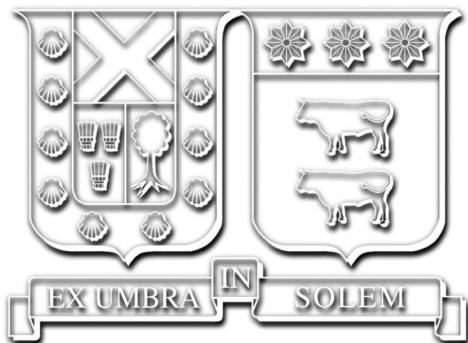


Universidad Técnica Federico Santa María  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Valparaíso, Chile

---



# Implementación de un esquema RMPC modificado en un Convertidor Flying Capacitor

---

Álvaro L. Ortiz Fernández

---

2023

Requisito parcial para obtener el título de:  
Ingeniero Civil Electricista

Requisito parcial para obtener el grado de:  
Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica

Profesor Guía:

Dr. Pablo A. Lezana Illesca (UTFSM)

Comisión:

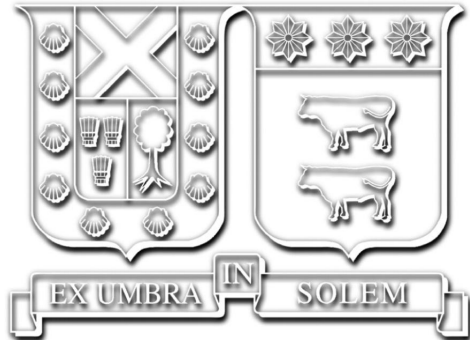
Dra. Margarita A. Norambuena Valdivia (UTFSM)

Dr. Ricardo Aguilera Echeverría (UTS, Sidney)

Valparaíso, 23 de Agosto.

Universidad Técnica Federico Santa María  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Valparaíso, Chile

---



# Implementación de un esquema RMPC modificado en un Convertidor Flying Capacitor

---

Álvaro L. Ortiz Fernández

---

2023

*“Solo mediante la prudencia, la sabiduría y la destreza se alcanzan grandes metas y se superan obstáculos. Sin estas cualidades, nada tiene éxito.”*  
— Napoleón Bonaparte

# Agradecimientos

Expreso sinceramente mi agradecimiento a todas las personas e instituciones que han brindado su apoyo incondicional durante el desarrollo de esta tesis.

En primer lugar, deseo transmitir mi más profunda gratitud a mis padres, quienes han sido la constante columna de apoyo no solo en el transcurso de la elaboración de esta tesis, sino durante toda mi vida. Gracias a su amor incansable, su fe inquebrantable en mis capacidades y su constante respaldo, he obtenido las herramientas necesarias para superar los obstáculos y avanzar en mi desarrollo personal y académico.

Me gustaría agradecer especialmente a mis amigos de toda la vida, Fernanda, Daniel, Gabriel y Vicente. Su amistad y apoyo han sido invaluable en cada paso que he tomado. Han estado presentes en mis momentos más desafiantes y triunfos más significativos.

Además, no puedo dejar de reconocer a mis amigos adquiridos durante mi etapa universitaria. Han sido compañeros de viaje, brindándome su apoyo y aliento durante cada etapa de la carrera, compartiendo junto a mí las largas jornadas de estudio y los desafíos que enfrentamos juntos.

En el ámbito académico, quiero expresar mi gratitud más sincera a los profesores Pablo Lezana, Margarita Norambuena, Alejandro Angulo, Jorge Juliet y Andrés Mora. Su dedicación, guía y orientación han sido fundamentales en mi formación. Un agradecimiento especial a los profesores Lezana y Norambuena por su valiosa mentoría durante el desarrollo de esta tesis.

Deseo extender mi gratitud a todos mis compañeros del LIAcE, en particular a Cristóbal, Mark y Mix. No solamente quiero reconocer su colaboración y apoyo en el desarrollo de esta tesis, sino también su compañía. Las risas compartidas durante las largas jornadas y los almuerzos en el laboratorio hicieron mi experiencia mucho más amena y llevadera.

Además, quiero expresar mi agradecimiento al Proyecto FONDECYT 1191339 y al Centro Avanzado de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (AC3E) a través del proyecto basal. Su generoso financiamiento ha hecho posible la realización de esta investigación. Su respaldo económico ha sido un pilar fundamental para el éxito de este trabajo.

Por último, deseo expresar mi agradecimiento al personal del pañol por su constante disposición y amabilidad, siempre dispuestos a ayudarnos en todas nuestras necesidades.

A cada uno de ustedes, gracias de corazón por ser parte integral de este hito tan importante en mi carrera académica.

# Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	i
Índice de Figuras	iii
Índice de Tablas	vi
<b>1</b> <b>Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2</b> <b>Convertidores Multinivel</b>	<b>4</b>
2.1    Neutral Point Clamped . . . . .	4
2.2    Cascaded H-bridge . . . . .	5
2.3    Flying Capacitor Converter . . . . .	7
2.3.1    Modelo matematico del Flying Capacitor Converter de 3 celdas . . . . .	8
<b>3</b> <b>Esquemas de control en convertidores Flying Capacitor</b>	<b>10</b>
3.1    Control Lineal . . . . .	10
3.1.1    Phase Shifted PWM . . . . .	11
3.2    Model Predictive Control . . . . .	13
3.2.1    Phase-Shifted MPC . . . . .	15
3.2.2    Finite Control Set MPC . . . . .	17
3.2.3    Finite Control Set aplicado al FCC . . . . .	18
3.2.4    Reduced Model Predictive Control . . . . .	20
<b>4</b> <b>Propuesta de esquema control</b>	<b>23</b>
4.1    Motivación . . . . .	23
4.2    Esquema propuesto . . . . .	24
4.2.1    Funciones de costo propuestas . . . . .	28
4.2.1.a    Criterio adicional de pérdidas . . . . .	29
4.2.1.b    Criterio adicional de tensión de modo común . . . . .	29
4.2.1.c    Banda de voltaje . . . . .	30
4.3    Simulación . . . . .	30
4.3.1    Ajuste factores de peso . . . . .	32
4.3.1.a    MPC propuesto base . . . . .	32
4.3.1.b    MPC propuesto incluyendo criterio de pérdidas . . . . .	33
4.3.1.c    MPC propuesto incluyendo criterio de tensión de modo común . . . . .	35
4.3.1.d    MPC propuesto incluyendo criterio de pérdidas y tensión de modo común . . . . .	36

---

4.4	Resultados simulaciones . . . . .	40
4.4.1	Ensayo de carga inicial . . . . .	40
4.4.2	Ensayo de escalón de corriente . . . . .	40
4.4.3	Ensayo de Perturbación de la Tensión en el DC-link . . . . .	41
4.4.4	Ensayo en estado estacionario . . . . .	42
<b>5</b>	<b>Implementación experimental del esquema propuesto.</b>	<b>45</b>
5.1	Banco de pruebas . . . . .	45
5.1.1	Plataforma de control . . . . .	46
5.2	Resultados experimentales . . . . .	49
5.2.1	Tiempo de cálculo . . . . .	49
5.2.2	Carga inicial . . . . .	49
5.2.3	Escalón de corriente . . . . .	52
5.2.4	Estado estacionario . . . . .	52
<b>6</b>	<b>Conclusiones.</b>	<b>57</b>
	<b>Apendices</b>	<b>58</b>
<b>A</b>	<b>Códigos simulacion</b>	<b>58</b>
<b>B</b>	<b>Códigos implementacion</b>	<b>64</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>75</b>

# Índice de Figuras

1.1	Convertidores Multinivel . . . . .	3
2.1	Convertidor NPC de 3 niveles . . . . .	5
2.2	CHB con $n$ celdas por fase. . . . .	6
2.3	Flying Capacitor Converter . . . . .	7
3.1	Control lineal con modulación . . . . .	11
3.2	Estrategia de modulación PS-PWM . . . . .	12
3.3	Tensión de salida en un FCC al utilizar PS-PWM . . . . .	12
3.4	Balance de tensiones en los condensadores utilizando PS-PWM . . . . .	13
3.5	Clasificaciones de las estrategias MPC aplicadas a los convertidores [1] . . . . .	14
3.6	Esquema de funcionamiento MPC . . . . .	15
3.7	Triangulares utilizadas para el caso de un FCC monofásico de 3 celdas [2] . . . . .	16
3.8	Esquema FCS-MPC para un FCC de 3 celdas [3] . . . . .	18
3.9	Esquema Reduced MPC [3] . . . . .	20
4.1	Hexágono de vectores de tensión . . . . .	25
4.2	Esquema propuesto . . . . .	25
4.3	Dos niveles de redundancia . . . . .	27
4.4	Diagrama de flujo etapa 1 . . . . .	28
4.5	Diagrama de flujo etapa 2 . . . . .	28
4.6	Banda propuesta para el control . . . . .	30
4.7	Sistema simulado en PLECS <sup>®</sup> . . . . .	31
4.8	Fase del FCC simulado . . . . .	31
4.9	Resultado de las simulaciones para las tensiones en los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a) $\lambda_{c2} = 0.1$ , (b) $\lambda_{c2} = 1$ , (c) $\lambda_{c2} = 10$ . . . . .	33
4.10	Resultado de las simulaciones para las Corrientes de la carga durante la carga inicial: (a) $\lambda_{c2} = 1$ , (b) $\lambda_{c2} = 0.1$ , (c) $\lambda_{c2} = 10$ . . . . .	33
4.11	Resultado de las simulaciones para las tensiones en los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a) $\lambda_s = 5$ , (b) $\lambda_s = 50$ , (c) $\lambda_s =$ $500$ , (d) $\lambda_s = 5000$ . . . . .	34
4.12	Resultado de las simulaciones para las Corrientes de la carga durante la carga inicial: (a) $\lambda_s = 5$ , (b) $\lambda_s = 50$ , (c) $\lambda_s = 500$ , (d) $\lambda_s = 5000$ . . . . .	34
4.13	Resultado de las simulaciones para las tensiones de los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a) $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b) $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c) $\lambda_{nN} =$ $0.1$ , (d) $\lambda_{nN} = 1$ . . . . .	36
4.14	Resultado de las simulaciones para la tensión de modo común durante la carga inicial: (a) $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b) $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c) $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d) $\lambda_{nN} = 1$ . . . . .	37

4.15	FFT de la tensión de modo comun: (a) $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b) $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c) $\lambda_{nN} = 0.1$ ,(d) $\lambda_{nN} = 1$ . . . . .	37
4.16	Resultado de las simulaciones para las tensiones de los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a) $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b) $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c) $\lambda_{nN} = 0.1$ ,(d) $\lambda_{nN} = 1$ . . . . .	38
4.17	Resultado de las simulaciones para la tensión de modo común durante la carga inicial: (a) $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b) $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c) $\lambda_{nN} = 0.1$ ,(d) $\lambda_{nN} = 1$ . . . . .	38
4.18	FFT de la tensión de modo comun: (a) $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b) $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c) $\lambda_{nN} = 0.1$ ,(d) $\lambda_{nN} = 1$ . . . . .	39
4.19	Resultados experimentales para las corrientes de carga durante la carga inicial: (a)FCS-MPC tradicional, (b)RMPC, (c)MPC propuesto base, (d)MPC propuesto completo, (e)MPC propuesto con banda de tolerancia . . . . .	41
4.20	Resultados experimentales para las tensiones de los condensadores durante la carga inicial: (a)FCS-MPC tradicional, (b)RMPC, (c)MPC propuesto base, (d)MPC propuesto completo, (e)MPC propuesto con banda de tolerancia . . . . .	42
4.21	Resultados de la simulación para las corrientes de carga durante el cambio escalonado de corriente de 9A a $-9A$ : (a) FCS-MPC tradicional, (b) RMPC, (c) MPC propuesto base, (d) MPC propuesto completo, (e) MPC propuesto con banda de tolerancia . . . . .	43
4.22	Resultados de la simulación para las tensiones de los condensadores durante el ensayo de perturbación: (a) FCS-MPC tradicional, (b) RMPC, (c) MPC propuesto base, (d) MPC propuesto completo, (e) MPC propuesto con banda de tolerancia . . . . .	44
4.23	Frecuencia promedio de conmutación para distintas corrientes . . . . .	44
4.24	Distorsión armónica total para distintas corrientes . . . . .	44
5.1	Esquema del banco de pruebas . . . . .	45
5.2	Banco de pruebas . . . . .	46
5.3	Convertidor utilizado . . . . .	47
5.4	Plataforma digital . . . . .	48
5.5	Resultados experimentales para las corrientes de la carga durante carga inicial: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	50
5.6	Resultados experimentales para las tensiones de los condensadores durante carga inicial(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	50
5.7	Resultados experimentales para la tensión de la carga durante carga inicial: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	51
5.8	Resultados experimentales para la tensión de modo común durante carga inicial(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	51
5.9	Resultados experimentales para la corriente de salida durante el escalón de corriente: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	52
5.10	Resultados experimentales para la tensión de los condensadores durante el escalón de corriente:(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	53

5.11	Resultados experimentales para la tensión de la carga durante el escalón de corriente:(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	53
5.12	Resultados experimentales para la tensión de modo común durante el escalón de corriente:(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	54
5.13	FFT de la corriente de salida para una referencia de 3A(derecha) y 9A(izquierda): (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	55
5.14	FFT de la tensión de la carga para una corriente de referencia de 3A(derecha) y 9A(izquierda):(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	56
5.15	FFT de la tensión de modo común para una corriente de referencia de 3A(derecha) y 9A(izquierda):(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia . . . . .	56

# Índice de Tablas

2.1	Estados de conmutación y tensiones de salida 3L-NPC . . . . .	5
2.2	Estados de conmutación y tensiones de salida de un puente H . . . . .	6
2.3	Estados de conmutación y tensiones de salida FCC. . . . .	8
3.1	Combinaciones de estados de computación redundantes, bajo el supuesto de tensiones balanceadas . . . . .	21
4.1	Parámetros simulación . . . . .	31
4.2	Efecto del factor $\lambda_s$ en estado estacionario . . . . .	35
4.3	Efecto del factor $\lambda_{nN}$ en estado estacionario . . . . .	39
5.1	Parámetros del banco de pruebas . . . . .	46
5.2	Tiempo de cálculo . . . . .	49
5.3	Frecuencia de conmutación promedio de cada semiconductor para distintos puntos de operación . . . . .	54
5.4	Distorsión armónica para la tensión y corriente de salida, para distintos puntos de operación . . . . .	55

# Resumen

En los últimos años, la electrónica de potencia ha experimentado un crecimiento significativo debido al desarrollo de las energías renovables y la aparición de tecnologías como la electromovilidad y los sistemas de transmisión HVDC. Esto ha impulsado el desarrollo de convertidores que sean capaces de satisfacer los diversos requisitos de estas aplicaciones. Los convertidores multinivel se han consolidado como una tecnología clave en este contexto, ya que permiten alcanzar los niveles de potencia, tensión y otros requisitos necesarios para estas tecnologías.

