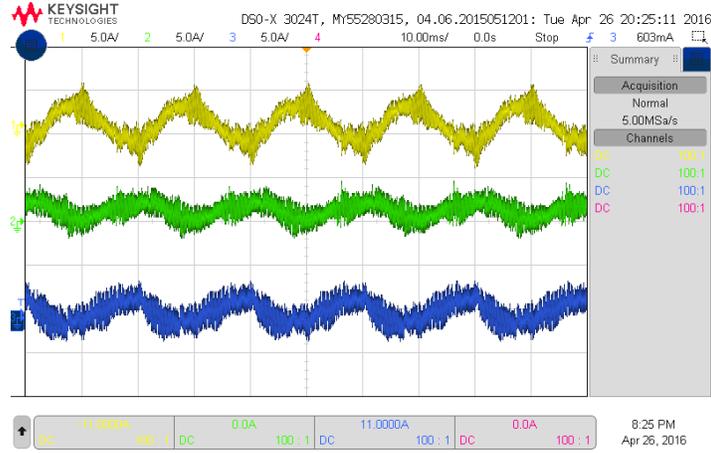


Figura 5.23: Corriente en el filtro para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio cercano al origen

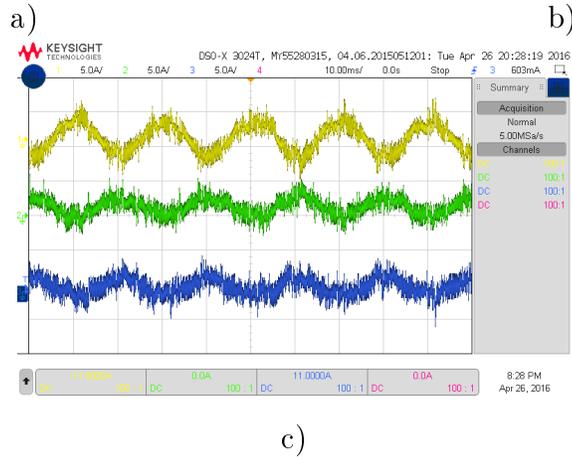
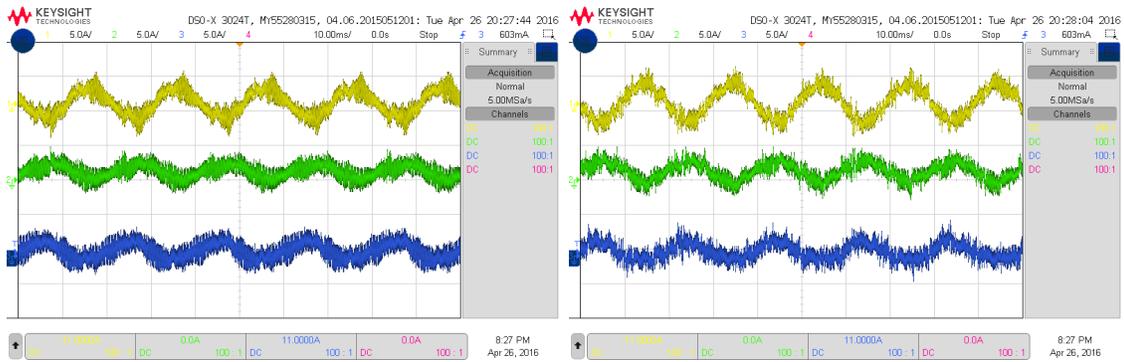


Figura 5.24: Corriente del filtro para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio  $\varepsilon$  – *constraint*: a)  $|e_Q| < 200$  [VAR]; b)  $|e_Q| < 100$  [VAR]; c)  $|e_Q| < 50$  [VAR]

Para probar el criterio de restricción multi-objetivo sobre la potencia reactiva, se grafican los datos adquiridos por la plataforma de control dSPACE ds1103 en la figura 5.25. La potencia reactiva es calculada y se obtiene mediante la ecuación:

$$Q_s = v_{s\beta}i_{s\alpha} - v_{s\alpha}i_{s\beta} \quad (5.2)$$

donde  $v_{sx}$  e  $i_{sx}$  es el voltaje y corriente de la red en coordenadas  $\alpha\beta$ , respectivamente.

Se observa que para el criterio cercano al origen la potencia reactiva tiene un comportamiento similar cuando el error de la potencia reactiva se restringe a un error de  $|e_Q| < 200$  [VAR]. Ahora bien, cuando la restricción es más estricta y el error se debe mantener entre  $|e_Q| < 100$  [VAR] el sistema obtiene un buen comportamiento en cuanto a calidad de la energía se refiere y la potencia reactiva es parecida al criterio cercano al origen. Sin embargo, cuando el error se restringe aún más entre  $|e_Q| < 50$  [VAR], el THD aumenta bastante y la señal de potencia reactiva se distorsiona, ya que se restringe el espacio de soluciones posibles. Se debe destacar, que en algunos puntos la potencia reactiva supera los umbrales, lo cual se debe a que en esos instantes no existe un punto de solución factible y el algoritmo busca la acción de control más cerca a la restricción.

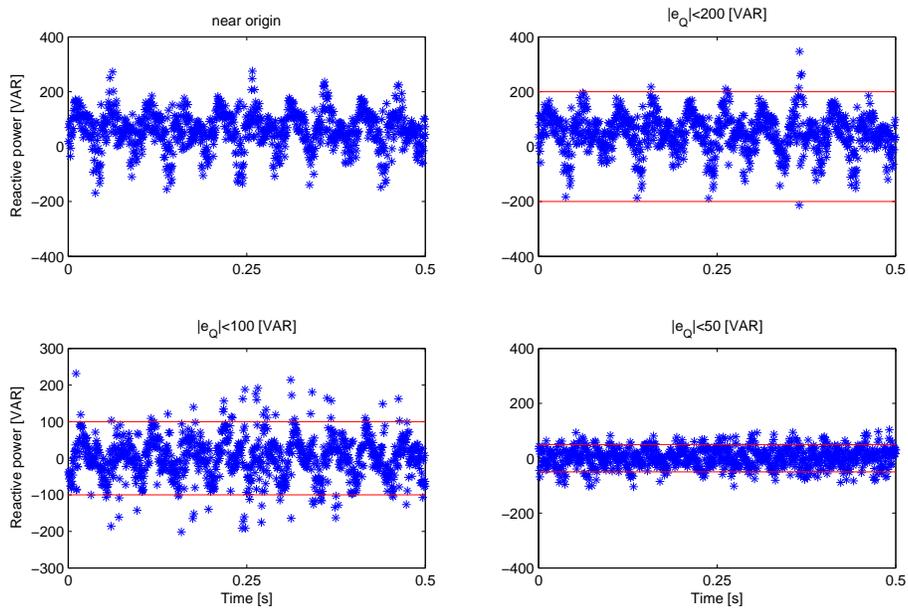


Figura 5.25: Cumplimiento de criterio multi-objetivo para el error de la potencia reactiva para la carga resistiva desbalanceada

Es importante mencionar que existe un compromiso entre el error de la potencia reactiva  $e_Q$  y el error de la potencia activa  $e_P$ . Ya que, a medida que se disminuye la banda de error de la potencia reactiva, aumenta el error de la otra.

### 5.3.2. Carga no lineal (diodo)

En este caso la corriente de la carga es la misma que la figura 5.17, por lo cual solo se muestra la señal de la red y el filtro. En las figuras 5.26 y 5.27 se observa la corriente de la red para MO-M<sup>2</sup>PC con los criterios cercano al origen y  $\varepsilon - constraint$ , respectivamente.

Para la figura 5.26 se observa que el criterio cercano al origen posee un buen espectro de armónicos, sin embargo las señales poseen ciertos *peaks* que se pueden deber al diseño del algoritmo MO-M<sup>2</sup>PC, o bien a errores de medición de las sondas de corriente del sistema.

Con respecto a la figura 5.27 se observa que a medida que disminuye la banda de error de  $Q$ , aumenta el rizado de la señal, lo cual se debe a que se restringen los posibles estados de conmutación dentro de la frontera de Pareto, escogiendo aquellos que no son óptimos con respecto al criterio cercano al origen. Se puede observar que a mayor banda de error el parecido de las señales con el criterio cercano al origen es mayor, lo cual es lógico dado que si se aumenta este valor se tendrán todos los posibles estados de conmutación asociados al convertidor.

Por otro lado, en las figuras 5.28 y 5.29 se muestra la corriente que inyecta el filtro. Se debe notar que el comportamiento es igual a la corriente de la red.

En la tabla 5.7 se resume el contenido armónico para cada situación. Se observa que bajo ningún criterio se cumple norma IEEE 519, para todas las fases. De hecho, el THD de la señal disminuye un 200 %, por efectos de la conmutación del convertidor.

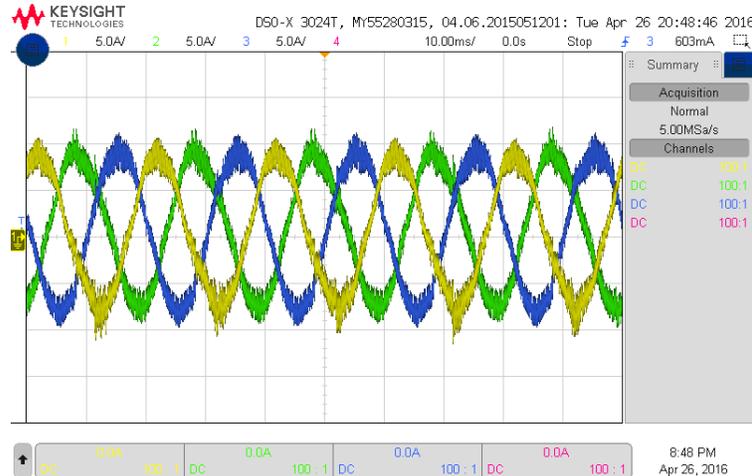


Figura 5.26: Corriente en la red para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio cercano al origen

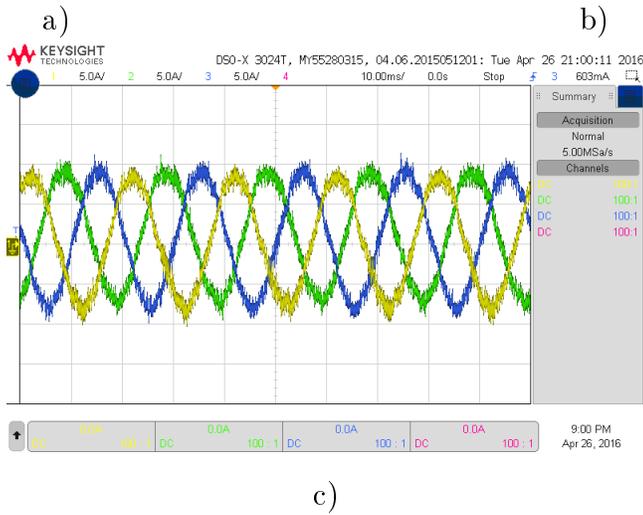


Figura 5.27: Corriente de la red para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio  $\varepsilon$  – *constraint*: a)  $|e_Q| < 200$  [VAR]; b)  $|e_Q| < 100$  [VAR]; c)  $|e_Q| < 50$  [VAR]

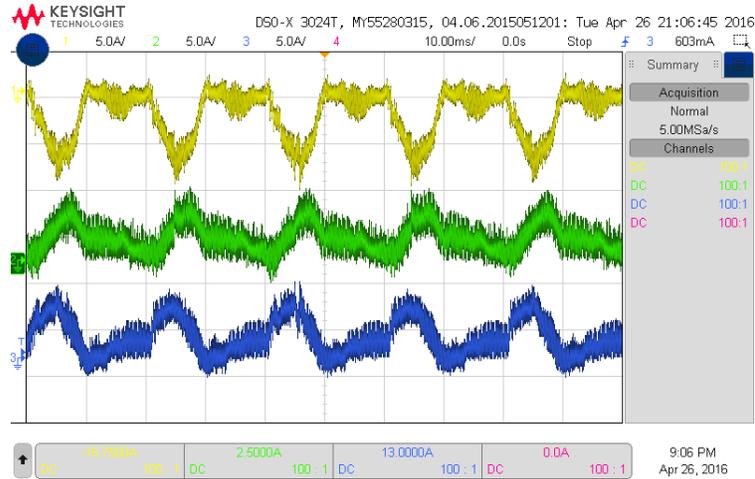


Figura 5.28: Corriente en el filtro para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio cercano al origen

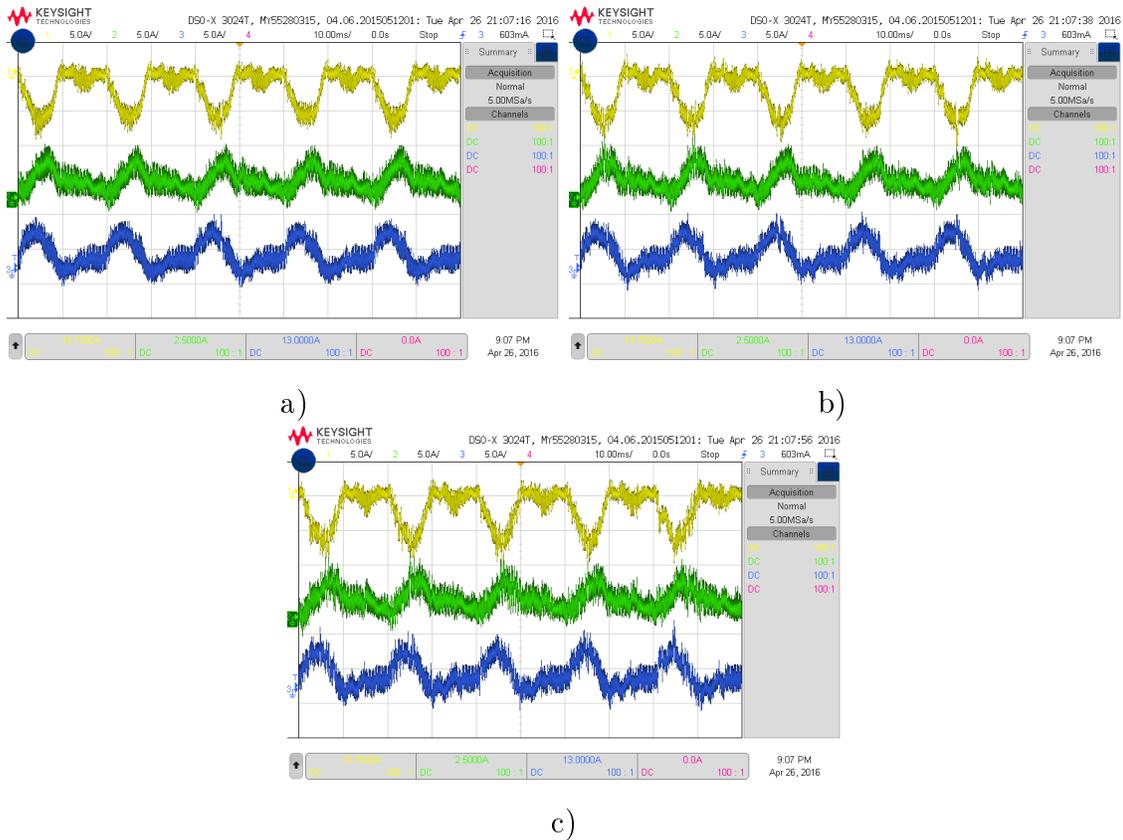


Figura 5.29: Corriente del filtro para MO-M<sup>2</sup>PC con criterio  $\varepsilon$  – *constraint*: a)  $|e_Q| < 200$  [VAR]; b)  $|e_Q| < 100$  [VAR]; c)  $|e_Q| < 50$  [VAR]

		cercano al origen	$ e_Q  < 200$ [VAR]	$ e_Q  < 100$ [VAR]	$ e_Q  < 50$ [VAR]
THD	Antes [%]	Después [%]			
fase a	44.48	5.52	5.79	5.45	7.04
fase b	11.94	6.62	6.66	6.75	8.48
fase c	12.00	5.42	5.26	5.36	6.56