El uso de estos convertidores requiere el empleo de técnicas de control avanzadas, lo que ha llevado al desarrollo de diversas estrategias para abordar este desafío. Uno de los métodos principales es el Model Predictive Control (MPC), el cual presenta varias ventajas que lo convierten en una opción sólida para los convertidores multinivel. Entre los principales beneficios de este esquema de control se encuentran su capacidad para incorporar no linealidades de manera sencilla y su habilidad para manejar el control multivariable sin que la formulación se vuelva excesivamente complicada. Sin embargo, es importante tener en cuenta que este tipo de estrategias puede tener un alto costo computacional cuando se utilizan en convertidores con un gran número de semiconductores, lo que podría limitar su viabilidad en algunos casos.

En este estudio, se propone el desarrollo de un esquema de MPC con un costo computacional reducido al aprovechar las redundancias presentes en ciertas topologías de convertidores, específicamente en el Flying Capacitor Converter (FCC).

Los resultados obtenidos serán validados mediante simulaciones y pruebas experimentales utilizando un FCC trifásico de 3 celdas con una potencia de 5 kW, alimentando una carga pasiva RL.

# Capítulo 1

## Introducción

Durante las últimas décadas, la electrónica de potencia ha experimentado un desarrollo sostenido debido al creciente interés en las fuentes de energía renovable como la solar y la eólica, y al surgimiento de aplicaciones innovadoras como la electromovilidad y los sistemas de transmisión HVDC. Estas nuevas aplicaciones poseen requisitos exigentes de eficiencia, confiabilidad y rendimiento, lo que ha impulsado el desarrollo de diferentes tipos de convertidores capaces de satisfacer dichas necesidades [4–14]. En este escenario, las topologías multinivel han emergido como una solución prometedora, dada su capacidad para alcanzar los niveles de potencia y tensión requeridos.

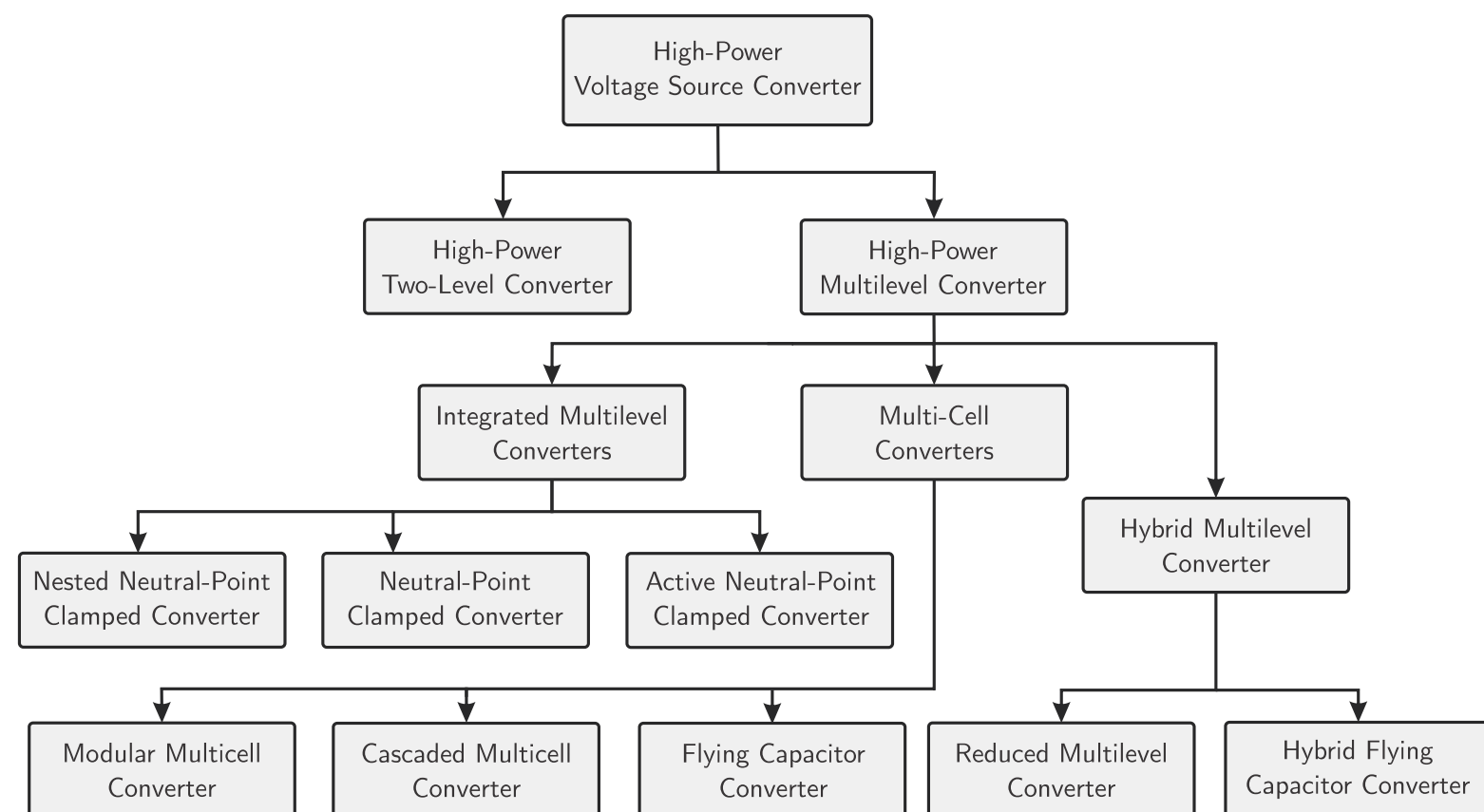
Estas topologías, sin embargo, presentan un conjunto de ventajas y desafíos únicos. Por un lado, ofrecen una menor tasa de cambio de voltaje ( $\frac{dv}{dt}$ ) en el modo común, una calidad superior de voltaje de salida, una menor distorsión armónica y una reducción en el requerimiento de filtros. Por otro lado, la operación de estas topologías es más compleja, ya que demanda esquemas de control y/o modulación más sofisticados.

Las topologías multinivel clásicas, que han sido ampliamente aceptadas en la industria, incluyen el Cascaded H-bridge (CHB) [15, 16], el Neutral Point Clamped (NPC) [17], y el Flying Capacitor Converter (FCC) [18]. Adicionalmente, existen topologías híbridas [19–24], que fusionan las propiedades de las topologías mencionadas anteriormente. Esta clasificación se puede observar en la Figura 1.1.

Controlar las topologías multinivel, como el NPC y el FCC, implica no solo regular la corriente de salida, sino también controlar las tensiones internas, lo que es crucial para asegurar el correcto funcionamiento del convertidor. Debido a esto, estos sistemas se caracterizan por ser complejos, multivariables y no lineales, lo que requiere estrategias de control robustas y flexibles.

Para el control de estas topologías, se han propuesto distintos esquemas. Aunque el control lineal junto con alguna variante de Pulse Width Modulation (PWM) ha sido la opción más común, este no asegura un rendimiento óptimo en todas las situaciones, especialmente cuando se enfrenta a la complejidad inherente a los sistemas no lineales. En respuesta a esta necesidad, el Model Predictive Control (MPC) ha surgido como una técnica de control altamente prometedora para los convertidores multinivel.

El MPC fue propuesto a fines de los años 70 [25, 26], pero su adopción en la electrónica de potencia se vio limitada inicialmente por su elevado costo computacional. Sin embargo, gracias al desarrollo de la industria de los microprocesadores y al creciente interés en las



**Figura 1.1:** Convertidores Multinivel

topologías multinivel, el MPC ha experimentado un resurgimiento [1, 7, 27–29].

En general, los esquemas de control MPC seleccionan la entrada óptima para un sistema resolviendo un problema de optimización que minimiza una función de coste. Estos esquemas son capaces de controlar sistemas con múltiples entradas y salidas (MIMO), ofrecen respuestas dinámicas más rápidas que el control lineal, e incorporan las no linealidades del sistema de forma intuitiva.

Los esquemas de MPC se pueden clasificar según el tipo de problema de optimización que resuelven. Algunos utilizan variables de decisión continuas (Continuous-Control-Set) y necesitan de un esquema de modulación, como la modulación sinusoidal PWM o la modulación por vector espacial (SVM), para obtener los estados de conmutación de los semiconductores. Por otro lado, otros esquemas de MPC utilizan variables de decisión discretas (Finite-Control-Set), donde el problema de optimización selecciona directamente los estados de conmutación de los semiconductores.

La principal complicación de estos esquemas es la alta carga computacional necesaria para su aplicación en convertidores multinivel debido a la gran cantidad de semiconductores y, por consiguiente, la abundancia de posibles estados para las variables de decisión. Para superar este desafío, se han propuesto diferentes enfoques, tales como el uso de técnicas de optimización más eficientes, o la descomposición del problema en etapas, aprovechando las redundancias inherentes a los convertidores multinivel.

En este trabajo, se propone un esquema de MPC con un costo computacional reducido que aprovecha las redundancias presentes en el FCC, e incorpora elementos adicionales en el problema de optimización para mejorar el rendimiento en estado estacionario en términos de pérdidas y reducción del contenido armónico del voltaje de modo común. Los resultados obtenidos serán validados experimentalmente en un FCC trifásico de 3 celdas con una potencia de 5 kW, alimentando una carga pasiva RL.

# Capítulo 2

## Convertidores Multinivel

Los convertidores electrónicos son dispositivos que permiten modificar las características de la energía eléctrica para adaptarla a necesidades específicas. Estos equipos permiten el flujo de energía eléctrica desde la entrada hasta la salida, ajustando propiedades como la amplitud y la frecuencia en conformidad con los requerimientos de la carga o el sistema eléctrico.

Dependiendo de la naturaleza de la energía eléctrica a la entrada y a la salida del convertidor, estos dispositivos se pueden clasificar en diferentes tipos. Los inversores son aquellos que transforman la energía de corriente continua (CC) a corriente alterna (CA), mientras que los rectificadores llevan a cabo la conversión inversa, es decir, desde la corriente alterna a la corriente continua. Además, hay convertidores que permiten el flujo de energía en ambos sentidos, por lo que pueden funcionar como rectificadores o inversores según las condiciones de operación.

Dentro de estas categorías, los convertidores multinivel han ganado un interés significativo debido a sus ventajas en términos de calidad de la energía, eficiencia y la capacidad de manejar altas tensiones. Estas propiedades los hacen especialmente adecuados para aplicaciones en sistemas de energía renovable, transporte eléctrico, y en el procesamiento de la energía eléctrica a gran escala. Sin embargo, la operación y el control de estos convertidores presentan retos significativos debido a su complejidad y a la cantidad de interruptores que se deben gestionar.

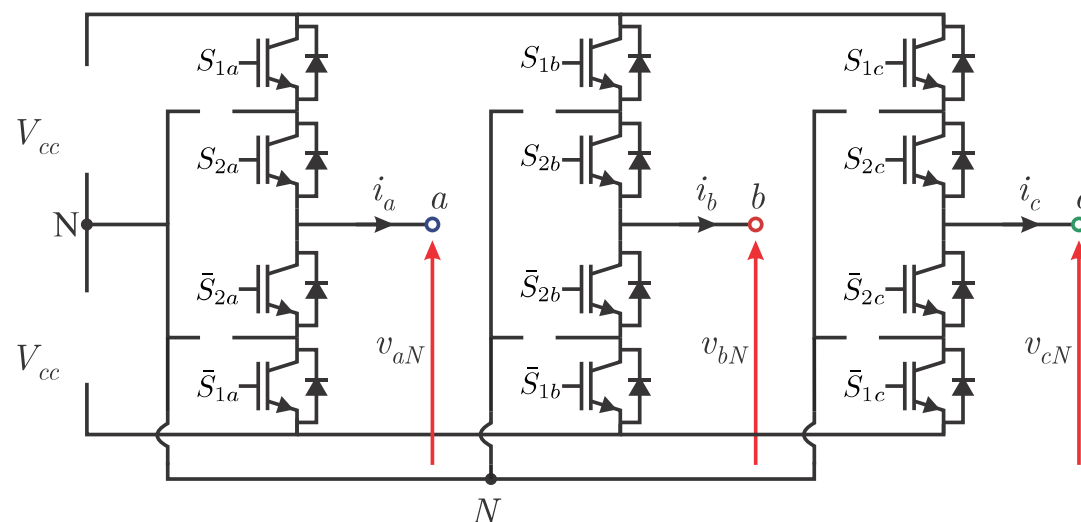
A continuación, se presentarán las topologías clásicas de convertidores multinivel. Analizaremos sus características esenciales, ventajas y desventajas.

### 2.1 Neutral Point Clamped

El convertidor *Neutral Point Clamped* (NPC), es considerado el primer convertidor multinivel, este fue propuesto por Nabae en [17] a comienzo de los años 80s. Este convertidor es altamente utilizado en la industria en su forma de 3 niveles, presentándose como la principal alternativa al convertidor de 2 niveles para aplicaciones de media tensión.

La figura 2.1 muestra la versión de 3 niveles de esta topología. Este está compuesto por una pierna por fase, cada una con 4 semiconductores de conmutación forzada y 2 diodos de enclavamiento que permiten conectar el punto neutro del DC-link con la carga.

En la tabla 2.1 se presentan los valores de tensión que se generan entre la salida ( $x$ ) y el punto


**Figura 2.1:** Convertidor NPC de 3 niveles

neutro del convertidor ( $N$ ) en función del estado de conmutación de los semiconductores de la pierna respectiva.

Estado de conmutación ( $S_{1x}, S_{2x}$ )	Tensión de salida $v_{xN}$
(0, 0)	$-V_{cc}$
(0, 1)	0
(1, 1)	$V_{cc}$

**Tabla 2.1:** Estados de conmutación y tensiones de salida 3L-NPC

A continuación, se presentan las principales ventajas y desventajas del NPC.