Tabla 5.7: THD antes y después de conectar el filtro activo con MO-M<sup>2</sup>PC

Para probar el criterio de restricción multi-objetivo sobre la potencia reactiva, se grafican los datos adquiridos por la plataforma de control dSPACE ds1103 en la figura 5.25. El valor de la potencia reactiva se calcula mediante la ecuación (5.2). Se observa que para el criterio cercano al origen la potencia reactiva tiene un comportamiento similar cuando el error de la potencia reactiva se restringe a un error de  $|e_Q| < 200$  [VAR]. Cuando la restricción es más estricta y el error se debe mantener entre  $|e_Q| < 100$  [VAR] el sistema obtiene un buen comportamiento en cuanto a calidad de la energía se refiere y la potencia reactiva es parecida al criterio cercano al origen. Sin embargo, cuando el error se mantiene entre  $|e_Q| < 50$  [VAR], el THD aumenta bastante y la señal de potencia reactiva se distorsiona, ya que se restringe el espacio de soluciones posibles.

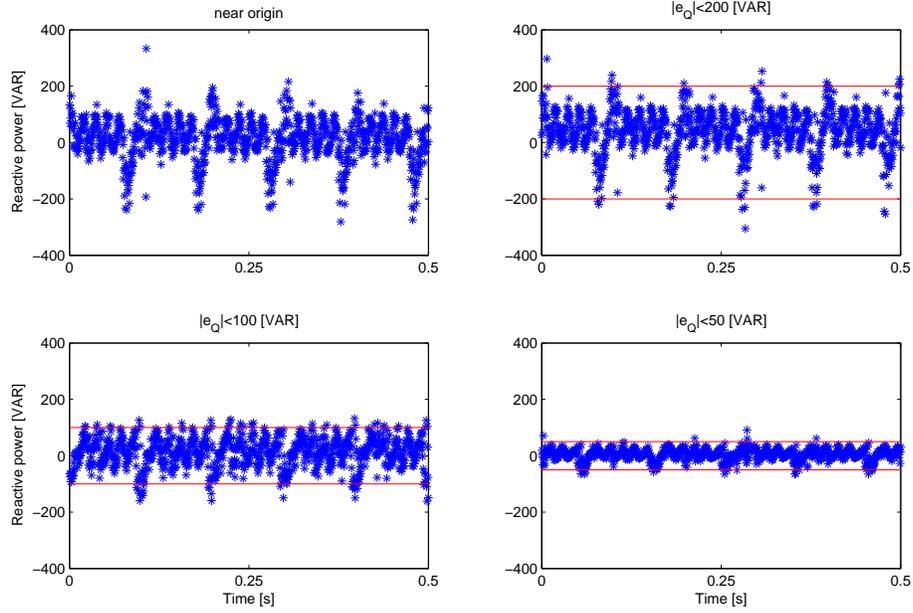


Figura 5.30: Cumplimiento de criterio multi-objetivo para la potencia reactiva

Finalmente, en las tablas 5.8 y 5.9 se muestra un resumen para cada tipo de carga, antes y después de conectar el filtro. De esta forma es posible medir el desempeño del controlador en cuanto al balance del sistema y a la calidad de la energía compensada por el filtro activo. Para los resultados de la tabla 5.8 se puede observar que MO-M<sup>2</sup>PC logra compensar desbalances, independientemente del tipo de carga y criterio seleccionado. Para la carga resistiva MO-M<sup>2</sup>PC se obtuvieron resultados de un 2.1 % de desbalances promedio para los distintos criterios. En cambio, para la carga no lineal, se logró un 2.6 % de desbalances promedio para los criterios de solución.

Tabla 5.8: Resumen de resultados para MO-M<sup>2</sup>PC

			cercano al origen	$ e_Q  < 200$ [VAR]	$ e_Q  < 100$ [VAR]	$ e_Q  < 50$ [VAR]
Tipo de carga	Fase	Antes $I_{fund}$ [Arms]	Después $I_{fund}$ [Arms]			
Resistiva desbalanceada	a	5.54	5.78	5.76	5.79	5.90
	b	6.57	5.77	5.75	5.83	5.98
	c	7.67	5.99	5.97	5.98	6.00
No lineal (diodo)	a	7.02	5.77	5.74	5.72	5.73
	b	7.05	5.83	5.80	5.78	5.80
	c	7.47	5.99	5.97	5.84	5.89

En la tabla 5.9 se resumen los resultados de la calidad de la energía de la corriente de la red del filtro activo. Como se mencionó anteriormente, mientras más se restringe la condición de error sobre la potencia reactiva el THD aumenta, debido a que se restringe el espacio de soluciones.

Tabla 5.9: Resumen de resultados de THD para MO-M<sup>2</sup>PC

			cercano al origen	$ e_Q  < 200$ [VAR]	$ e_Q  < 100$ [VAR]	$ e_Q  < 50$ [VAR]
Tipo de carga	Fase	Antes THD [%]	Después THD [%]			
Resistiva desbalanceada	a	1.77	5.45	5.40	5.49	6.08
	b	1.36	4.45	4.29	5.33	5.82
	c	1.24	4.89	4.82	5.10	5.75
No lineal (diodo)	a	44.48	5.52	5.79	5.45	7.04
	b	11.94	6.62	6.66	6.75	8.48
	c	12.00	5.42	5.26	5.36	6.56

## 5.4. Discusión

Para lograr realizar todos los cálculos con tal de controlar el filtro activo el tiempo de muestreo del controlador fue de 100  $[\mu s]$ . Esto se debe a que el algoritmo de M<sup>2</sup>PC tardaba 27  $[\mu s]$  de ejecución en promedio, agregando a esto la medición de variables y cálculos externos el proceso completo demoraba alrededor de 73  $[\mu s]$ . Mientras que para MO-M<sup>2</sup>PC el tiempo de ejecución fue 42  $[\mu s]$  y el proceso completo alrededor de 86  $[\mu s]$ . En consecuencia a esto, se decidió utilizar aquel tiempo de muestreo.

El ruido asociado en cada gráfico de las señales de corriente del sistema puede deberse a ruidos de medición ocasionados por campos magnéticos generados por las inductancias del sistema. Estas se encontraban muy cerca de las sondas de medición y no estaban aisladas. Esto pudo afectar el rendimiento del controlador y ocasionar un mayor rizado en las señales.

Para este sistema experimental se utilizó el esquema de compensación del retardo presentado en el capítulo 4 de esta tesis para M<sup>2</sup>PC. En la figura 5.31 se presenta la corriente de la red para la carga no lineal con el diodo, se tiene que si no hay compensación del retardo se tendrá un contenido armónico de THDa = 11,77 [%], THDb = 10,36 [%], THDc = 11,01 [%], en cambio con compensación del retardo, se tendrá THDa = 3,21 [%], THDb = 2,96 [%], THDc = 3,01 [%]. Por lo cual, se observa que esta forma de compensar el retardo es efectiva.

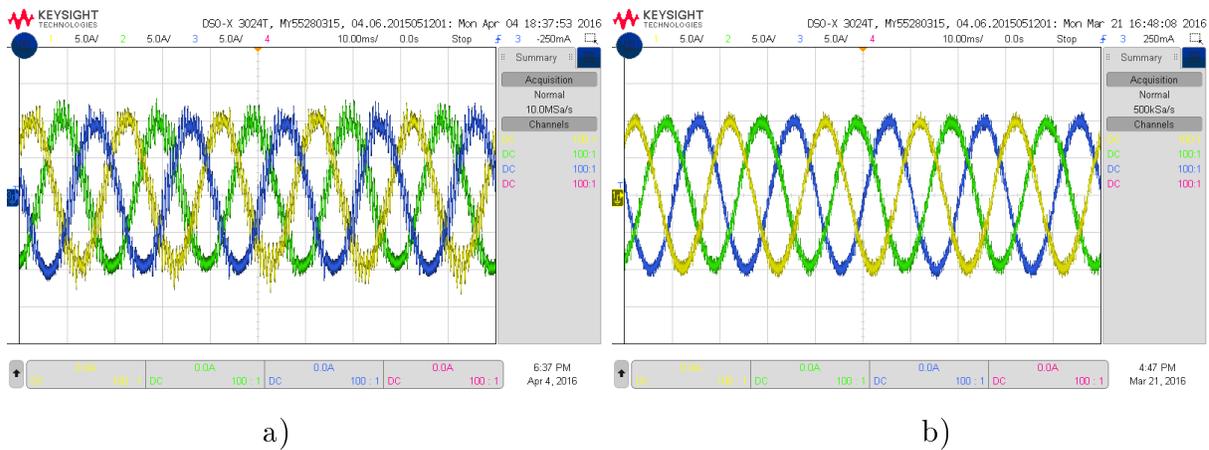


Figura 5.31: Señal de corriente en la red. a) sin compensación del retardo. b) con compensación del retardo

El control del *dc-link* para el filtro activo para M<sup>2</sup>PC obtuvo un buen rendimiento, indistintamente la naturaleza de la carga. El control de esta variable se logró mediante el diseño de las referencias dinámicas para el SAPF explicado en la sección 3.3. de esta tesis. En la figura 5.32 se muestra la respuesta del controlador y se observa que existe un rizado de  $\pm 20$  [V], es decir, un 5% de error.

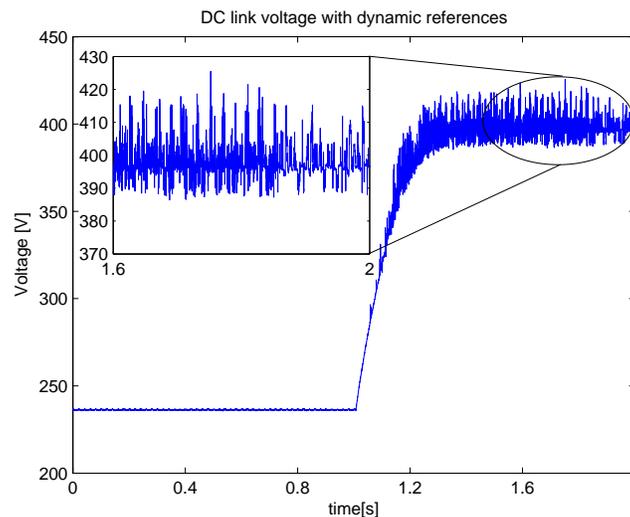


Figura 5.32: Control del dc-link

Si bien MO-M<sup>2</sup>PC mostró buenos resultados en el sistema experimental, no cumple los estándares de la norma IEEE 519, por lo que se recomienda que para su implementación se utilicen filtros más grandes. Como desventaja de esto aumenta el costo del sistema.

Por último, para estudiar el rendimiento del controlador se recomienda compararlo con otras estrategias de control, por ejemplo, control *deadbeat*, PI con SVPWM, o control resonante con SVPWM. De esta forma se podría realizar una comparación ante nuevos criterios, como fallas en el sistema, variación de parámetros del sistema, entre otros.

## 6 Conclusiones

En este trabajo de tesis se desarrollaron los dos tópicos tratados en el estado del arte; control predictivo basado en modelos (MPC) y sintonización de control predictivo de estado finito (FCS-MPC), en el contexto de electrónica de potencia.

Se desarrolló un emulador de un filtro activo de potencia en paralelo (SAPF), con este se logró comprobar su funcionamiento y observar que este sistema es capaz de compensar reactivos, armónicos y desbalances, indistintamente la naturaleza de la carga a la cual se esté alimentando.

Se implementaron diversos controladores para el SAPF, los cuales son: control de corriente por histéresis (HCC); un control Proporcional - Integral (PI) con modulación PWM; y FCS-MPC. El controlador HCC mostró una excelente respuesta dinámica, al igual que FCS-MPC, también, estas estrategias son simples y manejan las no linealidades del sistema fácilmente. En cambio, el regulador PI mostró una respuesta más lenta. Por otro lado, se compararon los espectros del contenido armónico para estos métodos de control y se concluyó que el espectro de corriente obtenida con el control PI es mejor que el controlador HCC y FCS-MPC, tal como se reporta en la literatura [6, 16, 104].

Se diseñó un controlador predictivo de estado finito con optimización multi-objetivo (MO-MPC) para un SAPF con un inversor de dos y tres niveles. Se comprobó que no es necesario sintonizar un ponderador en la función de costo para obtener buenos resultados, ya que basta con escoger un criterio de solución para el problema multi-objetivo, no obstante, el desempeño del controlador está directamente relacionado con este criterio (ver tabla 3.3). Por lo cual, el problema de sintonizar un ponderador se transforma en escoger un criterio de solución multi-objetivo, lo cual es más sencillo e intuitivo.