**Ventajas:**

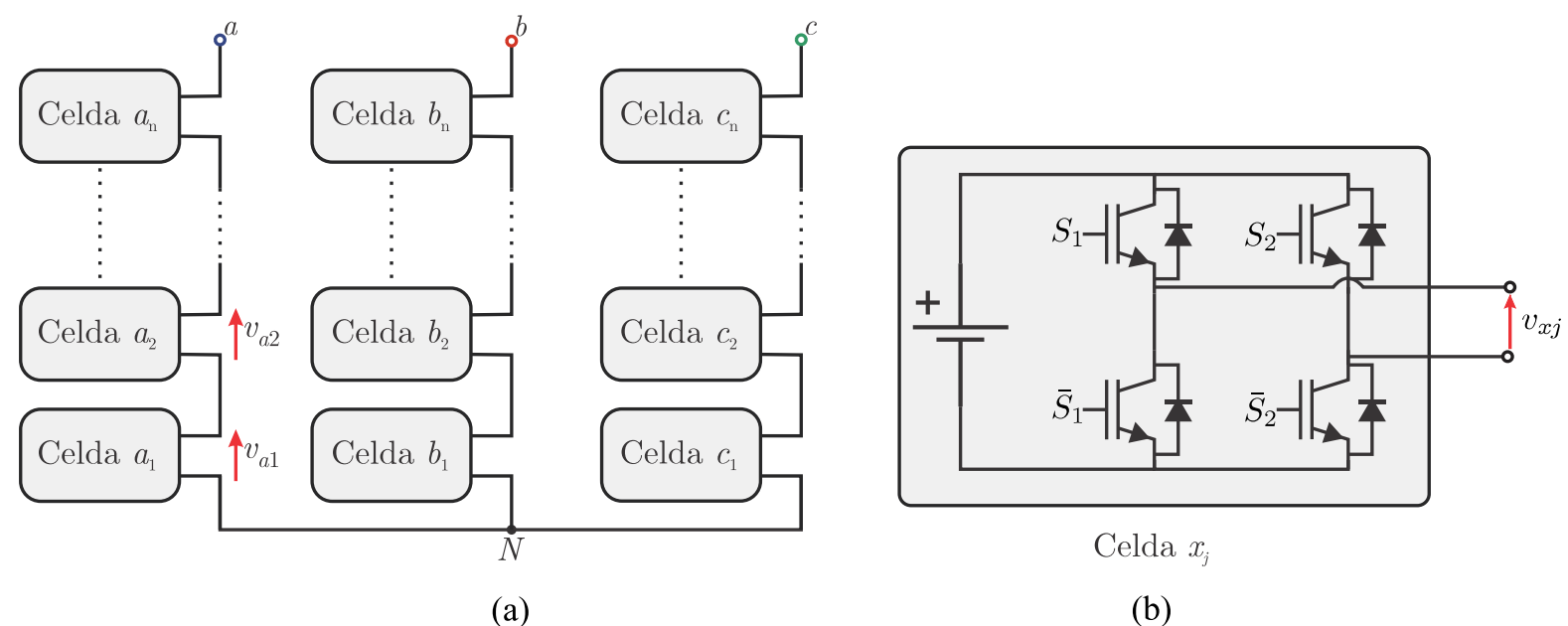
- Dado su amplio uso, existe mucha bibliografía sobre su funcionamiento y distintas aplicaciones del mismo.
- Las tres fases de salida se alimentan desde un único DC-link.

**Desventajas:**

- Al aumentar la cantidad de niveles de salida, requiere aumentar de manera considerable la cantidad de diodos, teniendo que conectar diodos en serie, lo cual aumenta los costos y pérdidas.
- Al aumentar la cantidad de niveles se dificulta el mantener un balance adecuado entre los condensadores del DC-link [30].
- La distribución de pérdidas es heterogénea entre los distintos semiconductores.

## 2.2 Cascaded H-bridge

El *Cascaded H-bridge* (CHB) fue propuesto por Hammond [15] y Marchesoni [16] en los 90s. Este convertidor se basa en la conexión en serie de celdas puente H. En la figura 2.2(a) se muestra su versión de  $n$  celdas por fase. Cada una de estas celdas está compuesta por una fuente de tensión continua aislada y un inversor monofásico del tipo puente H como se muestra en la figura 2.2(b), el cual puede generar 3 niveles de tensión según lo mostrado en la tabla 2.2. Al conectar las celdas en serie, la tensión de salida de cada fase


**Figura 2.2:** CHB con  $n$  celdas por fase.

Estado de conmutación ( $S_2, S_1$ )	Tensión de salida $v_{xj}$
(1, 0)	$-V_{cc}$
(1, 1)	0
(0, 0)	0
(0, 1)	$V_{cc}$

**Tabla 2.2:** Estados de conmutación y tensiones de salida de un puente H

corresponde a la suma de las tensiones de cada celda según:

$$v_{xN} = \sum_{j=1}^n v_{xj}, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (2.1)$$

La tensión del DC-link de cada celda no tiene por qué ser idénticas entre sí [31], el caso en el que no son idénticas permite ser conocidas como Multicelda asimétricas. Estos permiten generar mayor cantidad de niveles en función de la cantidad de celdas, y/o alguna forma de onda ideal.

A continuación, se presentan las principales ventajas y desventajas del CHB.

#### Ventajas:

- Son modulares, lo cual facilita su mantenimiento.
- Es posible aumentar la tensión de salida de este convertidor agregando más celdas.
- No requiere de balanceo de los DC-link, dado que son alimentados de manera independiente.

#### Desventajas:

- Se requieren fuentes de tensiones aisladas para cada celda, por lo cual es necesario un transformador con múltiples secundarios. Lo cual agrega una cantidad considerable de peso, costo y volumen a la configuración.
- Requiere de condensadores en el DC-link de gran tamaño debido a la potencia pulsante a la salida de cada celda.

## 2.3 Flying Capacitor Converter

El *Flying Capacitor Converter* (FCC) fue propuesto por Meynard [18] en los 90s. Esta topología utiliza condensadores flotantes para generar distintos niveles de tensión. El FCC posee su unidad básica que corresponde a una celda, la cual está compuesta por un condensador cuya tensión está eléctricamente flotando respecto al DC-link y dos semiconductores que trabajan de manera complementaria. Este convertidor en su versión de  $n$  celdas permite generar  $L$  niveles, según:

$$L = n + 1 \quad (2.2)$$

De manera típica, este convertidor se opera con los niveles de tensión en cada condensador

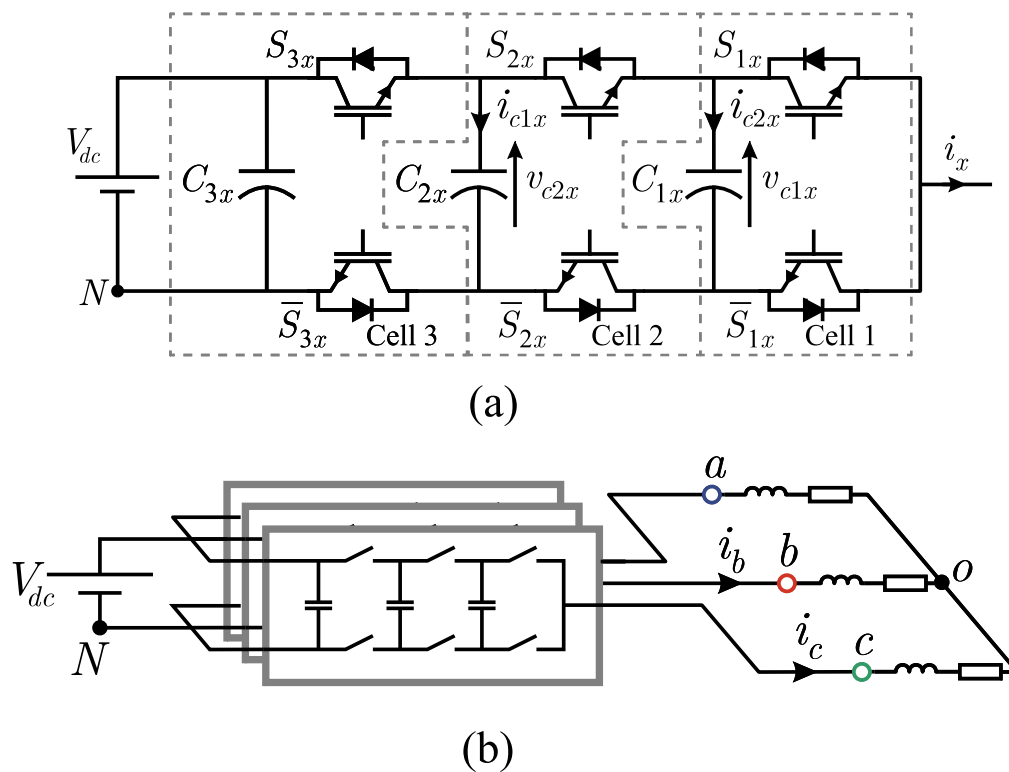


Figura 2.3: Flying Capacitor Converter

según:

$$v_{ckx} = \frac{k}{n} V_{dc} \quad , \forall k \in \{1, 2, \dots, n\}, x \in \{a, b, c\} \quad (2.3)$$

Esto permite distribuir de manera homogénea las pérdidas y tensiones de bloqueo de los semiconductores en las distintas celdas. Otras distribuciones de tensiones han sido presentadas en [32], al igual que en el caso del CHB, las cuales permiten mayor cantidad de niveles de salida para el mismo número de celdas.

Cada celda de este convertidor puede generar 2 posibles estados, de manera que para el caso de 3 celdas mostrado en la figura 2.3, puede generar  $2^3 = 8$  estados para cada fase. En la tabla 2.3 se muestran las tensiones de salida por fase con base en los estados de los semiconductores. Además, se presentan las tensiones de salida que se tiene bajo el supuesto de que los condensadores se encuentran balanceados, observándose claramente los 4 niveles. Es importante notar que cada uno de los niveles medios  $\frac{1}{3}V_{dc}$  y  $\frac{2}{3}V_{dc}$  posee 3 estados redundantes, dos que permiten cargar/descargar (depende del signo de la corriente  $i_x$ ) el condensador y un tercero que mantiene la tensión del condensador.

Para lograr (2.3) se requiere de una técnica de modulación y/o control que permita mantener estos niveles de tensión. Para esto existen múltiples estrategias, sobre las cuales se profundizará en la sección 3.

**Tabla 2.3:** Estados de conmutación y tensiones de salida FCC.

Estado de conmutación ( $S_{3x(t)}, S_{2x(t)}, S_{1x(t)}$ )	Tensión de salida		Corrientes condensadores	
	$v_{xN(t)}$	$v_{xN(t)}^*$	$i_{c2x(t)}$	$i_{c1x(t)}$
(1, 1, 1)	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0
(1, 1, 0)	$V_{dc} - v_{c1x(t)}$		0	$i_x(t)$
(1, 0, 1)	$V_{dc} - v_{c2x(t)} + v_{c1x(t)}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$i_x(t)$	$-i_x(t)$
(0, 1, 1)	$v_{c2x(t)}$		$-i_x(t)$	0
(1, 0, 0)	$V_{dc} - v_{c2x(t)}$		$i_x(t)$	0
(0, 1, 0)	$v_{c2x(t)} - v_{c1x(t)}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-i_x(t)$	$i_x(t)$
(0, 0, 1)	$v_{c1x(t)}$		0	$-i_x(t)$
(0, 0, 0)	0	0	0	0

\* Asumiendo operación balanceada

A continuación, se presentan las principales ventajas y desventajas del FCC.

#### Ventajas:

- La topología es modular, lo cual facilita su mantenimiento y escalabilidad, pero que requiere que el condensador del DC-link con un mayor nivel de tensión.
- Este convertidor solo necesita una fuente de tensión continua, independiente del número de fases y celdas.
- En caso de falla de una celda, basta con cortocircuitar una celda para mantener en operación el convertidor, solamente con el perjuicio de perder un nivel [33], pero manteniendo el nivel de potencia nominal.

#### Desventajas:

- El condensador principal debe estar diseñado para soportar la tensión completa del convertidor, por lo cual es un componente crítico para este convertidor.
- Al igual que en el NPC se deben considerar que el esquema de control que permita mantener la tensión de los condensadores flotantes equilibrada.

### 2.3.1 Modelo matemático del Flying Capacitor Converter de 3 celdas

La tensión de fase para una carga resistivo-inductiva alimentada por un FCC trifásico de tres celdas viene dada por:

$$v_{xo(t)} = Ri_x(t) + L \frac{di_x(t)}{dt} + v_{oN(t)} \quad (2.4)$$

En donde los valores de las tensiones  $v_{xn(t)}$ , siendo  $x = a, b, c$  se obtienen de:

$$v_{xN(t)} = S_{3x(t)}V_{dc(t)} + (S_{2x(t)} - S_{3x(t)})v_{c2x(t)} + (S_{1x(t)} - S_{2x(t)})v_{c1x(t)} \quad (2.5)$$

Las tensiones y corrientes de los condensadores flotantes vienen dadas según:

$$v_{c1x(t)} = \frac{1}{C_{1x}} \int_{t_0}^t i_{c1x(\tau)} d\tau + v_{c1x(t_0)} \quad (2.6)$$

$$i_{c1x(t)} = i_x(t) (S_{2x(t)} - S_{1x(t)}) \quad (2.7)$$

$$v_{c2x(t)} = \frac{1}{C_{2x}} \int_{t_0}^t i_{c2x(\tau)} d\tau + v_{c2x(t_0)} \quad (2.8)$$

$$i_{c2x(t)} = i_x(t) (S_{3x(t)} - S_{2x(t)}) \quad (2.9)$$

Y la tensión de modo común viene dada por:

$$v_{oN(t)} = \frac{v_{aN(t)} + v_{bN(t)} + v_{cN(t)}}{3} \quad (2.10)$$

Donde las tensiones  $v_{xN}$  están dadas por (2.5). Cabe destacar que (2.5), (2.7) y (2.9) muestran que el FCC es un sistema no-lineal, debido a la multiplicación de los estados internos del sistema ( $v_{cix}$ ), la corriente de salida ( $i_x$ ) y los estados de conmutación de los interruptores ( $S_{jx}$ ). La naturaleza multivariable y no-lineal del sistema, implica que el esquema de control a utilizar debe considerar estas características para lograr un control con una dinámica rápida y sin grandes oscilaciones, por lo cual el uso de esquemas de control no lineal surge como una buena alternativa.

En el presente trabajo se ha decidido emplear el FCC debido a las múltiples ventajas que se han expuesto en el capítulo correspondiente. Además, como se mencionó en el párrafo previo, el sistema posee características que lo convierten en un caso de estudio atractivo desde la perspectiva del control.

## Capítulo 3

# Esquemas de control en convertidores Flying Capacitor

Para el control del FCC se han presentado distintas estrategias, como los tradicionales esquemas de control lineal en conjunto con la estrategia de modulación PS-PWM, las cuales no presentan un control activo del valor de las variables internas del convertidor. Por otra parte, han surgido técnicas más sofisticadas que mediante esquemas FCS-MPC que realizan control activo de las variables internas del convertidor.