Se propuso una técnica para la sintonización del controlador FCS-MPC. Este método está basado en escoger los ponderadores de la función de costo que sean capaz de emular la solución de MO-MPC en FCS-MPC. Asimismo, el método propuesto puede ser implementado para cualquier topología de inversor, solamente se necesita definir la función objetivo. Con respecto a los resultados obtenidos, FCS-MPC con el modelo ARX de  $\lambda$  y FCS-MPC con el ponderador igual al promedio de la señal poseen un tiempo de computo aproximado a  $20 \mu s$ , mostrando así que esta técnica para sintonizar  $\lambda$  si es factible de llevar a cabo. Además, la forma de identificar el modelo de la señal del ponderador es crucial para mejorar el rendimiento del controlador. Por ejemplo, el modelo ARX, no se ajustó completamente a la señal del ponderador, ya que no identificaba algunos valores cercanos a cero. Sin embargo, realizar un modelo Takagi & Sugeno logra mejores resultados, es decir, emula con mayor exactitud MO-MPC en FCS-MPC. La desventaja de este último, es que agrega un grado de complejidad a la hora de implementar el controlador FCS-

MPC, ya que el modelo difuso, agrega mayor tiempo computacional al controlador. Con respecto a sintonizar el ponderador con el promedio, es válido siempre y cuando se este trabajando en estado estacionario, ya que no es capaz de adaptarse ante cambios de operación del sistema.

También se estudió la propuesta de sintonización en un inversor de tres niveles NPC, mostrando que es válida para otros tipos de inversores. Además, se comprobó lo propuesto en la literatura, lo cual enuncia que este inversor posee menor contenido armónico que el de dos niveles; que puede operar a frecuencias de conmutación más pequeña; el tiempo de computo de MPC es mayor dado que posee más posibles estados de conmutación.

Se estudió una estrategia MO-MPC con un horizonte de predicción hasta 4 pasos para el NPC, y se concluyó que a mayor horizonte mejora el rendimiento del inversor en condiciones de estado estacionario, ya sea reduciendo la frecuencia de conmutación o la distorsión armónica total (THD) de la corriente, o ambos. En concreto, MO-MPC con horizonte de  $N = 4$  reduce el THD de la corriente desde 3.65 % a 3.30 % y la frecuencia de conmutación desde 4.142 hasta 3.825 kHz, en comparación con el caso  $N = 1$ . Como resultado, MO-MPC para un horizonte de predicción  $N = 4$  no logra superar el desempeño del control PI.

Otra técnica de control estudiada en esta tesis fue control predictivo modulado ( $M^2PC$ ), se puede mencionar que con esta técnica es posible eliminar la frecuencia de conmutación variable de FCS-MPC, lo cual se debe a un esquema de modulación en donde es posible incluir los dos vectores activos y los dos vectores nulos durante cada periodo de muestreo. El tener una frecuencia de conmutación fija produce menor rizado y un espectro de armónicos más concentrado, lo cual es reflejado en la mejora de la energía del sistema. Además, este esquema de control permite mantener todas las ventajas de MPC.

Se logró validar  $M^2PC$  para un filtro activo, tanto para un inversor de dos y tres niveles. Se observa que cumple las características de FCS-MPC, y además genera señales menos distorsionadas dada la etapa de modulación. Es importante destacar, que el control predictivo modulado genera un espectro de armónicos de corriente mejor que FCS-MPC, si se comparan a una misma frecuencia de muestreo.

En este trabajo se implementó experimentalmente la estrategia  $M^2PC$ . Este posee una rápida respuesta dinámica, fácil inclusión de no linealidades y restricciones. Los resultados de los experimentos demuestran que esta forma de control es una alternativa que supera el desempeño de los controladores lineales (por ejemplo, proporcional integral), ya que posee un buen rendimiento ante régimen transiente y dinámico con un bajo rizado en las señales del sistema.

Por otro lado, se diseñó una estrategia de control predictivo modulado basado en optimización multi-objetivo (MO- $M^2PC$ ). Se validó esta estrategia para el filtro activo, tanto para un inversor de dos niveles y de tres niveles. Además, se probó experimentalmente el funcionamiento de esta técnica. Los resultados obtenidos muestran que el criterio con mejor desempeño, en cuanto a THD, se obtuvo para el criterio cercano al origen, lo cual se debe a que se minimizan ambos objetivos al mismo tiempo y no hay restricciones sobre los estados de conmutación. Por otro lado MO- $M^2PC$  posee un mayor THD que  $M^2PC$ , por lo cual se recomienda utilizar filtros más grandes para su implementación.

Es importante mencionar que los resultados obtenidos para el SAPF muestran que el por-

centaje del THD de la corriente de la fuente se encuentran por debajo de los límites de la norma IEEE 519 estándar ( $< 5\%$ ) [7].

Finalmente, el cálculo computacional al implementar MO-M<sup>2</sup>PC se logró reducir, al no formar la frontera de Pareto y solamente comprobar si los puntos que cumplen la condición de Pareto son dominantes o no dominantes. Reduciendo el tiempo de 70  $\mu s$  a 25  $\mu s$  aproximadamente.

En la siguiente sección se resumen los aportes de esta tesis en control predictivo basado en modelos para inversores.

## 6.1. Aportes de la tesis

- Se utilizó una estrategia de control predictivo con optimización multi-objetivo para de evitar seleccionar los ponderadores de la función de costo, tanto para FCS-MPC y M<sup>2</sup>PC. El problema se resolvió mediante las condiciones de optimalidad de Pareto.
- Se logró sintonizar FCS-MPC emulando la solución del problema multi-objetivo. De la revisión bibliográfica, se notó que sintonizar el controlador es una problemática aún no resuelta. En esta tesis, se entregó una alternativa plausible de solución.
- Se planteó una novedosa forma de compensar el retardo en M<sup>2</sup>PC, la cual consiste en realizar una predicción instantánea a instantánea dentro del patrón simétrico de la modulación vectorial. Se demostró experimentalmente que es una forma efectiva de compensar el retardo, ya que mejora considerablemente el rizado de la señal.
- Mediante un sistema experimental para el SAPF se validó la propuesta de MO-M<sup>2</sup>PC, bajo diversas condiciones de operación.

## 6.2. Trabajos futuros

Los siguientes temas potenciales se consideran apropiadas para la investigación futura:

- Se recomienda seguir con la validación de los algoritmos de control propuestos en aplicaciones específicas que generalmente requieren un alto rendimiento de control, como la generación de energía, vehículos eléctricos y máquinas.
- Para futuras implementaciones de FCS-MPC se recomienda el estudio de estabilidad del método de sintonización propuesto.
- Finalmente, dado que se realizaron pruebas para una función de costo con términos de potencia activa y reactiva, se recomienda estudiar la técnica propuesta para funciones de costo con objetivos como torque y flujo, o corriente y potencia.
- Se recomienda modificar el algoritmo de M<sup>2</sup>PC para mejorar el espectro armónico de baja frecuencia. Por ejemplo, agregar sectores ficticios en el diseño de SVPWM.

### 6.3. Publicaciones generadas

- P. Santis, D. Sáez, R. Cárdenas, A. Núñez. "Multi-objective Modulated Model Predictive Control Strategy for a Shunt Active Power Filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics. (En preparación)
- P. Santis, D. Sáez, A. Núñez, R. Cárdenas. "Multi-objective method for tuning predictive controller in inverters", IEEE Transactions on Power Electronics. (En preparación)

# Bibliografía

- [1] A. Núñez, D. Sáez, and C. Cortés, *Hybrid predictive control for dynamic transport problems*, Springer-Verlag London, Series Advances in Industrial Control, October 31, 2012. Edition: 2013.
- [2] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, “Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, October 2007, ISI.
- [3] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Munoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, “A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter,” in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, March 2015, pp. 2224–2229.
- [4] H. Djeghloud and H. Benalla, “Space vector pulse width modulation applied to the three-level voltage inverter.”
- [5] M. Rivera, M. Perez, C. Baier, J. Munoz, V. Yaramasu, B. Wu, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, “Predictive current control with fixed switching frequency for an npc converter,” in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2015, pp. 1034–1039.
- [6] J. Rodríguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, ser. Wiley - IEEE. John Wiley & Sons, Ltd, 2012. [Online]. Available: <https://books.google.cl/books?id=RwAG92e3Z9MC>
- [7] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” *IEEE Std 519-1992*, pp. 1–112, April 1993.
- [8] Q. C. Zhong and T. Hornik, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*, Wiley - IEEE ed., John Wiley & Sons, 2013.
- [9] L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan, and K. Ng., *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using MATLAB®/Simulink®*, 1st ed. ©2015 by John Wiley & Sons Singapore Pte Ltd, 2015.
- [10] M. Kazmierkowski, R. Krishan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics - selected problems*, USA: Academic Press, 2002.
- [11] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Canada: Academic Press, 2001.
- [12] N. Kedjar and K. Al-Haddad, “LQ control of a three-phase four-wire shunt active power filter based on three-level npc inverter,” *Canadian Conference on Electrical*, pp. 1297–1302, 2008.
- [13] T. Liu and D. Wang, “Parallel structure fractional repetitive control for pwm inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 5045–5054, Aug 2015.

- [14] G.-C. Hsieh, C.-H. Lin, J.-M. Li, and Y.-C. Hsu, "A study of series-resonant DC/AC inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 641–652, Jul 1996.
- [15] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb 2007.
- [16] M. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691 – 703, Oct. 1998.
- [17] A. Shah and N. Vaghela, "Shunt active power filter for power quality improvement in distribution systems," *International Journal of Engineering Development and Research*, vol. 1, no. 2, pp. 23–27, September 2014.
- [18] P. Karuppanan and K. K. Mahapatra, "PI and fuzzy logic controllers for shunt active power filter — a report," *ISA Transactions*, pp. 163–169, 2012.
- [19] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," *In Proceedings IPEC, Tokyo, Japan*, pp. 1665–1675, 1983.
- [20] T. Koga, H. Hayashi, M. Nakano, and V. Saechout, "Dead beat control for PWM inverter," in *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994.*, vol. 1, Sep 1994, pp. 549–554.
- [21] O. Kruker, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, March 1996.
- [22] M. Oettmeier, C. Heising, V. Staudt, and A. Steimel, "Dead-beat control algorithm for single-phase 50-kw AC railway grid representation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 5, pp. 1184–1192, May 2010.
- [23] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, Feb 2009.
- [24] R. Kennel and D. Shöder, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," *In Proceedings IFAC Control Power Electronics and Electrical Drives*, pp. 415–422, 1983.
- [25] J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transaction on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [26] S. Gawande and M. Ramteke, "Current controlled pwm for multilevel voltage-source inverters with variable and constant switching frequency regulation techniques: A review," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, no. 2, pp. 302–314, 2014. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1080/15325000701426062>
- [27] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, and J. Clare, "Modulated model predictive control for a seven-level cascaded h-bridge back-to-back converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5375–5383, Oct 2014.
- [28] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transaction on Industrial Electronic*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, December 2008.

- [29] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive torque and flux control without weighting factors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, February 2013.
- [30] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Rodriguez, H. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, March 2014.
- [31] S. Bolognani, S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1925–1936, June 2009.
- [32] S. Vazquez, C. Montero, C. Bordons, and L. Franquelo, "Model predictive control of a VSI with long prediction horizon," in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2011, pp. 1805–1810.
- [33] ———, "Design and experimental validation of a model predictive control strategy for a VSI with long prediction horizon," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013, pp. 5788–5793.
- [34] R. P. Aguilera, D. E. Quevedo, S. Vázquez, and L. G. Franquelo, "Generalized predictive direct power control for AC/DC converters," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, June 2013, pp. 1215–1220.
- [35] W. Xiao-gang, X. Yun-xiang, and S. Ding-xin, "Simplified model predictive control for a shunt active power filter," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*, June 2008, pp. 3279–3283.
- [36] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, June 2009.
- [37] A. Linder and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drives," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, June 2005, pp. 1793–1799.
- [38] J. Rodriguez, S. Bernet, P. Steimer, and I. Lizama, "A survey on neutral-point-clamped inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, July 2010.
- [39] R. Gregor, F. Barrero, S. Toral, M. Durán, M. A. J. Prieto, and J. Mora, "Predictive-space vector pwm current control method for asymmetrical dual three-phase induction motor drives," *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 1, pp. 26–34, 2010.
- [40] F. Defay, A.-M. Llor, and M. Fadel, "Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2240–2248, July 2010.
- [41] P. Lezana, R. Aguilera, and D. Quevedo, "Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1839–1846, June 2009.
- [42] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, and P. Cortes, "Predictive power control of an AC/DC/AC converter," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 2, Oct 2005, pp. 934–939 Vol. 2.

- [43] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug 2010.
- [44] C. Townsend, T. Summers, and R. Betz, "Multigoal heuristic model predictive control technique applied to a cascaded h-bridge statcom," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1191–1200, March 2012.
- [45] P. Correa, J. Rodriguez, M. Rivera, J. Espinoza, and J. Kolar, "Predictive control of an indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1847–1853, June 2009.
- [46] R. Vargas, U. Ammann, B. Hudoffsky, J. Rodriguez, and P. Wheeler, "Predictive torque control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive input power control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1426–1438, June 2010.
- [47] P. Cortes and J. Rodriguez, "Three-phase inverter with output lc filter using predictive control for ups applications," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept 2007, pp. 1–7.
- [48] V. Kumar, P. Gaur, and A. P. Mittal, "Finite-state model predictive control of npc inverter using multi-criteria fuzzy decision-making," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, pp. n/a–n/a, 2014. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/etep.1880>
- [49] H. Miranda, P. Cortes, J. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive torque control of induction machines based on state-space models," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, June 2009.
- [50] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, "Model predictive control of an AFE rectifier with dynamic references," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, July 2012.
- [51] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. Leon, S. Vazquez, and L. Franquelo, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1–7, 2009.
- [52] H. Miranda, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and L. Helle, "Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output lcl filter," in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09.*, Nov 2009, pp. 633–638.
- [53] P. Zanchetta, "Heuristic multi-objective optimization for cost function weights selection in finite states model predictive control," *2011 Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Munich*, pp. 70 – 75, October 2011.
- [54] M. Preindl and S. Bolognani, "Comparison of direct and pwm model predictive control for power electronic and drive systems," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2013, pp. 2526–2533.
- [55] T. Geyer, "Model predictive direct current control for multi-level converters," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2010, pp. 4305–4312.
- [56] T. Geyer and D. Quevedo, "Multistep finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6836–6846, Dec 2014.