A continuación se presentarán algunas de estas técnicas:

### 3.1 Control Lineal

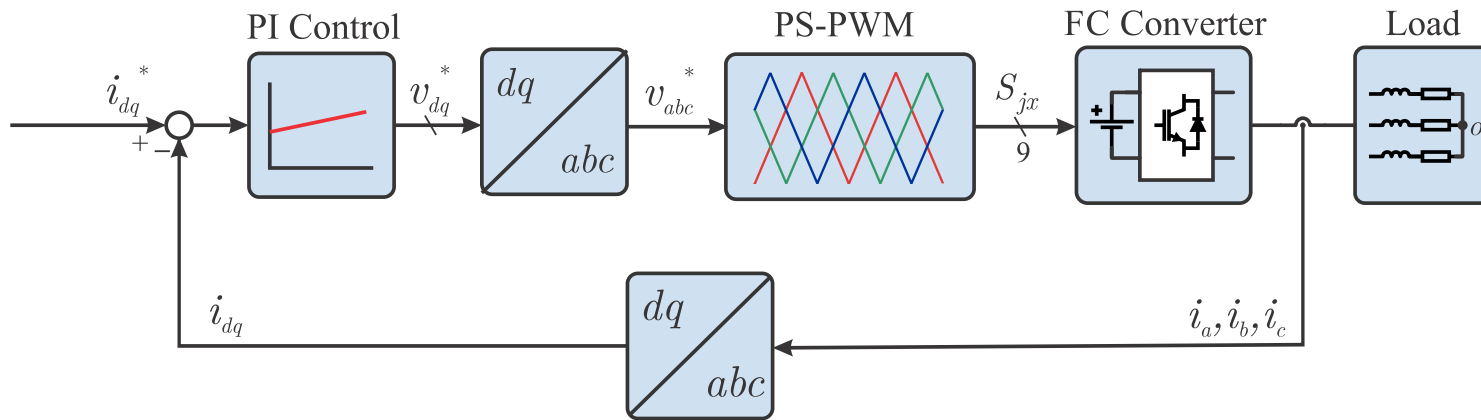
Los esquemas de control lineal han encontrado amplia aplicación en la industria, especialmente los controladores *Proporcional-Integrativo* (PI), que se destacan por su sencillez y eficacia. Estos constan de dos partes: una proporcional ( $K_p$ ) y otra integral ( $K_i$ ), siendo la primera la encargada de generar una señal de control proporcional al error entre el valor deseado y el valor real de la variable controlada, mientras que la segunda se ocupa de eliminar el error acumulado en el tiempo. La combinación de ambas partes permite que el controlador PI ajuste la señal de control de manera apropiada. Además, estos controladores presentan la ventaja de que, mediante un diseño conservador, se puede aumentar su robustez frente a la incertidumbre del modelo.

A continuación se presenta la forma típica de un control PI:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.1)$$

Donde  $s$  es el operador de Laplace,  $K_p$  la constante de proporcionalidad y  $K_i$  la constante de integración.

En el campo de la ingeniería eléctrica, es común encontrarse con sistemas trifásicos en los que las corrientes y tensiones suelen ser sinusoidales y balanceadas. Dada esta característica, es necesario modificar estas señales para obtener señales continuas, que son las adecuadas para que un controlador PI pueda alcanzar un error estacionario nulo. Para lograr esto, se recurre al uso de un sistema de coordenadas  $dq$  que se sincroniza con la frecuencia de referencia, lo que permite transformar el sistema trifásico balanceado en un par de señales continuas. Para establecer una relación entre el sistema en  $abc$  y el sistema de coordenadas


**Figura 3.1:** Control lineal con modulación

$dq$ , se aplica la transformación de Park [34]. La descripción detallada de esta transformación se proporciona a continuación.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Al ejecutar esta transformación de coordenadas, es posible sintonizar un control PI para cada componente, los cuales entregan como salida las tensiones  $v_d$  y  $v_q$  requeridas para la referencia deseada. Luego las tensiones de salida se devuelven a  $abc$  utilizando la transformación inversa de Park, presentada a continuación:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

A partir de este proceso, se calcula el índice de modulación necesario para cada una de las fases  $abc$ . Luego, mediante el uso de alguna técnica de modulación, se determinan los estados de conmutación que deben tomar los semiconductores.

En el caso del FCC para controlarlo se emplea un esquema como el presentado en la figura 3.1. En la mayoría de los casos, la señal de actuación determinada por el controlador es modulada utilizando Phase Shifted PWM, ya que permite una forma sencilla de balancear los condensadores. Este tipo de modulación se presenta continuación.

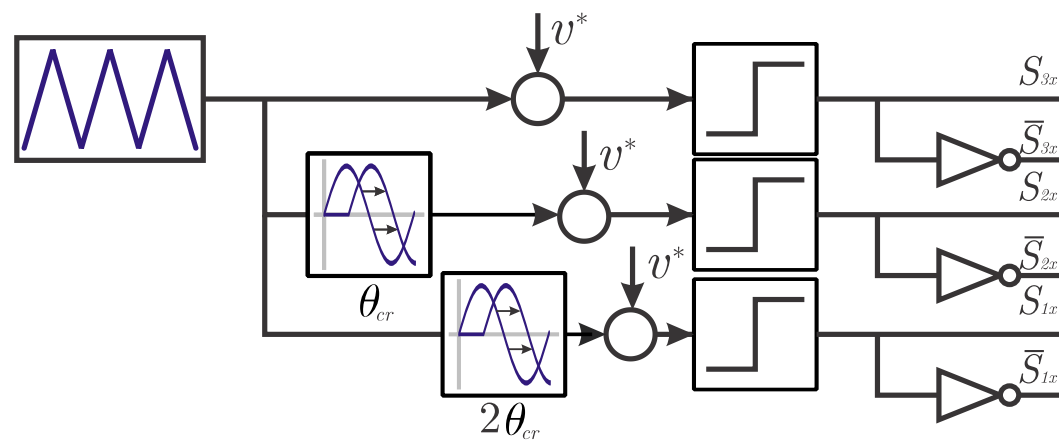
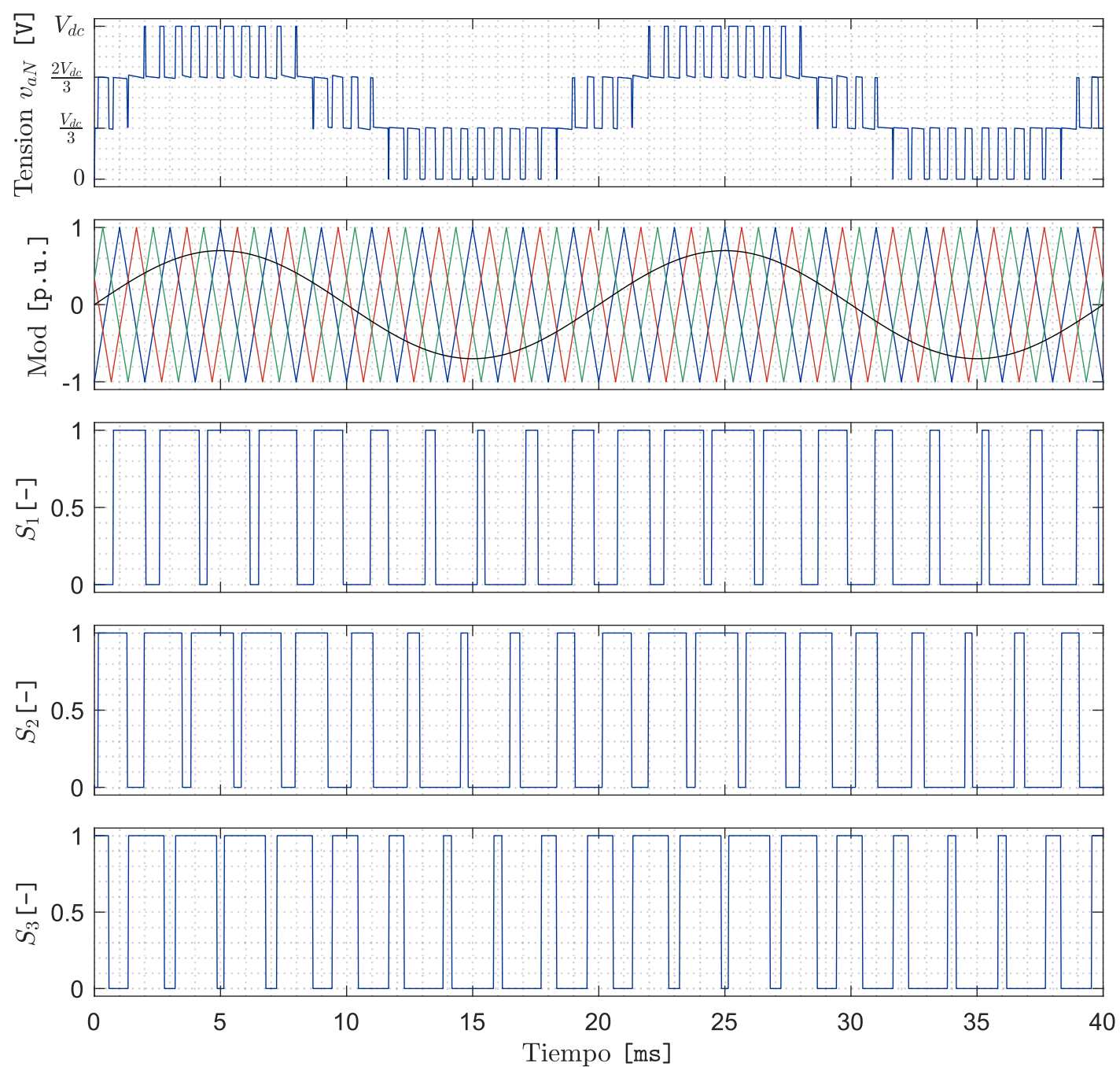
### 3.1.1 Phase Shifted PWM

La modulación *Phase Shifted Pulse Width Modulation* (PS-PWM) es una estrategia principalmente usada en convertidores FCC y CHB [35].

Esta consiste en introducir un desfase de  $\theta_{PS}$  entre las triangulares de cada celda. En el caso del FCC, esta modulación tiene la ventaja de que, al seleccionar el valor del desfase de manera apropiada, se consigue un equilibrio natural de las tensiones de los condensadores. El valor de  $\theta_{PS}$  debe cumplir con:

$$\theta_{PS} = \frac{2\pi}{n_c} \quad (3.4)$$

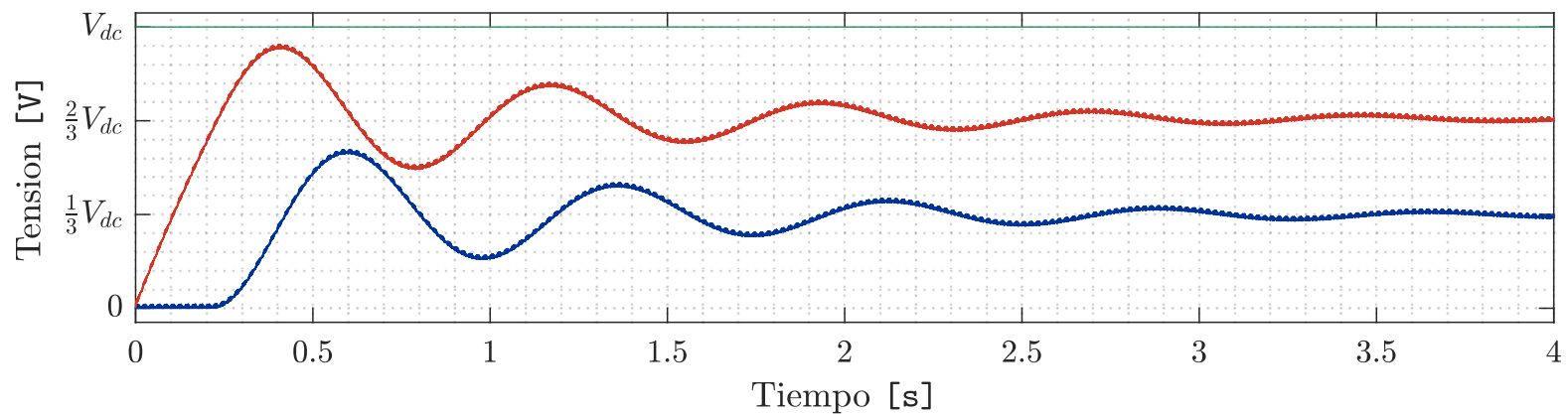
Donde  $n_c$  corresponde a la cantidad de celdas del FCC. En la figura 3.2 se muestra un ejemplo de cómo sería una modulación PS-PWM para un FCC de 3 celdas y en la figura 3.3 se muestra la tensión de salida para una fase  $v_{aN}$  y los pulsos de disparo de los semiconductores.


**Figura 3.2:** Estrategia de modulación PS-PWM

**Figura 3.3:** Tensión de salida en un FCC al utilizar PS-PWM

A continuación, se enumerarán las principales ventajas y desventajas que presenta esta estrategia.

**Ventajas:**

- Fácil de implementar.
- En la mayoría de los casos permite balancear los condensadores del FCC sin necesidad de control activo [36].



**Figura 3.4:** Balance de tensiones en los condensadores utilizando PS-PWM

#### Desventajas:

- El balanceo de los condensadores flotantes presenta una dinámica lenta que pueden llegar a ser del orden de los segundos y con oscilaciones que dependen de los parámetros del sistema al que se conecta el convertidor. Además de eventualmente generar distorsiones en la corriente de carga, esto puede dañar a los condensadores del dc-link.

## 3.2 Model Predictive Control

El Model Predictive Control (MPC) tiene sus raíces en la década de 1970, cuando se utilizó principalmente en la industria de procesos para abordar sistemas no lineales. Sin embargo, la adopción inicial en la electrónica de potencia fue lenta debido a su alto costo computacional y las breves constantes de tiempo características de este campo. A pesar de estas limitaciones, el MPC ganó popularidad en otras áreas, como las refinerías y la industria petroquímica.

El auge de la industria de los microprocesadores en la década de 2000 abrió nuevas puertas para la implementación de MPC en la electrónica de potencia. El incremento en la capacidad de cálculo de las plataformas de control permitió superar las restricciones computacionales previas. Además, el desarrollo de tecnologías basadas en convertidores multinivel, que demandan técnicas de control más sofisticadas, ha propiciado una mayor adopción de MPC en la electrónica de potencia.

El MPC incorpora directamente el modelo dinámico del sistema para predecir su comportamiento futuro. A través de la resolución de un problema de optimización, el MPC busca encontrar la secuencia óptima de actuaciones que minimice una función de costo, teniendo en cuenta tanto las restricciones como los objetivos del sistema. Esta función de costo cuantifica el error entre el valor de referencia deseado y el valor predicho con el modelo, y puede abarcar otros criterios adicionales.

Un sistema, en términos generales, consta de un vector de entrada  $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{n_u}$  y un vector de salida  $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{n_y}$ . Estos vectores pueden incluir variables tanto reales como enteras, dependiendo de la naturaleza del sistema. El vector de entrada  $\mathbf{u}$  se conoce como la variable de control o actuación, mientras que el vector de salida  $\mathbf{y}$  se denomina variable controlada.

El vector de estado del sistema, representado por  $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n_x}$ , describe el estado actual del sistema. Mediante el modelo dinámico del sistema, se pueden anticipar tanto el estado futuro como la salida del sistema, dada una secuencia de valores para el vector de control  $\mathbf{u}$ . El modelo en tiempo continuo se puede representar en términos de variables de estado

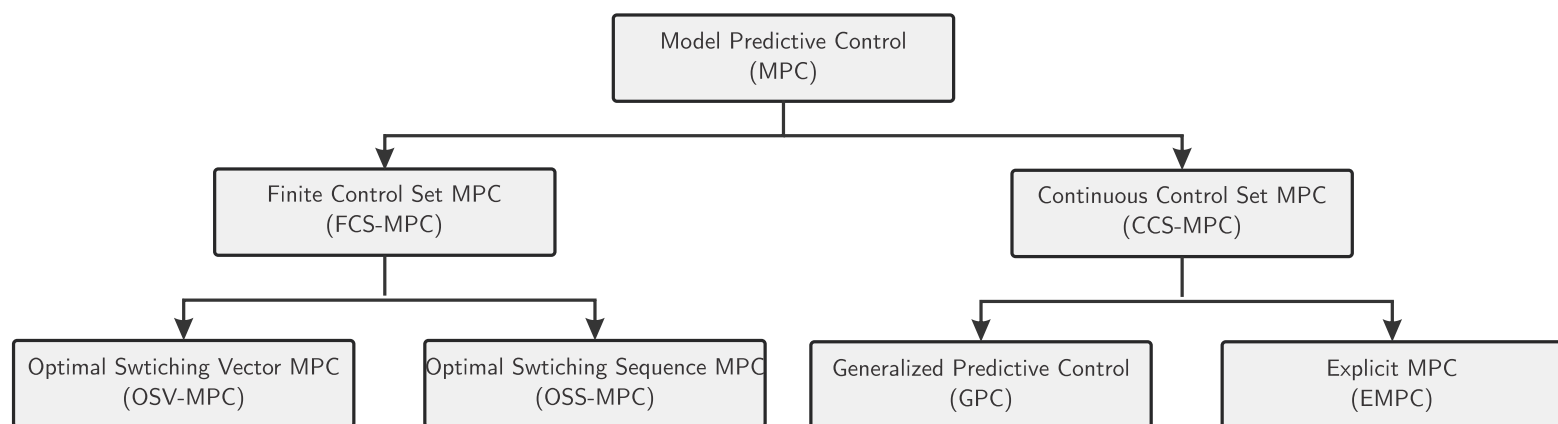
como se muestra a continuación:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{y}(t) = h(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \quad (3.6)$$

La evolución del vector de estado en el tiempo viene dada por (3.5), y es una ecuación diferencial de primer orden que puede ser no lineal. La salida del sistema viene dada por (3.6).

Los esquemas MPC se pueden separar, según el tipo de variable de actuación. En el caso de que la variable de actuación sea entera se habla de *Finite Control Set MPC* (FCS-MPC) y en el caso de que sea continua se habla de *Continuous Control Set MPC* (CCS-MPC).



**Figura 3.5:** Clasificaciones de las estrategias MPC aplicadas a los convertidores [1]

Las estrategias MPC, por lo general en el ámbito de electrónica de potencia, son formuladas en tiempo discreto, utilizando un periodo de muestreo constante  $T_s$ . La variable de actuación se encuentra restringida a solo actualizar su valor en los instantes de muestreo  $t_k = t_0 + kT_s$ , con  $k \in \mathbb{N}$ . El modelo en variables de estado, se puede llevar de manera simple a tiempo discreto. Con lo cual, el sistema se puede representar de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = f_d(\mathbf{x}^{(k)}, \mathbf{u}^{(k)}) \quad (3.7)$$

$$\mathbf{y}^{(k+1)} = h_d(\mathbf{x}^{(k+1)}, \mathbf{u}^{(k)}) \quad (3.8)$$

Donde la estructura general se mantiene, pasando de un sistema de ecuaciones diferenciales a un sistema de ecuaciones en diferencia. Debido a la naturaleza discreta del tiempo, se define un horizonte de predicción  $N_p$ , que indica la cantidad de periodos de muestreo se predicen con el modelo presentado.

La función de costos, es la función que nos permite cuantificar a qué distancia se encuentran las variables controladas del valor deseado de referencia. La forma de las funciones de costo suele ser:

$$J = \|\mathbf{x}^* - \mathbf{x}^{(k)}\|_2^2 \quad (3.9)$$

Donde  $\mathbf{x}^*$  es el valor de referencia, y  $\|\cdot\|_2$  corresponde a la norma euclidiana.

La variable de actuación normalmente se encuentra acotada a un conjunto que en este caso se llamara  $\mathcal{U}$ . Este conjunto, dependiendo del caso, puede ser continuo o discreto.

El problema de optimización busca obtener la secuencia de actuaciones óptima  $\mathbf{U}^{(k)} = [\mathbf{u}^{(k)}, \mathbf{u}^{(k+1)}, \mathbf{u}^{(k+2)}, \dots, \mathbf{u}^{(k+N_p-1)}]$  que se aplicarán al sistema, sujetas al modelo dinámico

del sistema (3.7) y a los posibles valores de la variable de actuación ( $\mathcal{U}$ ), para cada instante.

$$\mathbf{U}_{\text{opt}} = \arg \min J(x^{(k)}, \mathbf{U}^{(k)}) \quad (3.10)$$

$$s.t. \quad x^{(l+1)} = f(x^{(l)}, u^{(l)}) \quad (3.11)$$

$$u^{(l)} \in \mathcal{U}, \forall l = k, \dots, k + N_p - 1 \quad (3.12)$$

Es importante considerar el horizonte de predicción al aplicar las estrategias de control MPC. A medida que se aumenta el horizonte de predicción, el costo computacional crece de manera exponencial. Esto es particularmente problemático en convertidores con muchos semiconductores. Para abordar este problema, en este trabajo se limitará el horizonte de predicción a solo 1 periodo de muestreo. El problema de optimización, al considerar este horizonte de predicción, queda de la siguiente manera:

$$\mathbf{u}_{\text{opt}} = \arg \min J(x^{(k)}, \mathbf{U}^{(k)}) \quad (3.13)$$

$$s.t. \quad x^{(k+1)} = f(x^{(k)}, u^{(k)}) \quad (3.14)$$

$$u^{(k)} \in \mathcal{U} \quad (3.15)$$

De manera esquemática, un esquema MPC puede representarse de la manera presentada en la Fig. 3.6.

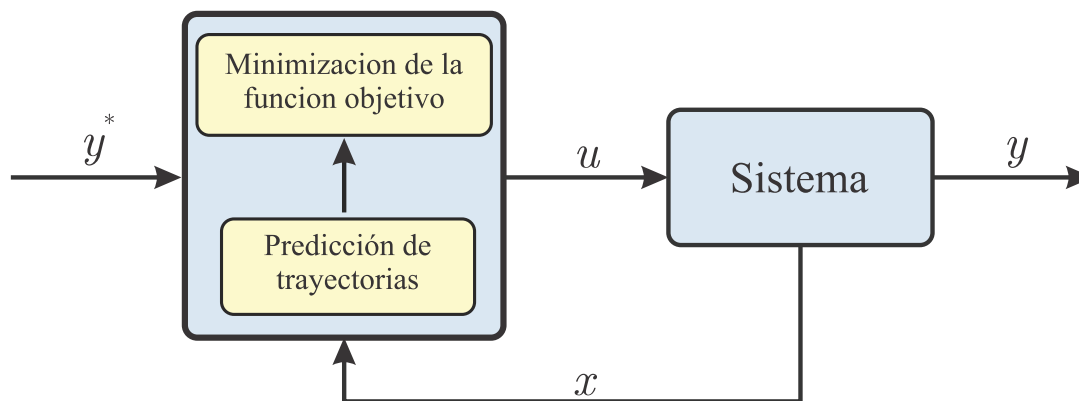


Figura 3.6: Esquema de funcionamiento MPC

A continuación se presentan algunos esquemas MPC que han sido aplicados en el FCC.

### 3.2.1 Phase-Shifted MPC

El *Phase-Shifted Model Predictive Control* (PS-MPC) es una estrategia de control presentada en [2], la cual corresponde a una estrategia del tipo CCS-MPC. Esta es utilizada para convertidores FCC y ha sido adaptada para las topologías NPC [37] y *Modular Multilevel Converters*(MMC) [38].

El PS-MPC busca emular el principio de funcionamiento del PS-PWM en el cual las actuaciones son enviadas a cada una de las celdas de manera secuencial, por lo cual se trabaja con  $N$  triangulares desfasadas con doble actualización, como las mostradas en 3.7. El ciclo de trabajo  $d_j$  de cada celda solo es actualizado cuando la triangular asociada  $T_j$  llega a su máximo o cero. Luego permanece constante hasta la próxima actualización. Esto da como resultado un proceso secuencial en el cual solo es necesario calcular 1 ciclo de trabajo por celda para cada fase por periodo de muestreo  $T_s = \frac{1}{2N}T_c$ , donde  $T_c$  es la frecuencia de la portadora triangular.

El PS-MPC utiliza un modelo promedio del FCC, donde cada interruptor  $S_j^{(k)}$  solo conmuta una vez en su periodo  $T_s$ . Al emplear el modelo promedio, en vez de trabajar con el estado

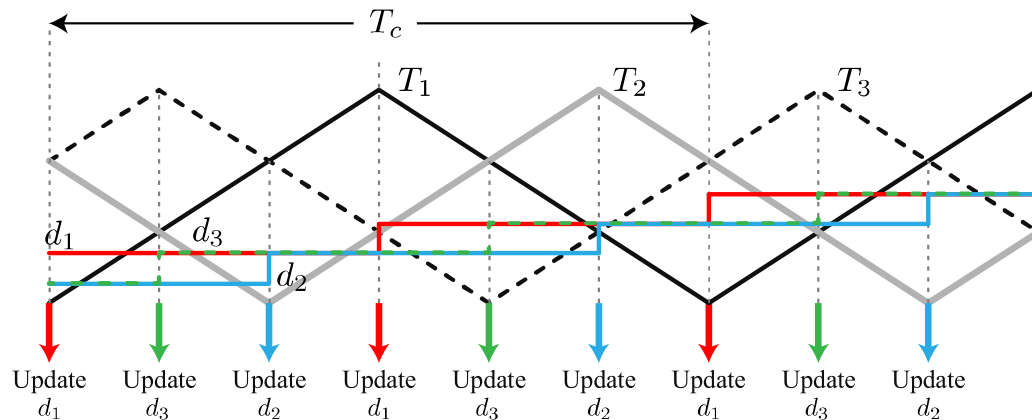


Figura 3.7: Triangulares utilizadas para el caso de un FCC monofásico de 3 celdas [2]

de conmutación, se pasa a trabajar con los ciclos de trabajo  $d_j^{(k)}$ . Debido a la naturaleza secuencial del control aplicado, solamente uno de los ciclos de trabajo  $d_j^{(k)}$  se calcula a la vez y los otros  $d_l^{(k)}, l \neq j$  se mantienen constantes, puesto que fueron calculados en los instantes de muestreo anteriores,  $k-1, k-2, \dots, k-N$  por lo cual son conocidos para el sistema.

$$\mathbf{d}_j^{(k)} = \left[ d_1^{(k-(j-1))} \quad d_2^{(k-(j-2))} \quad \dots \quad d_{j-1}^{(k-1)} \quad d_j^{(k)} \quad d_j^{(k-N)} \quad \dots \quad d_N^{(k-j)} \right]^T \quad (3.16)$$

Para obtener los ciclos de trabajo óptimos, se utiliza la siguiente función de costos.

$$J_j = (e^{(k+1)})^T Q e^{(k+1)} + \lambda_d (\delta_j^{(k+1)})^2 \quad (3.17)$$

Donde

$$\delta_j^{(k)} = d_j^{(k)} - d_j^{(k)*} \quad (3.18)$$

Siendo  $e^{(k+1)}$  el error en las variables controladas,  $Q$  es una matriz diagonal en la que se encuentran los factores de peso de las variables controladas,  $d_j(k)$  el ciclo de trabajo a optimizar,  $d_j^*(k)$  el ciclo de trabajo con el cual se alcanza el estado estacionario para las referencias dadas,  $\lambda_d$  corresponde al factor de peso asociado al esfuerzo de control, el cual permite regular la dinámica de lazo cerrado.

En caso de  $\lambda_d$  ser muy pequeño el control tiende ser del tipo *deadbeat*, siendo muy agresivo, en caso de  $\lambda_d$  ser muy grande el control presenta una dinámica lenta similar a la dinámica natural del sistema.

Entonces el problema de optimización a que nos entrega el ciclo de trabajo óptimo es el siguiente:

$$d_{j,opt}^{(k)} = \arg \min_{d_j^{(k)}} J_j \quad (3.19)$$

$$s.t. \quad f^{(k+1)} = f(x^{(k)}, d_j^{(k)}) \quad (3.20)$$

$$d_j^{(k)} \in [0, 1] \quad (3.21)$$

A continuación, se enumerarán las principales ventajas y desventajas que presenta esta estrategia.

#### Ventajas:

- Frecuencia fija de conmutación.
- Buen desempeño dinámico y en estado estacionario.

- Control activo de las tensiones de los condensadores.

**Desventajas:**

- Requiere ajustar el valor de  $\lambda_d$ .

### 3.2.2 Finite Control Set MPC

El *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC) es una variante del MPC que considera como restricción en el problema de optimización los estados discretos que puede tomar la variable de decisión. En el caso de la electrónica de potencia, por lo general, se trata de los estados de conducción de los semiconductores.

Con base en los estados de conmutación obtenidos en el paso anterior y en las mediciones, se realiza la predicción para el siguiente paso de muestreo con cada uno de los posibles estados de conmutación. Cada una de las combinaciones se evalúa en una función de costo ( $J$ ), que suele ser:

$$J = \sum_{i=1}^N \lambda_i \|x_i^* - x_i^{(k+2)}\|_2^2 \quad (3.22)$$

Con esto el problema de optimización a resolver, es de la siguiente forma:

$$\mathbf{u}_{opt}^{(k+1)} = \arg \{ \min J(x^{(k)}, \mathbf{u}^{(k)}) \} \quad (3.23)$$

$$s.t. \quad x^{(k+2)} = f(x^{(k+1)}, \mathbf{u}^{(k+1)}) \quad (3.24)$$

$$\mathbf{u}^{(k+1)} \in \mathcal{U} \quad (3.25)$$

Donde  $\mathbf{u}_{opt}^{(k+1)}$  es actuación óptima que minimiza la función de costo,  $\mathcal{U}$  el conjunto de los distintos valores que puede tomar la variable de actuación. A diferencia del caso del PS-MPC, en el FCS-MPC la combinación elegida se aplica durante todo el siguiente periodo de muestreo y considera a todos los switches del convertidor.