- [57] ———, “Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, March 2015.
- [58] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. Clare, S. Bifaretti, and M. Rivera, “A new predictive control method for cascaded multilevel converters with intrinsic modulation scheme,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2013, pp. 5764–5769.
- [59] T. Geyer, N. Oikonomou, G. Papafotiou, and F. Kieferndorf, “Model predictive pulse pattern control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 663–676, March 2012.
- [60] P. Antoniewicz and M. Kazmierkowski, “Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4381–4390, Dec 2008.
- [61] P. Stolze, P. Landsmann, R. Kennel, and T. Mouton, “Finite-set model predictive control with heuristic voltage vector preselection for higher prediction horizons,” in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Aug 2011, pp. 1–9.
- [62] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, P. Wheeler, S. Bifaretti, and J. Clare, “Multi-objective modulated model predictive control for a multilevel solid state transformer,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [63] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. Clare, and S. Bifaretti, “Improving power quality with multi-objective modulated model predictive control,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2014, pp. 5029–5036.
- [64] M. Rivera, M. Perez, V. Yaramasu, B. Wu, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, “Modulated model predictive control (m2pc) with fixed switching frequency for an npc converter,” in *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, May 2015, pp. 623–628.
- [65] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. Clare, M. Degano, and S. Bifaretti, “Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1610–1620, March 2015.
- [66] S. S. Yeoh, T. Yang, L. Tarisciotti, S. Bozhko, and P. Zanchetta, “Hybrid modulated model predictive control for the more electric aircraft generator system,” in *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS), 2015*, March 2015, pp. 1–6.
- [67] ———, “Hybrid modulated model predictive control for the more electric aircraft generator system,” in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, March 2015, pp. 1–6.
- [68] R. Rabbeni, L. Tarisciotti, A. Gaeta, A. Formentini, P. Zanchetta, M. Pucci, M. Degano, and M. Rivera, “Finite states modulated model predictive control for active power filtering systems,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, Sept 2015, pp. 1556–1562.
- [69] R. Subbu, P. Bonissone, N. Eklund, W. Yan, N. Iyer, F. Xue, and R. Shah, “Management of complex dynamic systems based on model-predictive multi-objective optimization,” in *Computational Intelligence for Measurement Systems and Applications, Proceedings of 2006 IEEE International Conference on*, July 2006, pp. 64–69.

- [70] F. Villarroel, J. Espinoza, C. Rojas, C. Molina, and E. Espinosa, "A multiobjective ranking based finite states model predictive control scheme applied to a direct matrix converter," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2010, pp. 2941–2946.
- [71] F. Villarroel, J. Espinoza, C. Rojas, J. Rodriguez, M. Rivera, and D. Sbarbaro, "Multiobjective switching state selector for finite-states model predictive control based on fuzzy decision making in a matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 13, pp. 589 – 599, 2013.
- [72] C. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. Espinoza, and D. Khaburi, "Multiobjective fuzzy predictive torque control of an induction motor drive," in *Power Electronics, Drives Systems Technologies Conference (PEDSTC), 2015 6th*, Feb 2015, pp. 201–206.
- [73] H. Aggrawal, J. Leon, L. Franquelo, S. Kouro, P. Garg, and J. Rodriguez, "Model predictive control based selective harmonic mitigation technique for multilevel cascaded h-bridge converters," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2011, pp. 4427–4432.
- [74] S. Thielemans, T. Vyncke, and J. Melkebeek, "Weight factor selection for model-based predictive control of a four-level flying-capacitor inverter," *Power Electronics, IET*, vol. 5, no. 3, pp. 323 – 333, February 2012.
- [75] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "An improved FCS–MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1540 – 1551, March 2013.
- [76] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control - part i: Concept, algorithm, and analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, June 2009.
- [77] T. Geyer, "Generalized model predictive direct torque control: Long prediction horizons and minimization of switching losses," in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control, 2009 held jointly with the 2009 28th Chinese Control Conference. CDC/CCC 2009.*, Dec 2009, pp. 6799–6804.
- [78] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct 1999.
- [79] H. Akagi, "Trends in active power line conditioners," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 263–268, May 1994.
- [80] W. M. Grady, M. J. Samotyj, and A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, no. 3, pp. 1536–1542, Jul 1990.
- [81] J. S. Subjak and J. S. McQuilkin, "Harmonics-causes, effects, measurements and analysis-update," in *Cement Industry Technical Conference, 1989. XXXI. Record of Conference Papers.*, IEEE, May 1989, pp. 37–51.
- [82] H. Akagi, "The state-of-the-art of active filters for power conditioning," in *European Conference on Power Electronics and Applications 2005*, Sept 2005, pp. 1–15.
- [83] J. Zhao, W. Dai, and K. Wang, "Shunt active power filter and its application," in *2010 International Conference on Challenges in Environmental Science and Computer Engineering (CESCE)*, vol. 2, March 2010, pp. 373–376.

- [84] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [85] M. Kesler and E. Ozdemir, "Operation of shunt active power filter under unbalanced and distorted load conditions," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009, Bursa.*, pp. I–92 – I–96, November 2009.
- [86] J. Afonso, M. Freitas, and J. Martins, "p-q theory power components calculations," *ISIE'2003 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics Rio de Janeiro, Brasil, 9-11 June, 2003*, pp. 385 – 390, June 2003.
- [87] R. Herrera, P. Salmerón, and H. Kim, "Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 184–196, 2008.
- [88] A. Chaoui, J. P. Gaubert, F. Krim, and G. Champenois, "PI controlled three-phase shunt active power filter for power quality improvement," *Electric Power Components and Systems*, vol. 35, no. 12, pp. 1331–1344, 2007. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1080/15325000701426062>
- [89] V. Parimala, D. Ganeshkumar, and B. Hajira, "Harmonic reduction using shunt active power filter with PI controller," *International Journal of Scientific Engineering And Research (IJSER)*, vol. 2, no. 4, pp. 85–90, April 2014.
- [90] C. Salim and B. M.T., "Three-level (npc) shunt active power filter performances based on fuzzy controller for harmonic currents compensation under non-ideal voltage conditions," *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 6, no. 4, pp. 342–358, 2014.
- [91] S. Saad and L. Zellouma, "Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 10, pp. 1337 – 1341, 2009. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779609000923>
- [92] B. S. Kumar, K. R. Reddy, and V. Lalitha, "PI, fuzzy logic controlled shunt active power filter for three-phase four-wire systems with balanced, unbalanced and variable loads," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 122–130, 2011.
- [93] C. Salim, B. M.T., G. A., and S. Zouzou, "Shunt active filter based on three-level (npc) inverter using current and dc voltage artificial neural network controllers," *International Electrical Engineering Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 523–528, 2011.
- [94] J. Jayachandran and R. M. Sachithanandam, "ANN based controller for three phase four leg shunt active filter for power quality improvement," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 7, no. 1, p. 275–292, March 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2090447915000489>
- [95] M. Vatani, M. Hovd, and M. Molinas, "Finite control set model predictive control of a shunt active power filter," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2013, pp. 2156–2161.
- [96] N. A. A. K. Al-Othman, M. E. AlSharidah and B. N. Alajmi, "Model predictive control for shunt active power filter in synchronous reference frame," in *J Electr Eng Technol.2016*, vol. 11, no. 1, November 2015, pp. 709–718.

- [97] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, Sept 2008.
- [98] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, Feb 2012.
- [99] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. Leon, S. Vazquez, and L. Franquelo, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," in *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2009.*, Feb 2009, pp. 1–7.
- [100] A. Nuñez, D. Sáez, S. Oblak, and I. Skrjanc, "Hybrid fuzzy predictive control based on evolutionary multiobjective optimization," *Eurosim 2007, Ljubljana, Slovenia*, pp. 9–13, September 2007.
- [101] G. Mavrotas, "Effective implementation of the  $\epsilon$ -constraint method in multi-objective mathematical programming problems," *Applied Mathematics and Computation*, no. 213, p. 455–465, 2009.
- [102] B. Urmila and D. S. Rayudu, "Optimum space vector pwm algorithm for three-level inverter," *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 6, no. 9, pp. 24–36, September 2011, full text available.
- [103] C. Hernández C., "Control de un filtro activo paralelo basado en un convertidor fuente de voltaje de 4-piernas aplicado a sistemas de distribución de 4-hilos," *Universidad de Chile - Tesis de Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica*, May 2016.
- [104] S. K. A. Nachiappan, and V. G., "Comparison of current controllers for a five-level cascaded h-bridge multilevel inverter," *International Journal Of Computational Engineering Research*, vol. 2, no. 6, pp. 55–62, October 2012.
- [105] F. Xiong, W. Yue, L. Ming, W. Ke, and L. Wanjun, "A novel PLL for grid synchronization of power electronic converters in unbalanced and variable-frequency environment," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*, June 2010, pp. 466–471.
- [106] S. Jena, B. Babu, A. Naik, and G. Mishra, "Performance improvement of single-phase grid - connected PWM inverter using PI with hysteresis current controller," in *Energy, Automation, and Signal (ICEAS), 2011 International Conference on*, Dec 2011, pp. 1–5.
- [107] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. SMC-15, no. 1, pp. 116–132, Jan 1985.

# 7 Anexos

## 7.1. Anexo A: Controladores clásicos en un filtro activo

En el contexto de control de corriente de inversores, existen dos controladores principales, que han sido estudiado por mucho tiempo, ellos son el control de corriente por histéresis y controladores lineales (control PI, por ejemplo) utilizando modulación por ancho de pulso (PWM, por su nombre en inglés *pulse width modulation*) [6]; los cuales se describen a continuación:

### 7.1.1. Controlador de corriente por histéresis

El controlador de corriente por histéresis (HCC) es un método de control muy fácil de implementar, tiene una excelente robustez frente a cambios de carga y posee una excelente dinámica; como desventaja se puede mencionar que dada la aleatoriedad inherente causada por el ciclo límite del ancho de banda, no es posible logra una buena protección de los semiconductores del inversor [16]. Este tipo de controladores son sintonizados (vale decir, ajustar el ancho de la banda de histéresis  $\delta$ ) mediante heurística o técnicas avanzadas que se pueden encontrar en la literatura (ver [17, 18]). En la figura 7.1 se muestra el esquema de funcionamiento, en este caso el error de corriente es utilizado como entrada al comparador ( $\varepsilon = i_L^* - i_L$ ) y si es mayor que el límite superior  $\delta/2$ , el estado del inversor es  $x = 1$  y  $\bar{x} = 0$ . En caso contrario, si el error es menor a  $-\delta/2$ ,  $x = 0$  y  $\bar{x} = 1$ . Y si  $\varepsilon \in [-\delta/2, \delta/2]$  se mantiene el estado anterior. Con esto se generan los pulsos de control para cada fase del inversor.

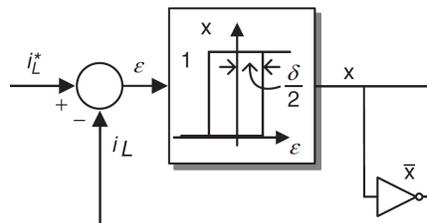


Figura 7.1: Control de corriente por histéresis [6]

Para el diseño del controlador del filtro activo se utiliza el esquema de control conocido como teoría p-q, o teoría generalizada para la compensación de la potencia reactiva instantánea, el cual es presentado en [84], que a su vez, se presenta en la figura 7.2, en éste se toman los voltajes y las

corrientes medidas en la carga ( $V_{L,abc}$  e  $i_{L,abc}$ , respectivamente), y utilizando la transformación  $\alpha\beta$  (transformación de Clarke) se calculan las potencias activa y reactiva instantánea en el sistema ( $P$  y  $Q$ , respectivamente). Esto se muestra en el bloque *Instantaneous powers calculation* de la figura 7.2.

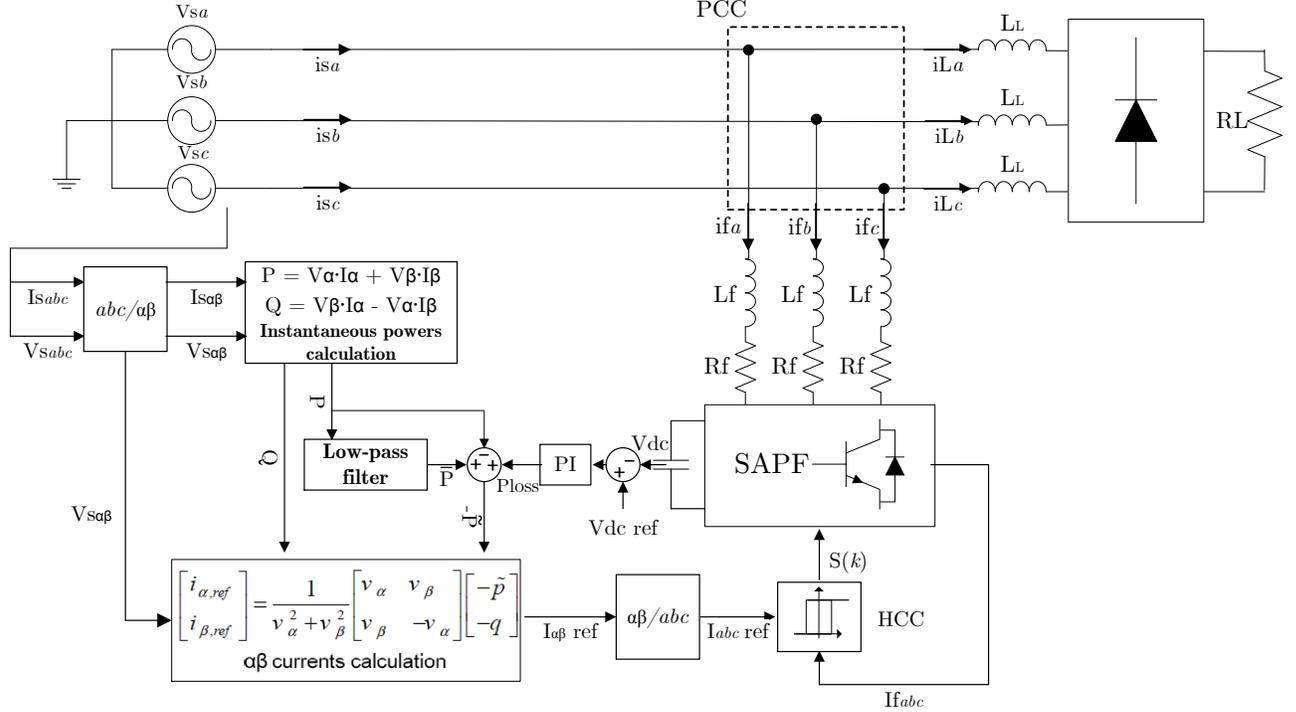


Figura 7.2: Diagrama de control utilizado para generar la referencia de corriente de compensación de SAPF con un controlador HCC.