En el FCS-MPC es necesario realizar inicialmente un paso de estimación. Esto se debe a que el cálculo de la predicción de los estados futuros toma un tiempo no nulo, por lo que se debe usar el valor de la actuación actual para estimar el estado en el siguiente instante de tiempo  $k + 1$ . El estado estimado ( $\tilde{x}^{(k+1)}$ ) se utiliza en el problema de optimización para realizar las predicciones ( $x^{(k+2)}$ ) para el instante  $k + 2$  que se utilizan en el problema de optimización para obtener la actuación a aplicar en el instante  $k + 1$ .

En la figura 3.8, se muestra la estructura de un FCS-MPC aplicado en un FCC.

A continuación, se enumerarán las principales ventajas y desventajas que presenta esta estrategia.

**Ventajas:**

- Fácil de implementar en gran variedad de convertidores.
- Rápida respuesta dinámica.
- Logra hacer seguimiento ante consignas de control complejas.
- No requiere modulación.
- Puede incorporar directamente no-linealidades.

**Desventajas:**

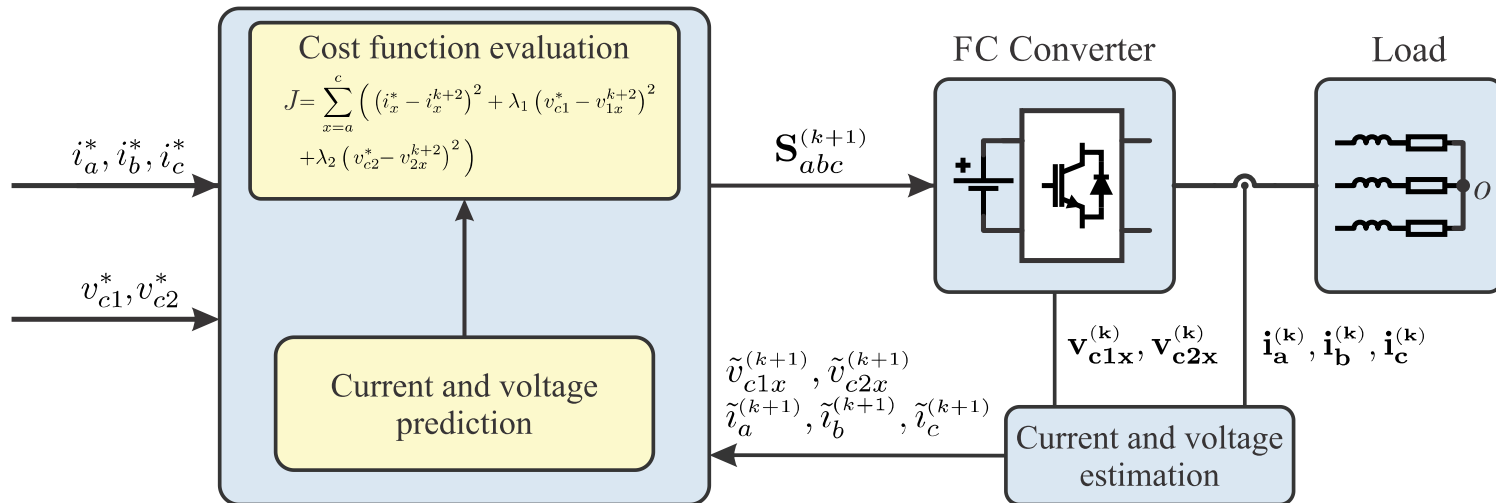


Figura 3.8: Esquema FCS-MPC para un FCC de 3 celdas [3]

- Al incrementar el número de niveles crece exponencialmente el número de posibles estados, por lo tanto, la capacidad computacional necesaria.
- Para controlar más de una variable al mismo tiempo es necesario considerar factores de peso los cuales hay que ajustar.
- Posee error en estado estacionario [39].
- Frecuencia de conmutación variable en los semiconductores [40].
- Posee un espectro armónico distribuido en las distintas variables eléctricas.

### 3.2.3 Finite Control Set aplicado al FCC

La figura 3.8 presenta el diagrama de bloque de un esquema FCS-MPC de 1 paso aplicado a un FCC conectado a una carga RL.

Para el caso del FCC se consideran como variables de estado  $\mathbf{x}^{(k)}$  las tensiones de los condensadores flotantes ( $v_{c1x}, v_{c2x}$ ) y las corrientes de las fases ( $i_x$ ). Por otro lado, las variables de control  $\mathbf{u}^{(k)}$  son los estados de conmutación de los semiconductores ( $S_{jx}$ ).

$$\mathbf{x}^{(k)} = [v_{c1a}^{(k)}, v_{c1b}^{(k)}, v_{c1c}^{(k)}, v_{c2a}^{(k)}, v_{c2b}^{(k)}, v_{c2c}^{(k)}, i_a^{(k)}, i_b^{(k)}, i_c^{(k)}]^T \quad (3.26)$$

$$\mathbf{u}^{(k)} = [S_{1a}^{(k)}, S_{2a}^{(k)}, S_{3a}^{(k)}, S_{1b}^{(k)}, S_{2b}^{(k)}, S_{3b}^{(k)}, S_{1c}^{(k)}, S_{2c}^{(k)}, S_{3c}^{(k)}]^T \quad (3.27)$$

La función de costo, tiene en cuenta el error de seguimiento cuadrático de cada variable de estado respecto a su valor de referencia ( $\mathbf{x}^*$ ), lo cual se puede escribir de la siguiente forma:

$$J = (\mathbf{x}^* - \mathbf{x}^{(k+2)})^T Q (\mathbf{x}^* - \mathbf{x}^{(k+2)}) \quad (3.28)$$

$$Q = \text{diag}(\lambda_{c1}, \lambda_{c1}, \lambda_{c1}, \lambda_{c2}, \lambda_{c2}, \lambda_{c2}, 1, 1, 1) \quad (3.29)$$

Donde  $\mathbf{x}^{(k+2)}$  es la predicción de los valores de las variables de estado en el instante de muestreo  $k+2$  y  $Q$  es la matriz con los factores de peso que permiten distribuir los esfuerzos de control entre las distintas variables de estado.

Para el cálculo de la función de costo  $J$  definida en (3.28) se requiere evaluar en los posibles estados de conmutación, que en el caso del FCC trifásico de 3 celdas son 512.

A continuación se presenta la secuencia de pasos de la implementación de un esquema FCS-MPC:

### 1. Paso de Medición

Se realiza la medición de las variables de estado en el instante  $k$  ( $\mathbf{v}_{c2x}^{(k)}$ ,  $\mathbf{v}_{c1x}^{(k)}$  y  $\mathbf{i}_x^{(k)}$ ).

### 2. Paso de estimación

En primer lugar, se estima el valor de las variables de estado  $\tilde{v}_{c2x}^{(k+1)}$ ,  $\tilde{v}_{c1x}^{(k+1)}$  y  $\tilde{i}_x^{(k+1)}$  ( $x \in \{a, b, c\}$ ) en el instante  $k + 1$ , utilizando las mediciones tomadas en el instante  $k$  y el valor de las variables de control óptimas  $\mathbf{S}_{abc}^{(k)}$  calculado en el instante  $k - 1$  y aplicado en el instante  $k$ . Este proceso se lleva a cabo mediante el modelo en tiempo discreto del sistema, que se obtiene al aproximar las derivadas e integrales de (2.5)-(2.9). Las ecuaciones resultantes son las siguientes:

$$v_{xN}^{(k)} = \mathbf{S}_{3x}^{(k)} V_{dc} + (\mathbf{S}_{2x}^{(k)} - \mathbf{S}_{3x}^{(k)}) \mathbf{v}_{c2x}^{(k)} + (\mathbf{S}_{1x}^{(k)} - \mathbf{S}_{2x}^{(k)}) \mathbf{v}_{c1x}^{(k)} \quad (3.30)$$

$$v_{oN}^{(k)} = \frac{v_{aN}^{(k)} + v_{bN}^{(k)} + v_{cN}^{(k)}}{3} \quad (3.31)$$

$$\tilde{i}_x^{(k+1)} = K_1 \mathbf{i}_x^{(k)} + K_2 (v_{xN}^{(k)} - v_{oN}^{(k)}) \quad (3.32)$$

$$\tilde{v}_{c1x}^{(k+1)} = \mathbf{v}_{c1x}^{(k)} + K_{c1} \mathbf{i}_x^{(k)} (\mathbf{S}_{2x}^{(k)} - \mathbf{S}_{1x}^{(k)}) \quad (3.33)$$

$$\tilde{v}_{c2x}^{(k+1)} = \mathbf{v}_{c2x}^{(k)} + K_{c2} \mathbf{i}_x^{(k)} (\mathbf{S}_{3x}^{(k)} - \mathbf{S}_{2x}^{(k)}) \quad (3.34)$$

Donde  $T_s$  es el periodo de muestreo,  $K_1 = e^{-T_s \frac{R}{L}}$ ,  $K_2 = (1 - K_1) \frac{1}{R}$ ,  $K_{c1} = \frac{T_s}{2C_1}$  y  $K_{c2} = \frac{T_s}{2C_2}$ .

### 3. Paso de predicción

Para minimizar  $J$ , es necesario evaluar todos los posibles efectos de las variables de control  $\mathbf{u}^{(k+1)}$  en las variables de estado en el instante  $k + 2$ . Como las 3 fases interactúan entre sí mediante la tensión de modo común  $v_{oN}$ , existen un total de  $8^3 = 512$  posibles combinaciones para un FCC de 3 celdas trifásico. Esta predicción tiene que ser evaluada en un modelo similar al de la etapa de estimación:

$$v_{xN}^{(k+1)} = \mathbf{S}_{3x}^{(k+1)} V_{dc} + (\mathbf{S}_{2x}^{(k+1)} - \mathbf{S}_{3x}^{(k+1)}) \tilde{v}_{c2x}^{(k+1)} + (\mathbf{S}_{1x}^{(k+1)} - \mathbf{S}_{3x}^{(k+1)}) \tilde{v}_{c1x}^{(k+1)} \quad (3.35)$$

$$v_{oN}^{(k+1)} = \frac{v_{aN}^{(k+1)} + v_{bN}^{(k+1)} + v_{cN}^{(k+1)}}{3} \quad (3.36)$$

$$\tilde{i}_x^{(k+2)} = K_1 \tilde{i}_x^{(k+1)} + K_2 (\tilde{v}_{xN}^{(k+1)} - \tilde{v}_{oN}^{(k+1)}) \quad (3.37)$$

$$v_{c1x}^{(k+2)} = \tilde{v}_{c1x}^{(k+1)} + K_{c1} \tilde{i}_x^{(k+1)} (\mathbf{S}_{2x}^{(k+1)} - \mathbf{S}_{1x}^{(k+1)}) \quad (3.38)$$

$$v_{c2x}^{(k+2)} = \tilde{v}_{c2x}^{(k+1)} + K_{c2} \tilde{i}_x^{(k+1)} (\mathbf{S}_{3x}^{(k+1)} - \mathbf{S}_{2x}^{(k+1)}) \quad (3.39)$$

### 4. Evaluación de función de costo

Los valores predichos de las variables de estado se evalúan en la función de costo  $J$ , presentada en (3.28), para los 512 posibles combinaciones de estados de conmutación. Se guarda la combinación de estados de conmutación óptima ( $\mathbf{S}_{abc}^{(k+1)}$ ), con la cual se obtiene la menor función de costos.

### 5. Aplicación del estado óptimo

Por último, se aplica la combinación óptima ( $\mathbf{S}_{abc}^{(k+1)}$ ) de la variable de control, durante todo el siguiente instante muestro  $k + 1$ .

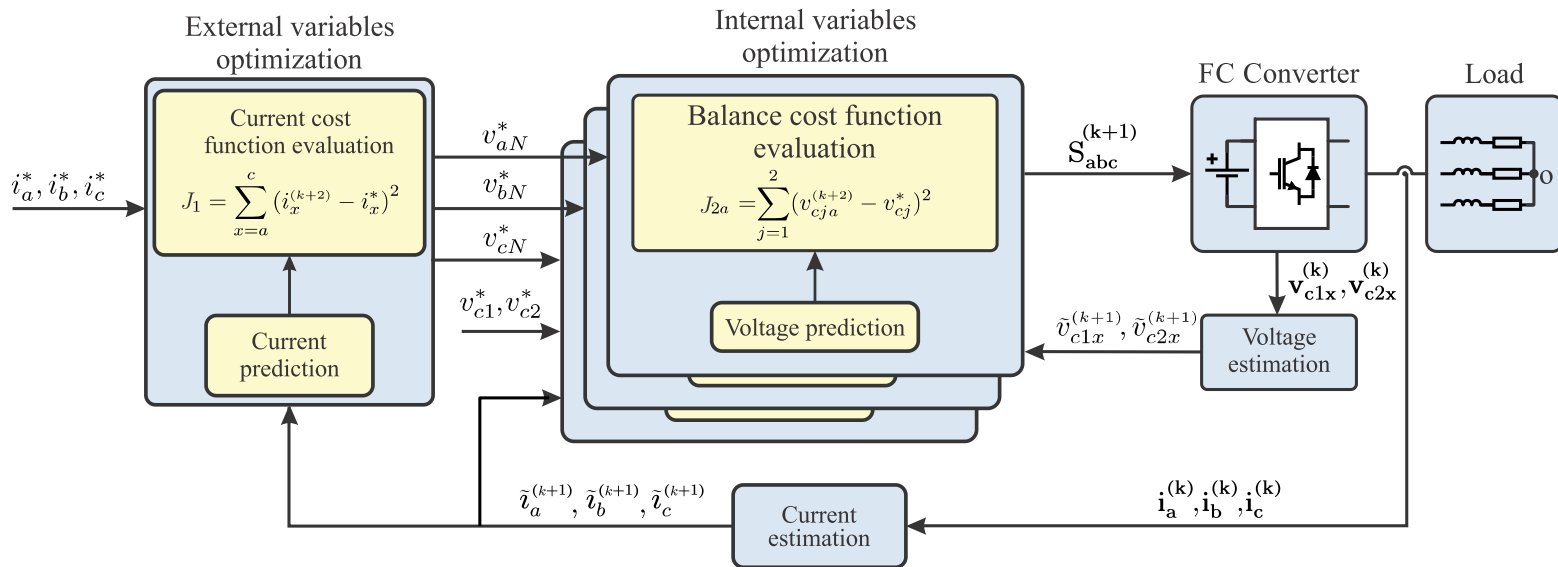


Figura 3.9: Esquema Reduced MPC [3]

Esta implementación en la práctica resulta demasiado costosa, debido a la cantidad de ecuaciones que es necesario evaluar, y la alta cantidad de iteraciones necesarias del paso de predicción. Una posible solución para superar esta dificultad es desacoplar el sistema trifásico [32], asumiendo que la tensión de modo común es igual a  $V_{dc}/2$ . De esta forma, se pueden transformar el sistema trifásicos en tres sistemas monofásicos, lo que reduce la cantidad de casos a evaluar a solo 24 (8 por cada sistema monofásico) con el inconveniente que esto empeora el seguimiento de la corriente dado que la tensión  $v_{xo}$ , depende de la tensión de modo común la cual acá se supone fija.