A la potencia activa calculada ( $P$ ) se le aplica un filtro pasa bajo para extraer la parte oscilatoria de  $P$  ( $\tilde{P}$ ); además, este filtro entrega la componente continua de la potencia ( $\bar{P}$ ), se calcula como  $-\tilde{P} = \bar{P} - P$ . En el bloque  $\alpha\beta$  *current calculation* de la figura 7.2,  $-\tilde{P}$  y  $-Q$  son utilizados para calcular las corrientes de referencia ( $i_{\alpha,ref}$ ,  $i_{\beta,ref}$ ), necesarias para compensar el SAPF. También en este bloque se muestran las ecuaciones necesarias para calcularlas, con  $V_\alpha$  y  $V_\beta$  las componentes de voltaje en  $\alpha$  y  $\beta$ , correspondientemente.

Por otro lado, para regular el voltaje en el *dc-link* se utiliza un controlador PI. Este controlador, a su vez, entrega la potencia que se requiere para compensar el voltaje en el *dc-link* y mantener su valor constante ( $\bar{P}_{loss}$ ), y además, esta potencia se añade a  $\tilde{P}$  para ser utilizado en el cálculo de la corriente de referencia.

Finalmente, las corrientes de referencia en  $\alpha\beta$  se cambian a las coordenadas *abc* y son comparadas con las corrientes reales de la fuente y a este error se le aplica HCC, originando los pulsos del control hacia el inversor.

Cabe destacar, que para sintonizar el controlador PI del *dc-link*, se asume que el lazo de corriente es más rápido que el lazo de voltaje, es decir, la corriente del sistema sigue instantá-

neamente a la corriente de referencia [88]. En la figura 7.3 se muestra que el lazo de corriente se encuentra anidado al lazo de voltaje, por lo cual, asumiendo que  $G_i(s) = \frac{i_f(s)}{i_f^*(s)} = 1$ , donde  $i_f^*$  es la corriente de referencia para el inversor, la función de transferencia del lazo de voltaje se expresa como:

$$G_v(s) = \frac{1}{Cs} \quad (7.1)$$

Donde  $C$  es la capacitancia del condensador. Así, se calcula el controlador con la forma de  $G_v(s)$ .

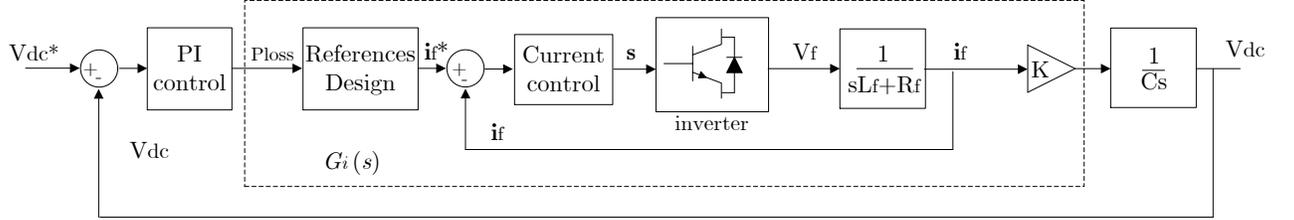


Figura 7.3: Lazos anidados de corriente y voltaje dc-link.

### 7.1.2. Controlador lineal con modulación PWM

Se les denomina controladores lineales, a los cuales trabajan con una planta lineal para el diseño de estos, por ejemplo controladores PI, control por retroalimentación de estado, entre otros. Los controladores lineales con modulación poseen ventajas tales como, frecuencia constante de conmutación, espectro armónico bien definido. Además, el diseño independiente de la estructura de control para la corriente y voltaje permiten que se puedan implementar fácilmente. Como desventaja se puede mencionar que la dinámica de estos controladores es inferior a los controladores no lineales, por ejemplo HCC, MPC [6, 16]; otra desventaja importante de estos controladores es que solo funcionan en el punto de operación al cual fueron sintonizados, por lo cual ante variación de parámetros el sistema no logra un buen desempeño.

En este caso se implementará el más común, un control proporcional-integral (PI) para el lazo de corriente, más un modulador PWM. Para ello, se utilizará el diagrama de control de la figura 7.2. Por lo tanto, el lazo de corriente debe ser más rápido que el lazo de voltaje, también, definido anteriormente. La función de transferencia a utilizar para la planta será el filtro RL del inversor, así como se muestra en la figura 7.3:

$$G_i(s) = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (7.2)$$

Para el diseño del control PI, dado que el voltaje de la carga no posee distorsión, el sistema se lleva a coordenadas dq mediante la relación [89]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Para sincronizar el ángulo  $\theta$  (ángulo de secuencia positiva de voltaje), este se estima mediante un lazo de seguimiento de fase (PLL, por su nombre en inglés *phase-locked loop*). En la figura 7.4 se muestra el diagrama de bloques [105]:

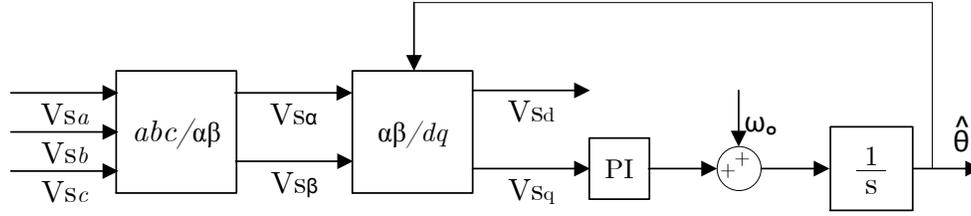


Figura 7.4: Diagrama de bloques PLL

donde  $V_{s*}$  es el voltaje de la red normalizado, con  $*$  la coordenada correspondiente;  $\omega_0$  es la frecuencia inicial; PI es un control proporcional; y la planta considerada para el PLL es el integrador, es decir:

$$G_p(s) = \frac{1}{s} \quad (7.4)$$

### 7.1.3. Resultados de simulación de controladores clásicos

Para tener una base de comparación del controlador MPC, se procede a obtener resultados con los controladores clásicos vistos anteriormente. A continuación, se muestran los resultados obtenidos:

#### 7.1.3.1. Controlador de corriente por histéresis

Primeramente, para diseñar el controlador HCC se debe sintonizar el PI del *dc-link*. Dado que este último debe poseer una dinámica más lenta, se considera que el regulador tenga una frecuencia natural de 10 Hz y un coeficiente de amortiguamiento de 0.707. Lo anterior es factible ya que el controlador HCC es muy rápido, porque sólo realiza una comparación del error de seguimiento de la corriente.

Para el control PI se considera la función de transferencia (7.1) y se sintoniza mediante el lugar geométrico de la raíz. En la figura 7.5 se tiene el lugar de la raíz del sistema y el controlador, es posible observar el polo de la planta y el controlador; el cero del controlador; los polos de la planta en lazo cerrado; y las zonas donde se encuentra la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento.

Con lo anterior, el controlador obtenido se muestra en (7.5).

$$G(s) = 87.51 + \frac{3867.9}{s} \quad (7.5)$$

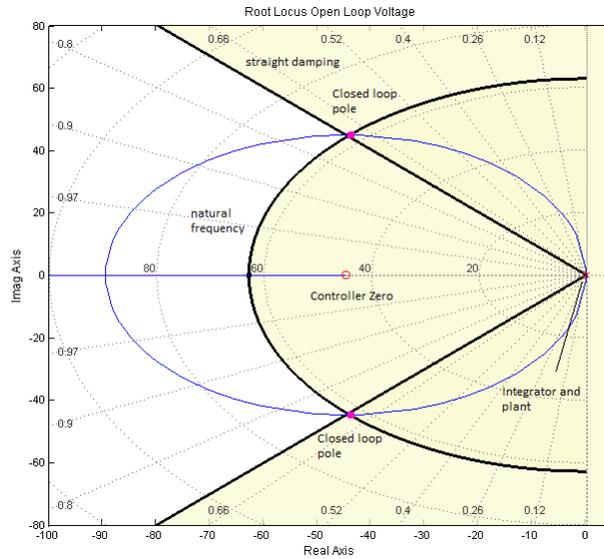


Figura 7.5: Lugar geométrico de la raíz para el control de votaje en el dc-link

Por otro lado, dado que no es trivial sintonizar el controlador HCC, se realizan pruebas para distintos anchos de banda ( $\delta$ ), donde los resultados obtenidos se muestran en la tabla 7.1. Se observa que a medida que aumenta el ancho de banda, la frecuencia de conmutación disminuye, mientras que el THD aumenta, al igual que el promedio de la potencia reactiva (Así como se especifica en la literatura [106]).

Tabla 7.1: Resultados para pruebas del controlador HCC

Parámetros de comparación		HCC			
		$\delta = 0$	$\delta = 1$	$\delta = 2$	$\delta = 3$
THD	%	4.781	4.797	5.034	5.743
Promedio $Q_s$	VAR	-1.595	184.851	400.301	663.490
Máxima $f_{sw}$	Hz	23000	23000	21500	21000
Promedio $f_{sw}$	Hz	9559.333	9091.667	8527.333	8075
Máx tiempo de Cálculo	$\mu s$	4.12	4.88	4.98	4.01
Promedio tiempo de Cálculo	$\mu s$	3.61	3.53	3.55	3.41

Además, en la figura 7.6 se presenta el espectro de armónicos de la corriente de la fuente para el control HCC. Es importante destacar que se ha realizado un acercamiento al espectro, ya que el primer armónico (50 Hz) alcanza el 100%. El valor de los armónicos relevantes del sistema, con respecto a la fundamental, se observa en la tabla 7.2:

Tabla 7.2: Valor de armónicos para la corriente de la fuente para el control HCC

	1er	5to	7mo	11vo	13vo
% c/r a fundamental	100	0.298	0.467	0.524	0.109

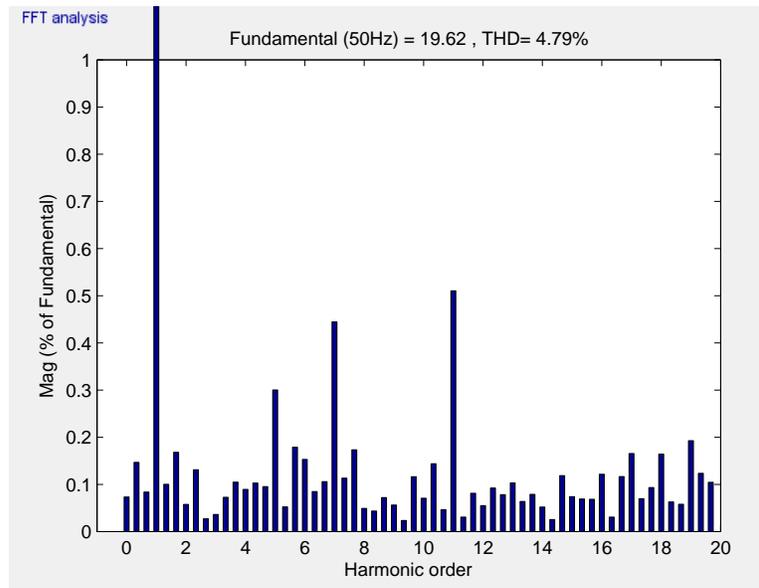


Figura 7.6: Espectro armónico de la corriente de la fuente ( $i_{sa}$ ) para el control HCC.

### 7.1.3.2. Controlador lineal con modulación PWM

Cabe recordar que para el controlador lineal, se ha escogido un PI. También, se hará uso del controlador de voltaje calculado previamente. Por lo tanto, dado que el lazo de corriente debe ser más rápido que el lazo de voltaje, se escoge un regulador con una frecuencia natural de 100 Hz (es decir, 10 veces más rápido que el de voltaje) y un coeficiente de amortiguamiento de 0.707.

Al igual que el regulador de voltaje, el de corriente se sintoniza mediante el lugar geométrico de la raíz. En la figura 7.7 se muestra el lugar de la raíz del sistema y el controlador.

$$G(s) = 3.74 + \frac{1862.5}{s} \quad (7.6)$$

Además, la frecuencia de la portadora del modulador PWM es de 10 KHz.

Para sintonizar el controlador del PLL, mostrado en la figura 7.4, teniendo en cuenta que la planta a controlar es (7.4), se considera que este debe ser más lento que el controlador de corriente pero un poco más rápido que el controlador de voltaje, de tal forma que no se acoplen los lazos de control. Por lo cual, se escoge una frecuencia natural de 25 Hz y un coeficiente de amortiguamiento de 0.707. Dando como resultado:

$$G(s) = 220.2 + \frac{24662}{s} \quad (7.7)$$

El cual fue sintonizado mediante el lugar de la raíz, similar a los controladores anteriores. La respuesta del PLL se muestra en la figura 7.8 y se observa que el ángulo cambia de 0 a  $2\pi$  radianes dentro del periodo del voltaje (0.02 segundos) y la frecuencia se estabiliza en torno a los 50 Hz en 0.026 segundos, con un sobrepaso del 27.3 %.

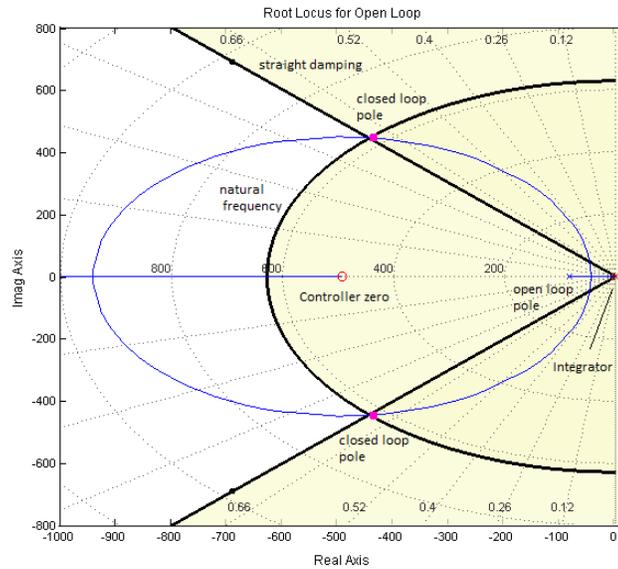


Figura 7.7: Lugar geométrico de la raíz para el control de corriente

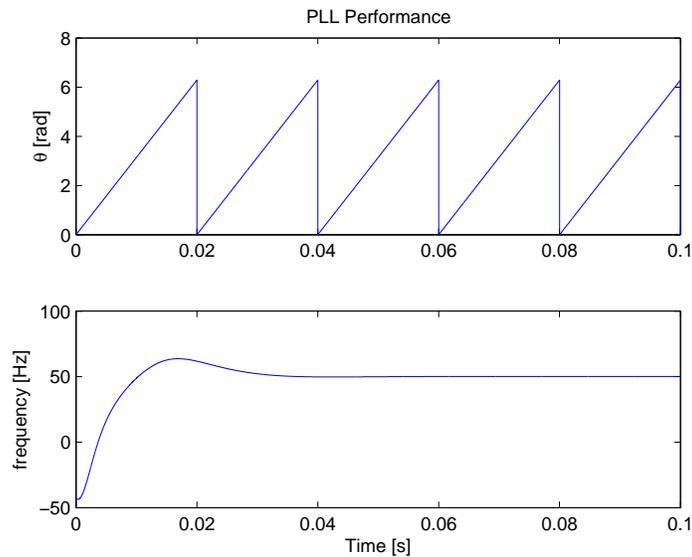


Figura 7.8: Rendimiento del PLL

En la tabla 7.3 se muestran los resultados obtenidos con esta estrategia convencional, se observa que el THD es menor que el obtenido con el controlador HCC; también, posee una frecuencia de conmutación fija, igual a la del modulador PWM. Además, prácticamente, se demora lo mismo en calcular la señal de control a aplicar en el inversor.

En la figura 7.9 se observa el espectro armónico de la corriente de la fuente con el controlador PI. El valor de los armónicos relevantes para el sistema se observa en la tabla 7.4:

Se aprecia que el contenido armónico del control PI es un poco menor que el del control HCC, también es posible apreciarlo mediante los THD calculados para cada controlador.

Tabla 7.3: Resultados para el controlador PI con PWM

Parámetros de comparación		Control lineal
THD	%	3.887
Promedio $Q_s$	Var	-0.0575
$f_{sw}$	kHz	10.0
Máx tiempo de Cálculo	$\mu s$	3.87
Promedio tiempo de Cálculo	$\mu s$	3.15

Tabla 7.4: Valor de armónicos para la corriente de la fuente para el control PI

	1er	5to	7mo	11vo	13vo
% c/r a fundamental	100	0.312	0.335	0.435	0.212

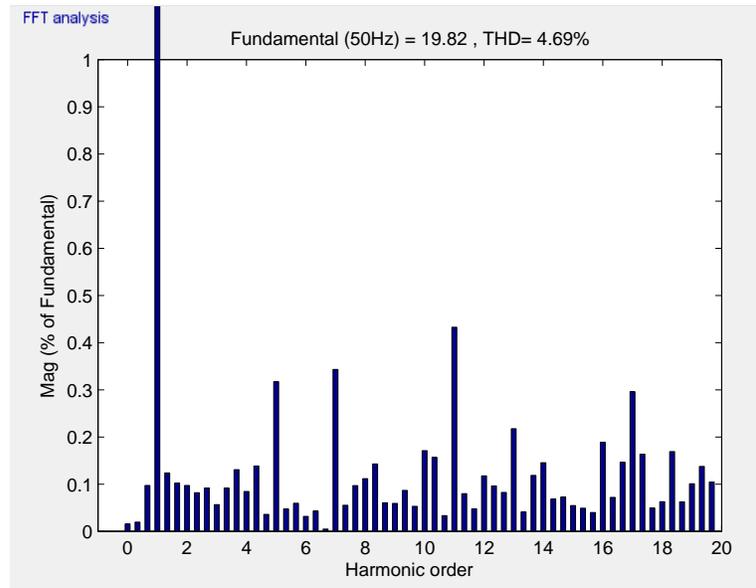


Figura 7.9: Espectro armónico de la corriente de la fuente ( $i_{sa}$ ) para el control PI.

### 7.1.3.3. Respuesta dinámica de los controladores

En virtud de probar la respuesta dinámica de los controladores, en  $t = 0.1$  segundos se realiza un cambio en el valor de  $R_L$  de un 100 % a un 50 %, obteniéndose como resultado el comportamiento mostrado en la figura 7.10, donde se tiene que HCC y MPC poseen una respuesta muy similar, ya que ambos en menos de un ciclo logran estabilizar la corriente en torno a los 36.5 [A] (correspondiente a tener un 50 % de carga con voltaje fijo). En cambio, el control PI posee una dinámica más lenta, dado que se estabiliza dentro de un ciclo.

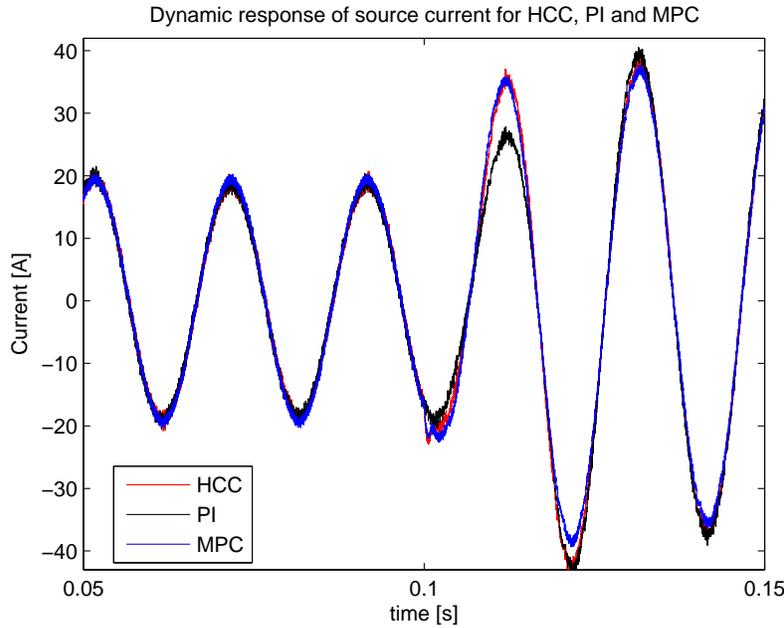


Figura 7.10: Respuesta dinámica de la corriente de la fuente para el control HCC, PI y MPC, ante un cambio en  $R_L$  en  $t = 0.1[s]$ , para la fase  $b$  ( $i_{sb}$ ).

## 7.2. Anexo B: Gráficos de las simulaciones

Para demostrar el desempeño de FCS-MPC en el sistema SAPF se muestran los gráficos obtenidos por las simulaciones realizadas en MATLAB - Simulink. En cada gráfico se cumple lo siguiente: Primera columna de imágenes, de arriba hacia abajo. La primera figura muestra las corrientes en la carga, la segunda figura muestra las corrientes en la fuente, y la tercera figura muestra las corrientes en el filtro. En la segunda columna, de arriba hacia abajo. La primera figura muestra la potencia activa, la segunda figura muestra la potencia reactiva, y la tercera figura el voltaje en el dc-link. Es importante mencionar que en todos los gráficos de corriente el color azul está asociado a la fase  $a$ , el verde a la fase  $b$ , y el rojo a la fase  $c$ .

Las figuras 7.11, 7.12 y 7.13 muestran el comportamiento del sistema SAPF frente a las diversas formas de control predictivo propuestas en el capítulo 3 de esta tesis. La figura 7.11 muestra el comportamiento de MO-MPC; la figura 7.12 muestra FCS-MPC con el ponderador fijo, igual al promedio ; en la figura 7.13 se tiene el sistema para FCS-MPC convencional para el modelo ARX de  $\lambda$ .

Se puede observar que MO-MPC, a diferencia de las otras propuestas, es capaz de lograr menos oscilaciones en torno a la referencia, para el caso de la potencia reactiva.

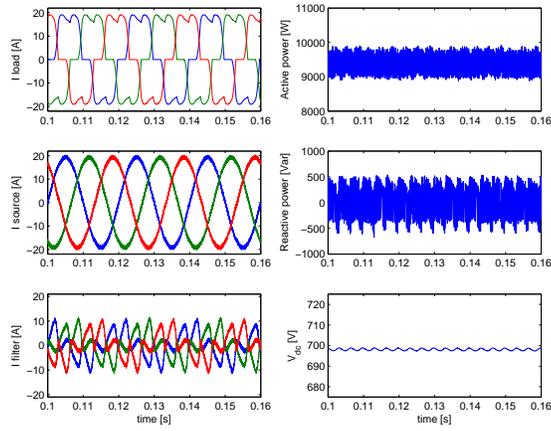


Figura 7.11: Simulación de SAPF para MO-MPC.

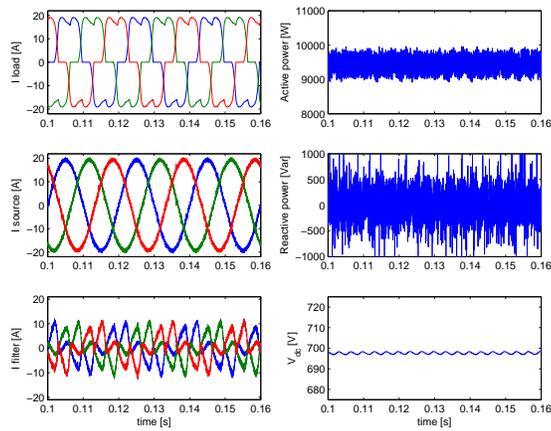


Figura 7.12: Simulación de SAPF para MPC con  $\lambda$  promedio.

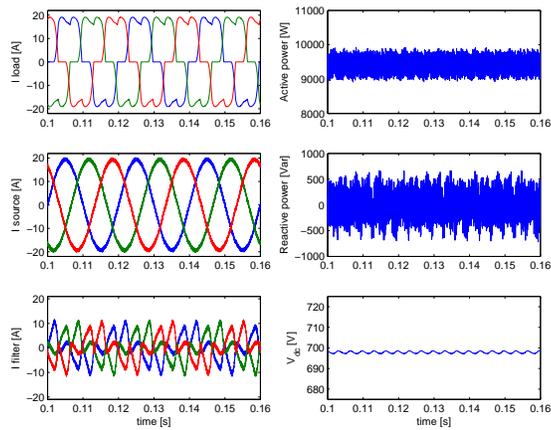


Figura 7.13: Simulación de SAPF para MPC con  $\lambda$  ARX.

### 7.3. Anexo C: Modelo Takagi & Sugeno para las señales de los ponderadores

Como se observa en los gráficos obtenidos anteriormente para los ponderadores, los modelos lineales para identificar la señal no se ajustaban, produciendo que los resultados no fueran los realmente esperados. Para mejorar esto se propone realizar una identificación más avanzada. En efecto, utilizando la propuesta 1, se propone un modelo Takagi & Sugeno (T&S) con la siguiente base de reglas (para ver más sobre estos modelos [107]):

$$\begin{aligned}
 R_r = & \text{ If } \lambda(k-1) \text{ is } \Lambda_1 \text{ AND } \dots \text{ AND } \lambda(k-n_y) \text{ is } \Lambda_{n_y} \\
 & \text{ AND } Q_s(k-1) \text{ is } \Omega_1 \text{ AND } \dots \text{ AND } Q_s(k-n_u) \text{ is } \Omega_{n_u} \\
 & \text{ THEN } \lambda_r(k) = f(\lambda(k-1), \dots, \lambda(k-n_y), Q_s^2(k-1), \dots, Q_s^2(k-n_u))
 \end{aligned} \quad (7.8)$$

donde  $r$  es el número de reglas;  $\Lambda$  y  $\Omega$  son los conjuntos difusos correspondiente a las premisas y  $\lambda_r$  es la salida de la regla  $r$ . Por otro lado, se definen los conjuntos difusos mediante *clustering* proyectando los datos de salida en los datos de entrada. Es importante mencionar que se agrega la potencia reactiva al cuadrado ( $Q_s^2$ ) como variable exógena, para que el ponderador pueda adaptarse a las variaciones del sistema. Se probaron distintas combinaciones de variables exógenas, como por ejemplo, la potencia activa, error de la potencia activa, error de la potencia reactiva, pulsos de control, pero la que más seguía la tendencia de la señal de  $\lambda$  era la potencia reactiva.

Utilizando clusters de función Gaussiana, vale decir,  $\Lambda$  y  $\Omega$  dadas por  $f(x; \sigma, \mu) = e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$ , con  $\mu$  el valor medio de la curva;  $\sigma$  la desviación estándar, y mediante prueba y error se determinó que la cantidad de retardos óptimas para el sistema son  $n_y = n_u = 2$ , la cantidad de cluster son 3, y además, las consecuencias del modelo son lineales. Por lo tanto, el modelo queda establecido como:

$$\begin{aligned}
 R_r = & \text{ If } \lambda(k-1) \text{ is } \Lambda_1 \text{ AND } \lambda(k-2) \text{ is } \Lambda_2 \\
 & \text{ AND } Q_s(k-1) \text{ is } \Omega_1 \text{ AND } Q_s(k-2) \text{ is } \Omega_2 \\
 & \text{ THEN } \lambda_r(k) = f(\lambda(k-1), \lambda(k-2), Q_s^2(k-1), Q_s^2(k-2))
 \end{aligned} \quad (7.9)$$

La salida del sistema será:

$$\hat{\lambda} = \frac{\sum_{r=1}^3 \lambda_r \omega_r}{\sum_{r=1}^3 \omega_r} \quad (7.10)$$

con  $\omega_r$  los grados de activación de cada regla.

En la figura 7.14 se observa la señal del ponderador y la salida del modelo T&S para los conjuntos de entrenamiento, validación y test. Se puede apreciar a simple vista que el modelo sigue la tendencia de la señal, más aún, posee un promedio muy similar ( $\overline{\lambda_{fuzzy}} = 0.55$ ).