### 3.2.4 Reduced Model Predictive Control

El Reduced Model Predictive Control (RMPC) es una estrategia que busca reducir el costo computacional del FCS-MPC tradicional aplicado al FCC, propuesta en [3]. Esto se logra al notar que las dinámicas de los condensadores es considerablemente más lenta que la dinámica de las corrientes y al explotar las redundancias presentes en la tensión de salida del FCC cuando las tensiones de los condensadores flotantes se encuentran cercanas a la condición balanceada.

Para alcanzar este objetivo, se propone un esquema de dos etapas. La primera etapa se encarga de controlar las corrientes, asumiendo que las tensiones de los condensadores se encuentran balanceadas. La segunda etapa se enfoca en balancear las tensiones de los condensadores, en función de la tensión de salida requerida por la primera etapa. Este esquema se muestra en la figura 3.9.

A continuación se presenta cada una de estas etapas de manera detallada:

#### 1. Control de variables externas:

En esta etapa las variables de estado son las corrientes de la carga ( $i_x^{(k)}$ ) y como variable de control la tensión de salida del convertidor ( $v_{xN}$ ).

Asumiendo que las tensiones de los condensadores flotantes se encuentran en la vecindad de sus referencias, las tensiones de salida pueden tomar únicamente cuatro valores posibles:  $0$ ,  $\frac{1}{3}V_{dc}$ ,  $\frac{2}{3}V_{dc}$  y  $V_{dc}$ . Como resultado, las variables de decisión solo presentan 64 combinaciones posibles, en lugar de las 512 que se tendrían en un FCS-MPC tradicional aplicado al FCC. Además, el cálculo para cada iteración se simplifica notablemente, dado que solamente es necesario evaluar la ecuación de

Tensión de salida $v_{xN}$	Estados de conmutación $(S_{1x}, S_{2x}, S_{3x})$
0	(0, 0, 0)
$\frac{1}{3}V_{dc}$	(0, 0, 1)
	(0, 1, 0)
	(1, 0, 0)
$\frac{2}{3}V_{dc}$	(0, 1, 1)
	(1, 0, 1)
	(1, 1, 0)
$V_{dc}$	(1, 1, 1)

**Tabla 3.1:** Combinaciones de estados de computación redundantes, bajo el supuesto de tensiones balanceadas

corriente (3.37).

La función de costos utilizada en esta etapa es la presentada a continuación:

$$J_i = \sum_{i \in \{a,b,c\}} (i_x^{(k+2)} - i_x^*)^2 \quad (3.40)$$

Donde  $i_x^*$  es la referencia de corriente de cada fase  $x$ ,  $i_x^{(k+2)}$  es la predicción de corriente en el instante  $k + 2$ .

La salida de esta etapa son las tensiones óptimas ( $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  y  $v_{cN}^*$ ) que se utilizan como restricción en la segunda etapa.

## 2. Control de variables internas:

En esta etapa las variables de estado son las tensiones de los condensadores ( $v_{cxj}$ ) y como variable de control son el estado de conmutación de los semiconductores ( $S_{xj}$ ) tomando en cuenta como restricción la tensión óptima de la etapa anterior  $v_{xN}^*$ .

Considerando el valor de  $v_{xN}^*$ , se verifica si este posee estados redundantes, lo cual se muestra en la tabla 3.1. En caso de no tenerlos ( $v_{xN}^* \in \{0, V_{dc}\}$ ), no hay necesidad de realizar esta etapa, ya que solo hay una combinación para implementar el nivel de tensión de salida respectivo y además este no cambia el nivel de tensión de los condensadores. En cambio, si la tensión de salida presenta estados redundantes ( $v_{xN}^* \in \{\frac{1}{3}V_{dc}, \frac{2}{3}V_{dc}\}$ ), es necesario evaluar las distintas implementaciones de acuerdo en las siguientes ecuaciones:

$$v_{c1x}^{(k+2)} = \tilde{v}_{c1x}^{(k+1)} + K_{c1} \tilde{v}_x^{(k+1)} (S_{2x}^{(k+1)} - S_{1x}^{(k+1)}) \quad (3.41)$$

$$v_{c2x}^{(k+2)} = \tilde{v}_{c2x}^{(k+1)} + K_{c2} \tilde{v}_x^{(k+1)} (S_{3x}^{(k+1)} - S_{2x}^{(k+1)}) \quad (3.42)$$

Las cuales se utilizan al evaluar la función de costos presentada a continuación:

$$J_{2x} = (v_{c1x}^{(k+2)} - v_{c1}^*)^2 + (v_{c2x}^{(k+2)} - v_{c2}^*)^2 \quad (3.43)$$

Es importante destacar que esta etapa es independiente para cada fase, puesto que la tensión de salida  $v_{xN}^*$ , solo depende de los estados de los semiconductores de la fase respectiva. Por lo cual en el peor caso hay que evaluar 3 casos por cada fase.

A continuación se enumerarán las principales ventajas que presenta esta estrategia.

**Ventajas:**

- Reduce significativamente el costo computacional necesario en comparación con el FCS-MPC tradicional. Esto se debe a que las iteraciones se reducen y se evalúan menos ecuaciones en cada iteración. En el caso del FCC trifásico de 3 celdas, la primera etapa se evalúa 64 veces, y en el peor de los casos, la segunda etapa se evalúa  $3 \cdot 3$  veces, lo cual permite que el cálculo sea alrededor de 36 veces más rápido [3].
- Permite obtener una dinámica comparable al FCS-MPC.
- No se requieren factores de peso.

**Desventajas:**

- Posee un error en estado estacionario.
- Posee un aspecto armónico distribuido en sus variables eléctricas.
- Frecuencia de conmutación variable.

Todas estas desventajas vienen heredadas directamente del esquema de control FCS-MPC.

En la sección 4.4, se presentan las simulaciones, para un FCC de 3 celdas trifásico. Donde se compara directamente el desempeño de este esquema con el FCS-MPC tradicional.

# Capítulo 4

## Propuesta de esquema control

La propuesta central de esta tesis consiste en una versión modificada del esquema RMPC. Pese a que dicho esquema ya proporciona una mejora significativa en términos de tiempo de cálculo comparado con el FCS-MPC tradicional, se ha identificado oportunidades para un uso más eficiente de las redundancias inherentes al convertidor. Específicamente, se observa que en la primera etapa del control, la cual está asociada a la corriente, conlleva cálculos innecesarios, dado que distintas combinaciones de tensiones de fase pueden generar el mismo efecto en la corriente de carga y, en consecuencia, dar lugar al mismo valor en la función objetivo. En estas circunstancias, la elección de la combinación de tensiones se basa más en la implementación específica del esquema de control que en un criterio de optimización claramente definido.

Teniendo en cuenta estos factores, el objetivo se centra en reformular el esquema de control para evitar cálculos redundantes en la primera etapa, que incluye la determinación del vector de voltaje óptimo para el seguimiento de las corrientes de salida. Simultáneamente, se pretende adaptar la segunda etapa, encargada de identificar la combinación de interruptores que implementa de manera más eficiente el vector de voltaje óptimo, para que se acomode a la modificación propuesta en la primera etapa.

Esperamos que estos cambios no solo reduzcan la carga de cálculo, sino que también mejoren el rendimiento del control. Además, exploraremos la posibilidad de introducir criterios adicionales de optimización en la segunda etapa del esquema de control. Con esto, buscamos mejorar aspectos adicionales del rendimiento del sistema, como la reducción de las pérdidas, la mejora del comportamiento en estado estacionario y la gestión de la tensión de modo común.

### 4.1 Motivación

Como se ha indicado en la introducción de esta sección, el RMPC evalúa en su primera etapa combinaciones con igual efecto en la corriente de la carga. Por ello, se procederá a analizar brevemente la ecuación de la corriente en la carga. Para facilitar el análisis en esta parte, se representará de forma matricial la corriente de la carga, basándose en la ecuación (3.32).

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_a^{(k+1)} \\ \tilde{i}_b^{(k+1)} \\ \tilde{i}_c^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & 0 \\ 0 & 0 & K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^{(k)} \\ \mathbf{i}_b^{(k)} \\ \mathbf{i}_c^{(k)} \end{bmatrix} + \frac{1}{3}K_2 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN}^{(k)} \\ v_{bN}^{(k)} \\ v_{cN}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

De manera evitar evaluar más de una vez combinaciones tensión que presentan el mismo efecto en la corriente de salida, se decide se decide utilizar un sistema de coordenadas.  $\alpha\beta$  definido según la transformación de Clarke, presentada a continuación:

$$x_{abc} = Tx_{\alpha\beta 0}, \quad T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Al aplicar esta transformación a la tensión de salida del convertidor, la ecuación queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_a^{(k+1)} \\ \tilde{i}_b^{(k+1)} \\ \tilde{i}_c^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & 0 \\ 0 & 0 & K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^{(k)} \\ \mathbf{i}_b^{(k)} \\ \mathbf{i}_c^{(k)} \end{bmatrix} + \frac{1}{3}K_2 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} T \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{(k)} \\ v_{\beta}^{(k)} \\ v_0^{(k)} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_a^{(k+1)} \\ \tilde{i}_b^{(k+1)} \\ \tilde{i}_c^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & 0 \\ 0 & 0 & K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^{(k)} \\ \mathbf{i}_b^{(k)} \\ \mathbf{i}_c^{(k)} \end{bmatrix} + K_2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{(k)} \\ v_{\beta}^{(k)} \\ v_0^{(k)} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Al realizar esta transformación se explicita que la tensión de modo común no afecta en el control de la corriente, esto debido a que no hay conexión entre el neutro del convertidor y el de la carga.

Con base en lo anteriormente planteado, para evaluar en la primera etapa solo se considerarán los vectores de tensión que tengan distinto efecto en la corriente. Al aplicar la transformación  $\alpha\beta$  en las tensiones de salida, considerando que se está en operación balanceada, es decir, la tensión de salida de cada fase solo puede tomar 4 valores posibles, se obtienen las tensiones presentadas en la figura 4.1(a).

El hecho que distintas combinaciones que poseen el mismo efecto en la corriente, se puede explicitar en la figura 4.1(b) donde se observa que distintos vectores de tensión generan la misma tensión  $v_{\alpha\beta}$ . Por ejemplo, el vector  $v_2$  puede implementarse como  $(\frac{1}{3}V_{dc}, \frac{1}{3}V_{dc}, 0)$ ,  $(\frac{2}{3}V_{dc}, \frac{2}{3}V_{dc}, \frac{1}{3}V_{dc})$  o  $(V_{dc}, V_{dc}, \frac{2}{3}V_{dc})$ .

## 4.2 Esquema propuesto

El esquema propuesto al basarse en el RMPC igualmente se divide en 2 etapas, en donde la primera se encarga del control de las restricciones externas (corrientes de salida) y la segunda se encarga del balance de condensadores y eventualmente de otros criterios adicionales. A continuación se procede a describir las etapas:

### Etapa 1

Esta etapa busca controlar la corriente de salida del convertidor ( $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ ), usando como variable de actuación el vector de tensión salida ( $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ ). Esto se realiza en coordenadas  $\alpha\beta$