En la tabla 7.5 se tienen los resultados de MO-MPC y el promedio de la señal de  $\lambda$  para la propuesta 1, incluidos los valores obtenidos con el modelo difuso. Se desprende que los estadísticos entre el promedio y el modelo difuso del ponderador son similares, lo cual se debe a que  $\lambda_{fuzzy}$  no es capaz de modelar los *peaks* de la señal original, si no que sólo es capaz de seguir la

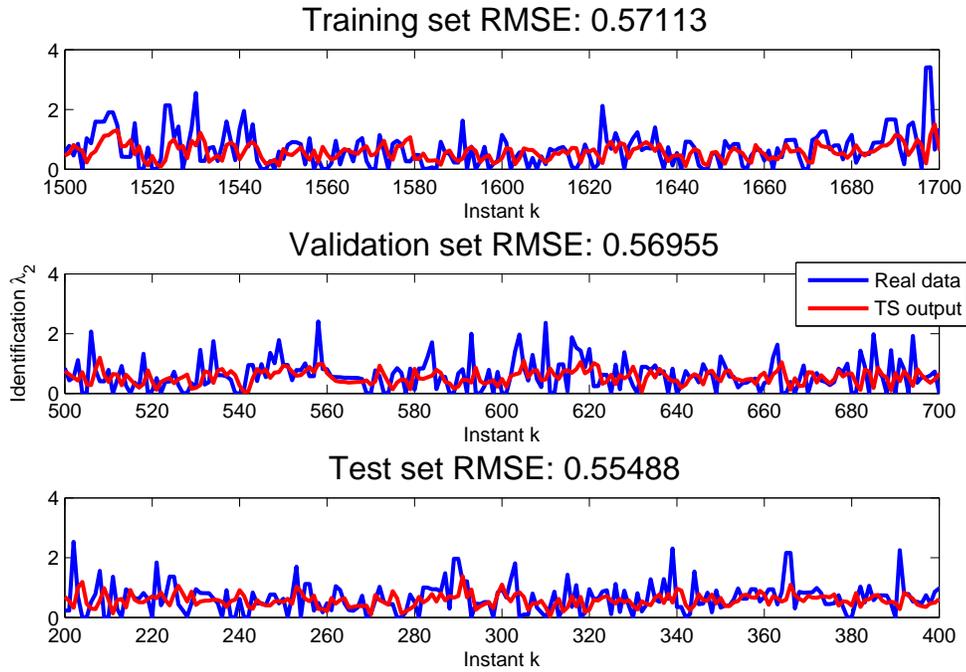


Figura 7.14: Conjuntos de identificación para  $\lambda_2$  difuso.

tendencia y oscilar en torno al valor promedio. Además, se calcula el valor promedio del tiempo de cálculo del modelo difuso por separado al controlador, para tener una noción de cuánto más hay que agregar al tiempo de MPC convencional si es que se utiliza la estrategia de control predictiva con un modelo difuso del ponderador.

Tabla 7.5: Resultados obtenidos para modelo de  $\lambda_{fuzzy}$ .

Parámetros de comparación	Unidades	MO-MPC	$\lambda(k)$ ARX	$\lambda_{fuzzy}$
THD	%	4.389	4.377	4.381
Promedio $Q_s$	VAR	0.241	0.432	0.222
Máxima $f_{sw}$	kHz	21.5	22.5	20500
Promedio $f_{sw}$	kHz	8.960	9.077	9.011
Promedio (Std) $J_1$	W	252.179 (246.503)	255.580 (237.150)	254.902 (246.198)
Promedio (Std) $J_2$	VAR	253.514 (245.041)	262.680 (259.800)	258.858 (248.700)
Función de costo $J$	[VA] <sup>2</sup>	961	937	967
Máx $T_{calc}$	$\mu s$	45.41	26.65	22.25
Promedio $T_{calc}$	$\mu s$	35.45	19.20	14.02
Promedio tiempo $\lambda_{fuzzy}$	$\mu s$	-	-	37.20

En la figura 7.15 se muestran las señales relevantes del sistema obtenidas por el modelo difuso del ponderador.

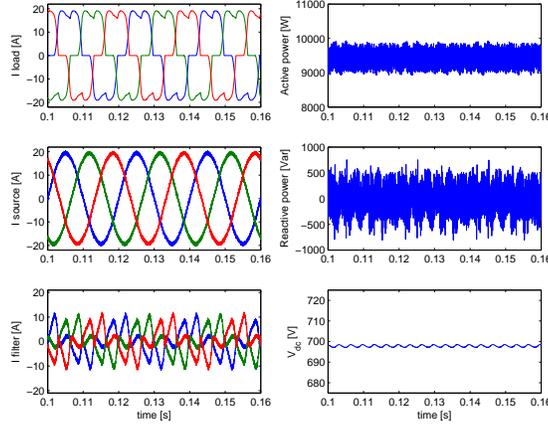


Figura 7.15: Simulación de SAPF bajo propuesta de  $\lambda_{fuzzy}$ .

En las tablas 7.6 y 7.7 se muestran los parámetros de las premisas y de las consecuencias para el modelo del ponderador. Cabe destacar que las premisas son funciones Gaussianas.

Tabla 7.6: Parámetros modelo de  $\lambda_{fuzzy}$ .

		Parámetros de las premisas			
Regla		$\lambda_2(k-1)$	$\lambda_2(k-2)$	$Q_s(k-1)$	$Q_s(k-2)$
$R_1$	$\sigma$	21,872	18,986	6176,304	1330,453
	$\mu$	$4,985 \cdot 10^{-5}$	0,7903	-310,528	-665,702
$R_2$	$\sigma$	10,448	87,940	3653,492	1759,003
	$\mu$	1,2789	3,4572	364,715	548,262
$R_3$	$\sigma$	10,350	1341,104	3786,907	1786,773
	$\mu$	1,320	0,00248	352,645	548,262

Tabla 7.7: Otros parámetros modelo de  $\lambda_{fuzzy}$ .

		Parámetros de las consecuencias			
Regla		$\lambda_2(k-1)$	$\lambda_2(k-2)$	$Q_s(k-1)$	$Q_s(k-2)$
$R_1$		7,433	3,586	0,0184	-0,0167
$R_2$		557,594	345,658	1,8253	-0,3948
$R_3$		-561,623	-347,858	-1,8383	0,4092

## 7.4. Anexo D: Criterio de solución para la optimización multi-objetivo: $\varepsilon$ – constraint

Para darle un sentido físico a la optimización multi-objetivo se propone resolver MO-MPC mediante el método de restricción- $\varepsilon$  (o bien,  $\varepsilon$ -constraint method, en inglés). Este método minimiza una función objetivo  $J_p$  y expresa las otras funciones objetivos como desigualdades  $J_i \leq \varepsilon_i$ ,  $i = 1, \dots, M$ ,  $i \neq p$  [101, 1]. El problema de este método es escoger los valores de  $\varepsilon_i$ , ya que si es muy pequeño, tal vez no habrían soluciones factibles, así como se muestra en la figura 7.16.

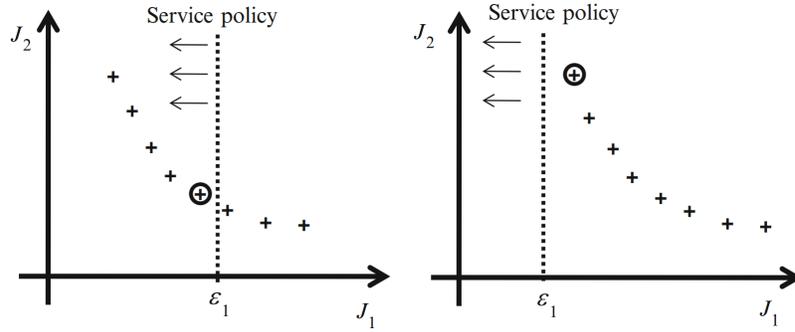


Figura 7.16: Criterio basado en el método de restricción- $\varepsilon$ : De izquierda a derecha, la primera figura es cuando se encuentra una solución factible; la segunda figura es cuando no existe un punto en la frontera de Pareto que cumpla la restricción [1].

## 7.5. Anexo E: Respuesta para ponderadores escogidos de forma arbitraria

Para lograr demostrar que el método de sintonización logra emular MO-MPC, se realizaron simulaciones con valores de  $\lambda_2$  fijos y "arbitrarios". Se escogieron  $\lambda_2(k) = \overline{\lambda_2}(k)/7 = 0.53/7 = 0.0757$  y  $\lambda_2(k) = \overline{\lambda_2}(k) \cdot 7 = 0.53 \cdot 7 = 3.71$ .

Tabla 7.8: Resultados obtenidos para  $\lambda$  arbitrario.

Parámetros de comparación		$\lambda_2 = 0.0757$	$\lambda_2 = 3.71$	$\overline{\lambda_2} = 0.53$
THD	%	4.986	4.122	3.879
Promedio $Q_s$	VAR	11.047	2.215	-1.484
Máxima $f_{sw}$	Hz	20500	20500	22500
Promedio $f_{sw}$	Hz	8960	8781.667	9100.667
Promedio (Std) $J_1$	W	176.660 (186.544)	306.365 (337.347)	235.146 (236.632)
Promedio (Std) $J_2$	Var	439.201 (469.688)	250.178 (244.316)	273.556 (280.628)
Máx $T_{calc}$	$\mu s$	22.05	21.01	23.47
Promedio $T_{calc}$	$\mu s$	10.12	10.01	10.65

Estos valores se escogieron a partir del promedio de  $\lambda_2$ , para demostrar que sintonizar FCS-MPC a partir del valor medio de la señal es más óptimo que escogerlo de forma arbitraria. En la tabla 7.8 se muestran los resultados obtenidos, se observa que si  $\lambda_2$  es pequeño los valores relacionados con la potencia reactiva ( $Q_s$  y  $J_2$ ) aumentan, caso contrario es escoger  $\lambda_2$  mayor al promedio.

## 7.6. Anexo F: MO-MPC con horizonte de predicción a $N$ pasos para un SAPF con NPC

Los algoritmos de control predictivo en convertidores, utilizan un modelo del sistema con el fin de predecir la respuesta de este ante una cierta acción de control. Se utiliza una función de costo convexa para evaluar todas las posibles acciones de control, con el fin de encontrar la que minimice esta función. Y la respuesta del sistema se puede calcular hasta un cierto horizonte de predicción, dada la velocidad de computo de los microprocesadores. Sin embargo, una predicción con un horizonte superior normalmente conduce a un mejor desempeño del controlador, en cuanto a la dinámica de la planta, y a su vez, el esfuerzo de cálculo se eleva, generando un compromiso entre el desempeño del controlador y el horizonte de predicción. Ejemplos de esta formulación se encuentran en [61, 76, 77].

En este caso, para resolver el problema se utiliza numeración explícita, es decir, se evalúan todas las acciones de control posibles para resolver la minimización, tal como se muestra en el algoritmo 2. El mayor problema es que de esta manera el esfuerzo de cálculo aumenta exponencialmente con el horizonte de predicción. Existen algunas estrategias de búsqueda más inteligentes que pueden dar lugar a una reducción significativa de los esfuerzos de cálculo, por ejemplo en [43], se presenta un inversor multinivel con 125 posibles vectores de voltaje, se propone resolver la función de costo calculándola con sólo 7 posibles vectores localizados alrededor del último vector aplicado. Adicionalmente, otras técnicas de MPC como GPC (control predictivo generalizado) pueden trabajar con grandes horizontes de predicción sin aumentar significativamente el tiempo computacional [33], ya que se calcula analíticamente el controlador y se realiza modulación PWM.

---

**Algoritmo 2** Algoritmo de control predictivo con horizonte de predicción a 4 pasos aplicado a inversores, con compensación de retardo.

---

```
1: medir  $x(k)$ 
2: for  $r = 1$  hasta 27 do
3:   predecir  $\hat{x}(k+1)$  para cada  $s_r(k)$  % Primera iteración, para compensar el retardo, la cual
   sólo se calcula una vez (ver algoritmo 1).
4:   for  $i = 1$  hasta 27 do
5:     predecir  $\hat{x}(k+2)$  para cada  $s_i(k+1)$ 
6:     for  $j = 1$  hasta 27 do
7:       predecir  $\hat{x}(k+3)$  para cada  $s_j(k+2)$ 
8:       for  $k = 1$  hasta 27 do
9:         predecir  $\hat{x}(k+4)$  para cada  $s_k(k+3)$ 
10:        for  $l = 1$  hasta 27 do
11:          predecir  $\hat{x}(k+5)$  para cada  $s_l(k+4)$ 

          resolver  $\min J(\hat{x}(k+2), \hat{x}(k+3), \hat{x}(k+4), \hat{x}(k+5))$  para cada  $s_i, s_j, s_k, s_l \rightarrow$ 
           $\mathbf{s}(k+1)$ 

12:        end for
13:      end for
14:    end for
15:  end for
16: end for

17: return  $\mathbf{s}(k)$ 

18: aplicar  $\mathbf{s}(k+1)$  y medir  $x(k+1)$ 
19: for  $i = 1$  hasta 27 do
20:   predecir  $\hat{x}(k+3)$  para cada  $s_i(k+2)$ 
21:   for  $j = 1$  hasta 27 do
22:     predecir  $\hat{x}(k+4)$  para cada  $s_j(k+3)$ 
23:     for  $k = 1$  hasta 27 do
24:       predecir  $\hat{x}(k+5)$  para cada  $s_k(k+4)$ 
25:       for  $l = 1$  hasta 27 do
26:        predecir  $\hat{x}(k+6)$  para cada  $s_l(k+5)$ 

        resolver  $\min J(\hat{x}((k+3)), \hat{x}((k+4)), \hat{x}((k+5)), \hat{x}((k+6)))$  para cada  $s_i, s_j, s_k, s_l$ 
         $\rightarrow \mathbf{s}(k+2)$ 

27:      end for
28:    end for
29:  end for
30: end for
    {el algoritmo se repite hasta el último instante  $k$ }
```

---

El problema MO-MPC con compensación de retardo, sobre un horizonte de predicción finito de largo  $N$  para el SAPF con NPC puede ser expresado como:

$$\begin{aligned}
\min_{\mathbb{S}} J(\mathbb{S}) &= \{J_1(\mathbb{S}), J_2(\mathbb{S}), J_3(\mathbb{S})\} \\
\text{donde} \\
J_1(\mathbb{S}) &= \sum_{l=2}^N \sum_{j=a,b,c} (\hat{\mathbf{i}}_j(k+l) - \hat{\mathbf{i}}_j^*(k+l))^2 \\
J_2(\mathbb{S}) &= \sum_{l=2}^N (\hat{V}_{c1}(k+l) - \hat{V}_{c2}(k+l))^2 \\
J_3(\mathbb{S}) &= \sum_{l=2}^N \sum_{i=a,b,c} (\mathbf{s}_i(k+l-1) - \mathbf{s}_i(k+l-2))^2
\end{aligned} \tag{7.11}$$

En este caso se introduce la secuencia de control  $\mathbb{S} = [\mathbf{s}(k+1), \mathbf{s}(k+2), \dots, \mathbf{s}(k+N)]^T$ , la cual representa las acciones de control para las  $N$  predicciones. Así  $\mathbb{S} = S_x^N$ , es decir, el producto cartesiano de los estados de conmutación del inversor NPC, ver la tabla 3.6.

Por otra parte, siguiendo el algoritmo 1, se tiene que en una primera etapa, se compensa el retardo de cálculo de la acción de control, seguido de un controlador predictivo estándar con horizonte de predicción igual a  $N = 1$ . Por lo tanto, es por eso que para  $k + 2$  se considera una predicción a un paso [56].

A continuación, se muestran los resultados obtenidos para MO-MPC con un horizonte de predicción a 4 pasos con compensación de retardo para un SAPF con NPC. Dado que se resuelve con enumeración explícita la cantidad de combinaciones totales es de  $27^4$ , es decir, de 27 por cada predicción.

La tabla 7.9 muestra los errores de predicción para el voltaje de los capacitores de NPC, es decir, el valor predicho menos el valor real. Se observa que el RMSE y el MAE son muy pequeños (menores al 0.03 % de la señal) considerando que  $V_{c1}$  y  $V_{c2}$  son del orden de los 350 [V]. Además, el RMSE para ambos voltajes va en aumento, ya que desde un paso hasta dos pasos, este aumenta 10 veces aproximadamente. Hasta 3 pasos el error aumenta 18 veces; y a 4 pasos el error aumenta 21 veces. De igual forma para el MAE.

Tabla 7.9: Indicadores para el error de predicción de voltaje de los capacitores de NPC

	Unidad [V]	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos
$V_{c1}$	RMSE	0.0047	0.0460	0.0853	0.0997
	MAE	0.0031	0.0347	0.0620	0.0777
$V_{c2}$	RMSE	0.0046	0.0408	0.0869	1.0227
	MAE	0.0031	0.02719	0.0608	0.0711

En la tabla 7.10 se tienen los errores de predicción para la corriente de compensación del SAPF para cada fase. En este caso el máximo RMSE alcanza un 7% del valor de la señal, considerando que la corriente de compensación posee una amplitud máxima de 11 [A] aproximadamente. Se debe notar que el RMSE aumenta hasta 70 veces, mientras que el MAE hasta 100

veces, con respecto a la predicción a un paso. En la figura 7.17 se puede observar gráficamente el comportamiento descrito.

Tabla 7.10: Indicadores para el error de predicción de corriente de compensación

	Unidad [A]	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos
fase <i>a</i>	RMSE	0.0128	0.4250	0.6948	0.7612
	MAE	0.0063	0.3596	0.4383	0.6012
fase <i>b</i>	RMSE	0.0124	0.4236	0.6954	0.7651
	MAE	0.0061	0.3578	0.4386	0.6016
fase <i>c</i>	RMSE	0.0129	0.4246	0.6970	0.7711
	MAE	0.0061	0.3591	0.4403	0.6071

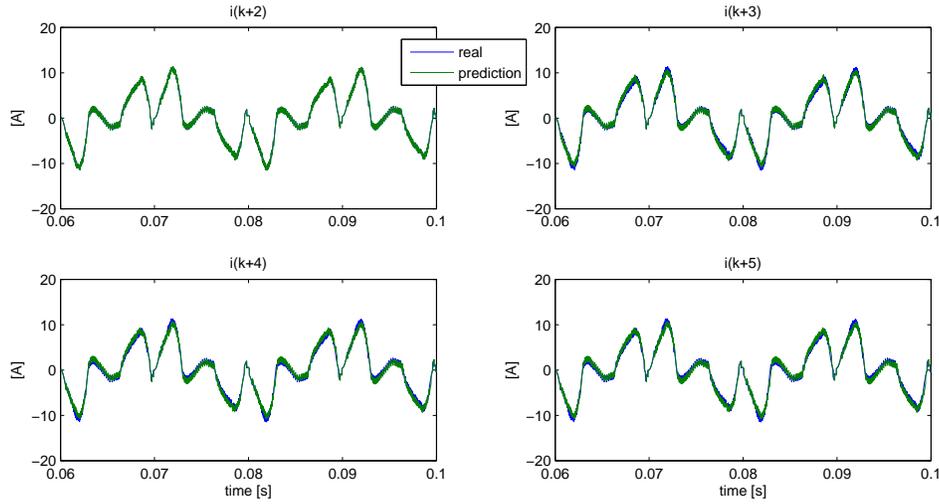


Figura 7.17: Predicción de corriente de compensación para uno, dos, tres y cuatro pasos (respectivamente,  $\hat{i}(k+2)$ ,  $\hat{i}(k+3)$ ,  $\hat{i}(k+4)$ ,  $\hat{i}(k+5)$ ).

Para evaluar la calidad del modelo de predicción de la corriente de compensación, en la tabla 7.11 se muestran los indicadores para la predicción del voltaje de la carga del sistema SAPF. Se ve claramente que el RMSE alcanza hasta un 0.000004% de la señal, sabiendo que esta es senoidal con una amplitud de 311 [V]. Por lo tanto, como el error es muy pequeño, no se considera como una variable relevante para la predicción de voltaje.

Tabla 7.11: Indicadores para la predicción del voltaje de la carga ( $V_L$ )

	Unidad [V]	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos
fase <i>a</i>	RMSE	0,00005	0,00022	0,00056	0,00113
	MAE	0,00005	0,00020	0,00051	0,00102
fase <i>b</i>	RMSE	0,00005	0,00022	0,00057	0,00114
	MAE	0,00005	0,00021	0,00051	0,00102
fase <i>c</i>	RMSE	0,00005	0,00022	0,00057	0,00114
	MAE	0,00005	0,00021	0,00051	0,00102

Para estudiar el desempeño del controlador se analiza la predicción de la referencia de corriente de compensación. En la tabla 7.12 se observa que el RMSE alcanza un valor de 4% con

respecto a la señal original, la cual posee una amplitud de 11 [V]. Por su parte, el MAE alcanza un valor de un 3.3 %.

Tabla 7.12: Indicadores para la predicción de la referencia de corriente de compensación

	Unidad [A]	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos
fase <i>a</i>	RMSE	0.1958	0.2518	0.3896	0.4842
	MAE	0.1486	0.2086	0.2961	0.3693
fase <i>b</i>	RMSE	0.1961	0.2481	0.3899	0.4842
	MAE	0.1487	0.2007	0.2965	0.3693
fase <i>c</i>	RMSE	0.1973	0.2473	0.3924	0.4877
	MAE	0.1499	0.2019	0.2987	0.3722

En la tabla 7.13 se puede apreciar el comportamiento del error de la corriente de compensación real del inversor con respecto a la referencia, es decir,  $(\mathbf{i} - \mathbf{i}^*)$ . Se observa que a medida que aumenta la predicción de la corriente disminuye el error, vale decir, el seguimiento es mejor. Por su parte el controlador PI tiene un RMSE y MAE mucho más grande que MO-MPC a un paso.

Tabla 7.13: Indicadores para el error de corriente de compensación

		MO-MPC				
	Unidad [A]	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	PI + PWM
fase <i>a</i>	Promedio	-0.00588	-0.00260	-0.00206	-0.00149	-0.00219
	RMSE	0.49124	0.48350	0.46633	0.46403	0.96695
	MAE	0.40917	0.40052	0.39281	0.39173	0.81214
fase <i>b</i>	Promedio	-0.00582	0.00438	0.00067	0.00078	-0.00218
	RMSE	0.49157	0.48489	0.46385	0.46211	0.95883
	MAE	0.41043	0.40261	0.39118	0.38937	0.80379
fase <i>c</i>	Promedio	0.00283	0.00218	0.00224	0.00297	-0.00215
	RMSE	0.49269	0.48103	0.46381	0.46325	0.96207
	MAE	0.41082	0.40323	0.39081	0.39055	0.81327

Por otro lado, en la tabla 7.14 se muestran los resultados obtenidos para la diferencia de voltaje en los capacitores de NPC, es decir,  $V_{c1} - V_{c2}$ . Se observa que a medida que aumenta el horizonte de predicción el promedio de la diferencia es cada vez más cercano a cero, lo que quiere decir que los capacitores poseen menor desequilibrio, mejorando el desempeño del inversor. Además, los valores máximos y mínimos de esta diferencia son cada vez menores a 2 [V], cumpliendo con los requisitos de la solución del problema multi-objetivo. Por último, el controlador PI posee una diferencia de voltaje mayor en promedio a MO-MPC y alcanza hasta los 3 [V] de diferencia de voltaje.

Finalmente, los resultados obtenidos se muestran en la tabla 7.15. Se puede desprender que a medida que aumenta el horizonte de predicción el THD y la frecuencia de conmutación disminuyen. Sin embargo, el tiempo computacional aumenta exponencialmente, haciendo que el problema no se logre implementar. Con respecto al controlador PI, se observa que MO-MPC es mejor en todos los aspectos, exceptuando el tiempo de computo. En síntesis, se puede decir que si aumentamos las predicciones para el control, el sistema posee una leve mejora, tal como se observa en la literatura, ver [57].

Tabla 7.14: Diferencia de voltaje entre capacitores de NPC

Unidad [V]	MO-MPC				PI + PWM
	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	
Promedio	0.7860	0.6883	0.5382	-0.3896	1.4695
Mínimo	-1.7554	-1.4536	-1.0287	-1.9975	0.0976
Máximo	2.3811	2.2828	2.0881	1.1916	3.1961

Tabla 7.15: Resultados para NPC

Parámetros	Unidades	MO-MPC				PI + PWM
		1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	
THD	%	3.653	3.629	3.556	3.305	2.823
Promedio $Q_s$	VAR	1.320	1.533	2.016	2.968	0.575
Máxima $f_{sw}$	Hz	16000	16000	13500	13000	10000
Promedio $f_{sw}$	Hz	4142	4110	3955	3825	10000
Máx $T_{calc}$	seg	$490.35 \cdot 10^{-6}$	0.0269	0.4055	18.144	$9.29 \cdot 10^{-6}$
Promedio $T_{calc}$	seg	$285.88 \cdot 10^{-6}$	0.0116	0.3691	14.216	$7.78 \cdot 10^{-6}$

## 7.7. ANEXO G: Conceptos básicos en convertidores

A continuación se describen los conceptos previos relacionados con los inversores para tener una idea más clara acerca del trabajo de investigación.

### 7.7.1. A. Distorsión armónica

Una onda distorsionada, está formada por una onda fundamental, a la que superponen ondas de frecuencia múltiplos de la frecuencia fundamental. Estas ondas superpuestas reciben el nombre de armónicos de orden superior. En la figura 7.18 se muestra la generación de una onda sinusoidal pura con tercer armónico. Cada armónico tiene fase, amplitud y orden [10].

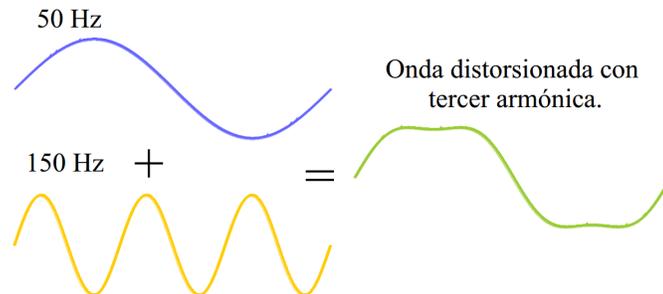


Figura 7.18: Ejemplo de generación de una onda sinusoidal con tercer armónico

La salida de los inversores se acompaña de armónicas indeseables, como resultado de la naturaleza de conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia. Es por ello que con los algoritmos de control es de vital importancia eliminar armónicas en la señal, dados los

efectos adversos que estas provocan, tanto en la red eléctrica así como en algunos equipos que se alimentan con formas de onda distorsionadas. Algunos de los problemas que provocan son: sobrecalentamiento de cables, motores y transformadores; corrientes excesivas en el neutro; fenómenos de resonancia; entre otros [7].

El parámetro que se utilizará en este trabajo para medir el nivel de contaminación armónica que presenta una onda distorsionada con respecto a una senoide ideal, se define como [8]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_2^{\infty} I_h^2}}{I_1} * 100 \% \quad (7.12)$$

donde  $I_1$  es la amplitud de la componente fundamental;  $I_h$  es la amplitud del armónico  $h$ .

El estándar IEEE 519 proporciona límites permitidos máximos de las armónicas presentes en la onda de salida del convertidor, en operación normal del sistema, como se muestra en la tabla 7.16

Tabla 7.16: Límites de distorsión de voltaje según el estándar IEEE - 519 [7]

Tensión de entrada	THD [%]
<69 kV	5.0
>69 kV y <161 kV	2.5
>161 kV	1.5

### 7.7.2. B. Frecuencia de conmutación

Se entenderá por frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) al máximo número posible de pulsos discretos que el controlador entregará hacia el inversor por segundo. Dado que algunas estrategias de control poseen una  $f_{sw}$  variable por cada ciclo, esta se calculará de forma tal de contar cuantas veces en promedio los semiconductor del convertidor en cada pierna pasan del estado 0 (apagado) a 1 (encendido), y viceversa, dentro de una ventana de tiempo. Por ejemplo, para un inversor de trifásico de dos niveles y tres piernas, se tendrá que  $f_{sw}$  promedio se calcula como:

$$\overline{f_{sw}} = \frac{f_{sw\ a} + f_{sw\ b} + f_{sw\ c}}{3} \quad (7.13)$$

donde  $f_{sw\ x}$ ,  $x = \{a, b, c\}$ , representa la frecuencia de conmutación para la fase  $a$ ,  $b$  y  $c$ , respectivamente.

Se debe mencionar que a mayor frecuencia de conmutación se producen mayores pérdidas. Esto es debido a que la transición entre el estado de apagado al de encendido de un semiconductor no es instantánea; es del orden de microsegundos, tiempo en el cual existe simultáneamente tensión y corriente entre los terminales del semiconductor, por lo que se disipa potencia, además de calor.

### 7.7.3. C. Inversor multinivel

Los inversores multinivel son aquellos capaces de entregar en la salida formas de onda alterna de mayores o iguales a tres niveles [38]. Las características principales de estos convertidores son: i) múltiples entradas continuas permiten aumentar varias veces el voltaje de salida del inversor empleando menos interruptores que un inversor convencional; ii) La salida del inversor presenta un contenido armónico menor que el que se logra con un inversor convencional. Si se dispone de un número infinito de niveles se podría tener un THD igual a cero; iii) Pueden operar eficientemente a bajas frecuencias de conmutación, reduciendo así las pérdidas por este efecto y teniendo un mejor rendimiento; iv) Dado el poco contenido armónico requieren filtros de menor tamaño y costo, por ende la respuesta dinámica es más rápida [38, 55].