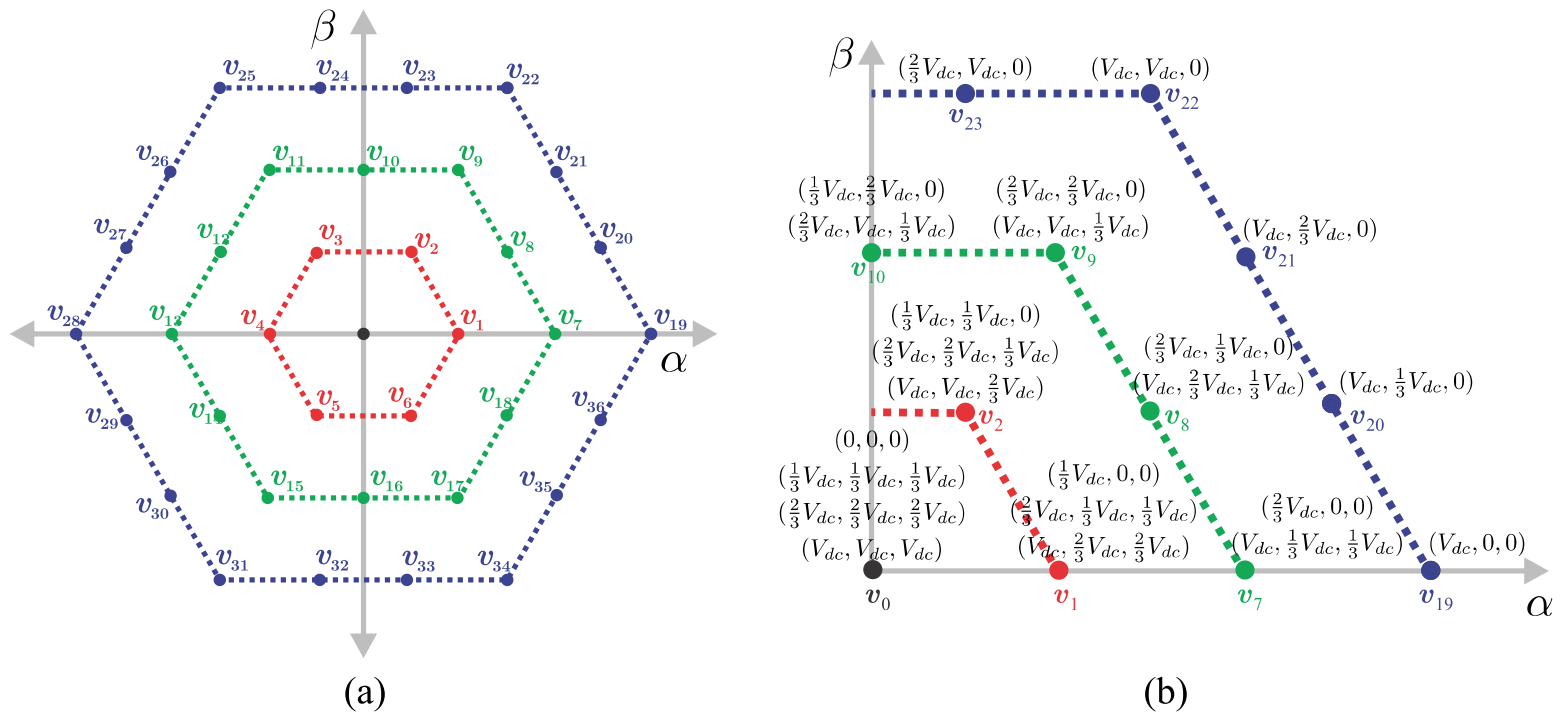


Figura 4.1: Hexágono de vectores de tensión

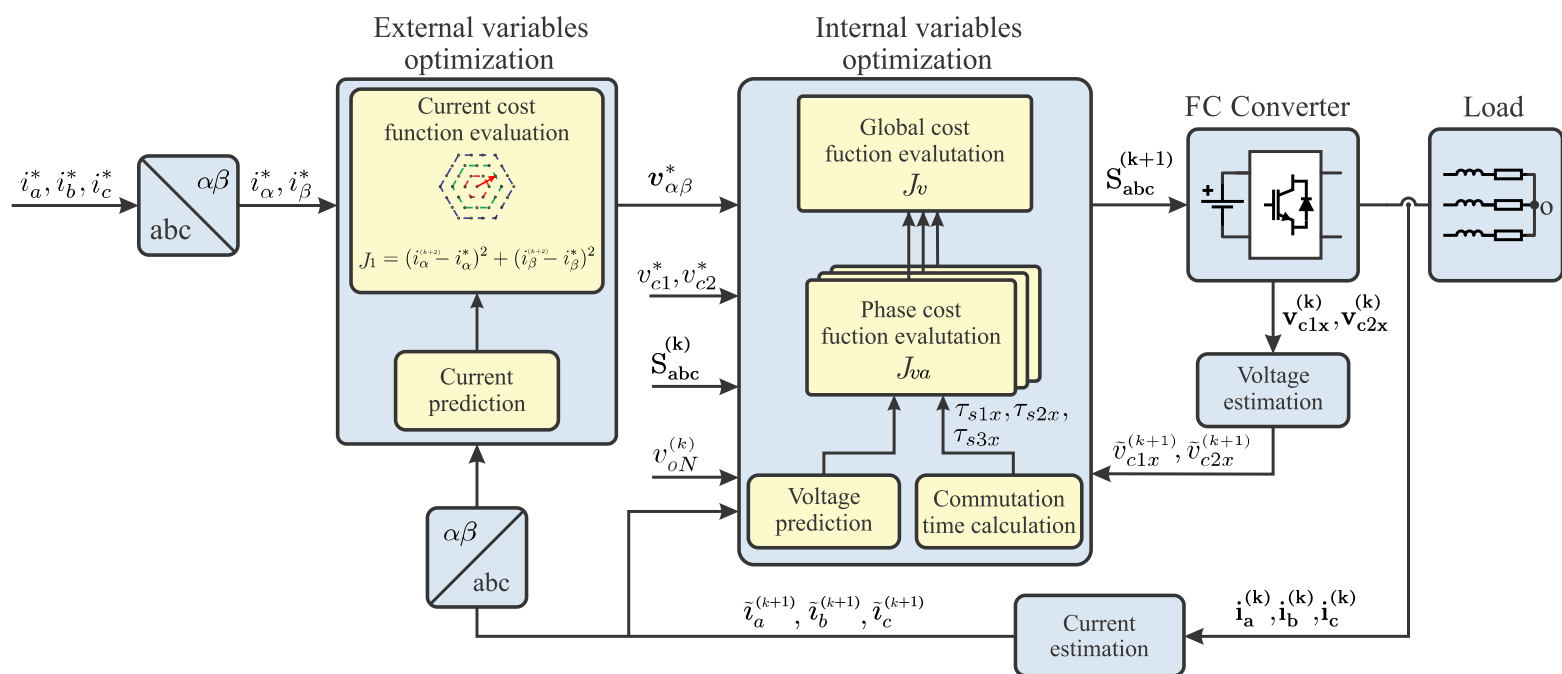


Figura 4.2: Esquema propuesto

de manera de explotar la redundancia del vector de tensión de salida, presentada en la figura 4.1.

La ecuación que se utiliza para predecir la trayectoria de la corriente, corresponde a la presentada en (3.32), pero reescrita en coordenadas  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{(k+2)} \\ i_{\beta}^{(k+2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha}^{(k+1)} \\ \tilde{i}_{\beta}^{(k+1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_2 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{(k+1)} \\ v_{\beta}^{(k+1)} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Donde  $\tilde{i}_{\alpha}^{(k+1)}$  e  $\tilde{i}_{\beta}^{(k+1)}$  corresponden a los valores estimados de la corriente en  $\alpha\beta$ , las cuales se obtienen al aplicar la transformación de Clarke inversa a la corriente estimada en  $abc$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha}^{(k+1)} \\ \tilde{i}_{\beta}^{(k+1)} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_a^{(k+1)} \\ \tilde{i}_b^{(k+1)} \\ \tilde{i}_c^{(k+1)} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

El vector de tensión de salida  $v_{\alpha\beta}^{(k+1)}$ , tiene solo 37 valores posibles, para las 64 combina-

ciones de las tensiones de salida. Esto se presenta en la figura 4.1(a).

$$\mathcal{U} = \{\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{36}\} \quad (4.7)$$

La función de objetivo considera solamente el seguimiento de la corriente y es presentada a continuación:

$$J_i = \sum_{x \in \{\alpha, \beta\}} (i_x^{(k+2)} - i_x^*)^2 \quad (4.8)$$

Con lo cual se puede plantear el siguiente problema de optimización, que permite obtener la actuación óptima  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$  a aplicar en el siguiente instante de muestreo.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^* = \arg \min J_i \left( \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^{(k+1)}, \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{(k+1)} \right) \quad (4.9)$$

$$s.t. \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta}^{(k+2)} = K_1 \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^{(k+1)} + K_2 \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{(k+1)} \quad (4.10)$$

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{(k+1)} \in \mathcal{U} \quad (4.11)$$

Dado que en esta etapa se baja de 64 a 37 la cantidad de combinaciones a evaluar en la ecuación para la predicción de las corrientes y en la función objetivo (42% menos que en caso del RMPC), se dispone de una cantidad considerable de tiempo de procesamiento que puede ser utilizada para mejorar el desempeño del convertidor en aspectos adicionales a la corriente de salida y del voltaje de los condensadores flotantes, lo que modifica de manera importante la Etapa 2

## Etapa 2

En esta etapa, se busca la implementación óptima (combinación de estados de conmutación) del vector de tensión  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$  obtenido en la etapa 1, para lo cual se pueden plantear diversos criterios de optimización.

Se observa que aparecen 2 niveles de redundancias para implementar cada vector de tensión como se presenta en la figura 4.3. El primero corresponde a las distintas combinaciones de tensiones de fase que pueden generar el mismo vector de tensión: 4 redundancias para  $\mathbf{v}_0$ , 3 para cada uno de los vectores del hexágono interior, 2 para los vectores del hexágono medio, mientras que aquellos vectores del hexágono exterior no poseen redundancias.

Además, cada una de las tensiones de salida por fase pueden ser implementadas mediante distintas combinaciones de estados de conmutación, como es presentado en la tabla 2.3, cada una con un efecto distinto en las tensiones de los condensadores, pérdidas en los semiconductores, entre otros.

Debido a los 2 niveles de redundancia se tiene un mayor grado de libertad para alcanzar los objetivos de control, por lo que resulta como opción incluir criterios adicionales de optimización utilizando las redundancias presentes en el convertidor.

Por otro lado, en la segunda etapa, al evaluar las 3 fases en conjunto aumenta respecto el esquema original, dado que en el peor caso ( $\mathbf{v}_0$ ) habría que evaluar 18 veces las ecuaciones de predicción de tensión en los condensadores. Notando que en total aún son menos iteraciones que en el caso del esquema original.

El procedimiento para implementar esta etapa se describe a continuación:

1. Dado el vector de tensión obtenido de la etapa anterior ( $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$ ), se identifican las distintas combinaciones de tensiones de fase ( $\mathbf{v}_j$ ) que permiten implementarlo.

$$\mathbf{v}_j = (v_{aN,j}, v_{bN,j}, v_{cN,j}) \quad j \in \{1, \dots, j_{max}\} \quad (4.12)$$

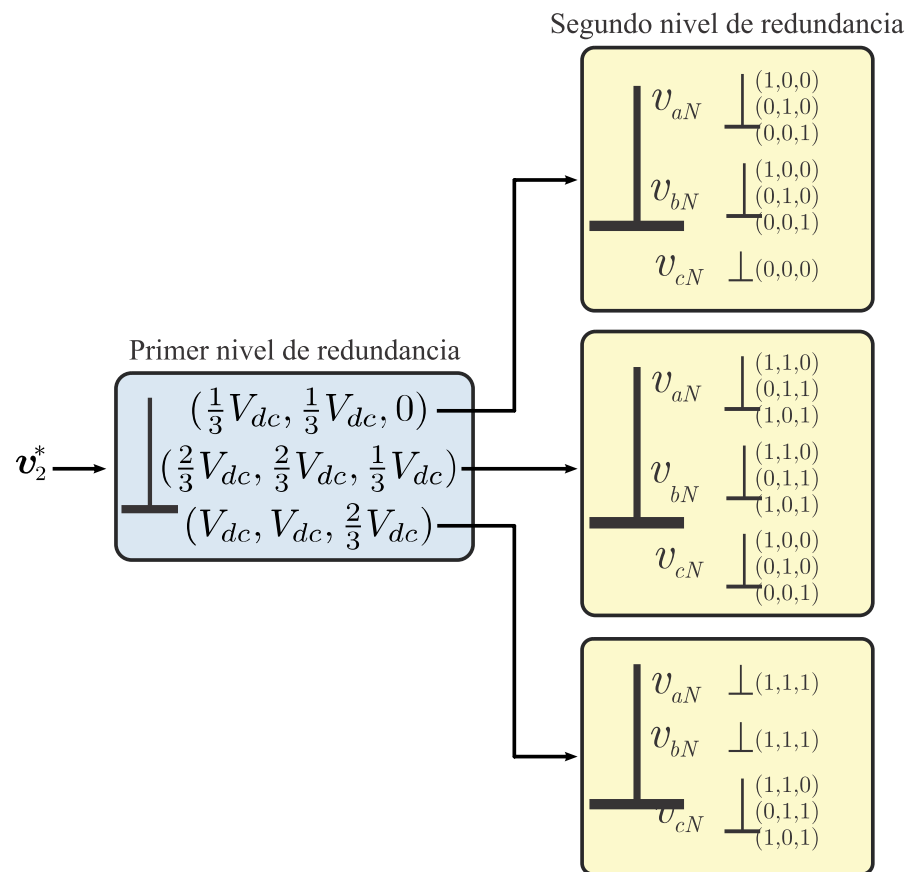


Figura 4.3: Dos niveles de redundancia

Dependiendo de en que hexágono se encuentre el vector de tensión  $j_{max}$ , puede ser igual a 1, 2, 3 o 4.

- Para cada fase se plantea una subetapa, en la cual las variables de estado son las tensiones de los condensadores flotantes  $(v_{c1x}, v_{c2x})$  y las variables de actuación son los estados de los semiconductores de la fase respectiva  $(S_{1x}, S_{2x}, S_{3x})$ .

- Con la tensión de salida de la fase respectiva requerida se identifica las combinaciones que permiten generarla. Si  $v_{xN}^* \in \{0, V_{dc}\}$  existe una única implementación y además estas no modifican la tensión de los condensadores. Por otro lado, si  $v_{xN}^* \in \{\frac{1}{3}V_{dc}, \frac{2}{3}V_{dc}\}$  hay tres posibles implementaciones.
- Se realiza la predicción del valor de las tensiones en los condensadores, con las ecuaciones presentadas a continuación:

$$v_{c1x}^{(k+2)} = \tilde{v}_{c1x}^{(k+1)} + K_{c1} i_x^{(k+1)} (S_{2x}^{(k+1)} - S_{1x}^{(k+1)}) \quad (4.13)$$

$$v_{c2x}^{(k+2)} = \tilde{v}_{c2x}^{(k+1)} + K_{c2} i_x^{(k+1)} (S_{3x}^{(k+1)} - S_{2x}^{(k+1)}) \quad (4.14)$$

- Se evalúa la función objetivo local  $J_{vx}$  para obtener los estados de conmutación óptimos  $S_x^{k+1}$  para esta fase y la tensión de salida dada.
- Finalmente, se evalúa en conjunto las funciones objetivos de las tres fases en la función objetivo global  $(J_v)$ . Como resultado se obtiene la implementación óptima de estados de conmutación  $\mathbf{S}_{abc}^{(k+1)}$  a aplicar.

El diagrama de flujo de las etapas 1 y 2 se presentan en las figuras 4.4 y 4.5 respectivamente. Además, se presenta el diagrama de bloques del esquema propuesto en la figura 4.2

Para las funciones de costo a utilizar, se explorarán distintos criterios adicionales. En primer lugar, se presentarán las funciones de costo base, las cuales no contemplan ningún criterio adicional más allá del balance de tensión de los condensadores. Estas serán analizadas en la siguiente sección.

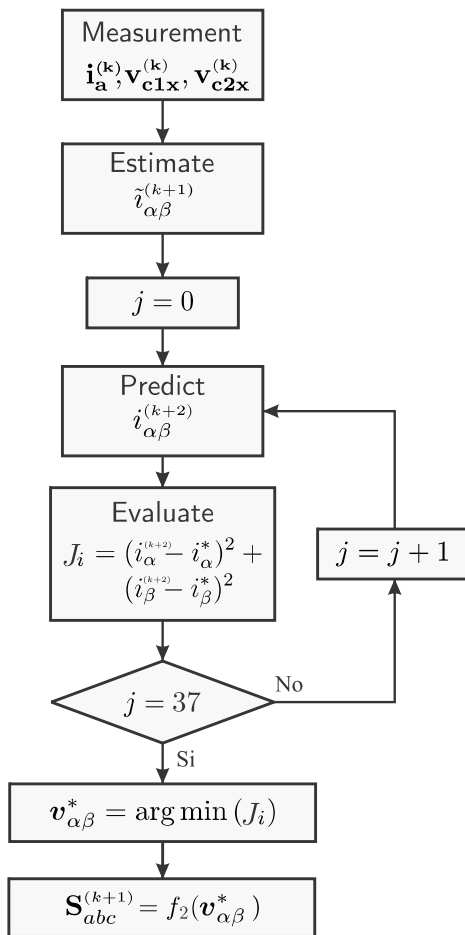


Figura 4.4: Diagrama de flujo etapa 1

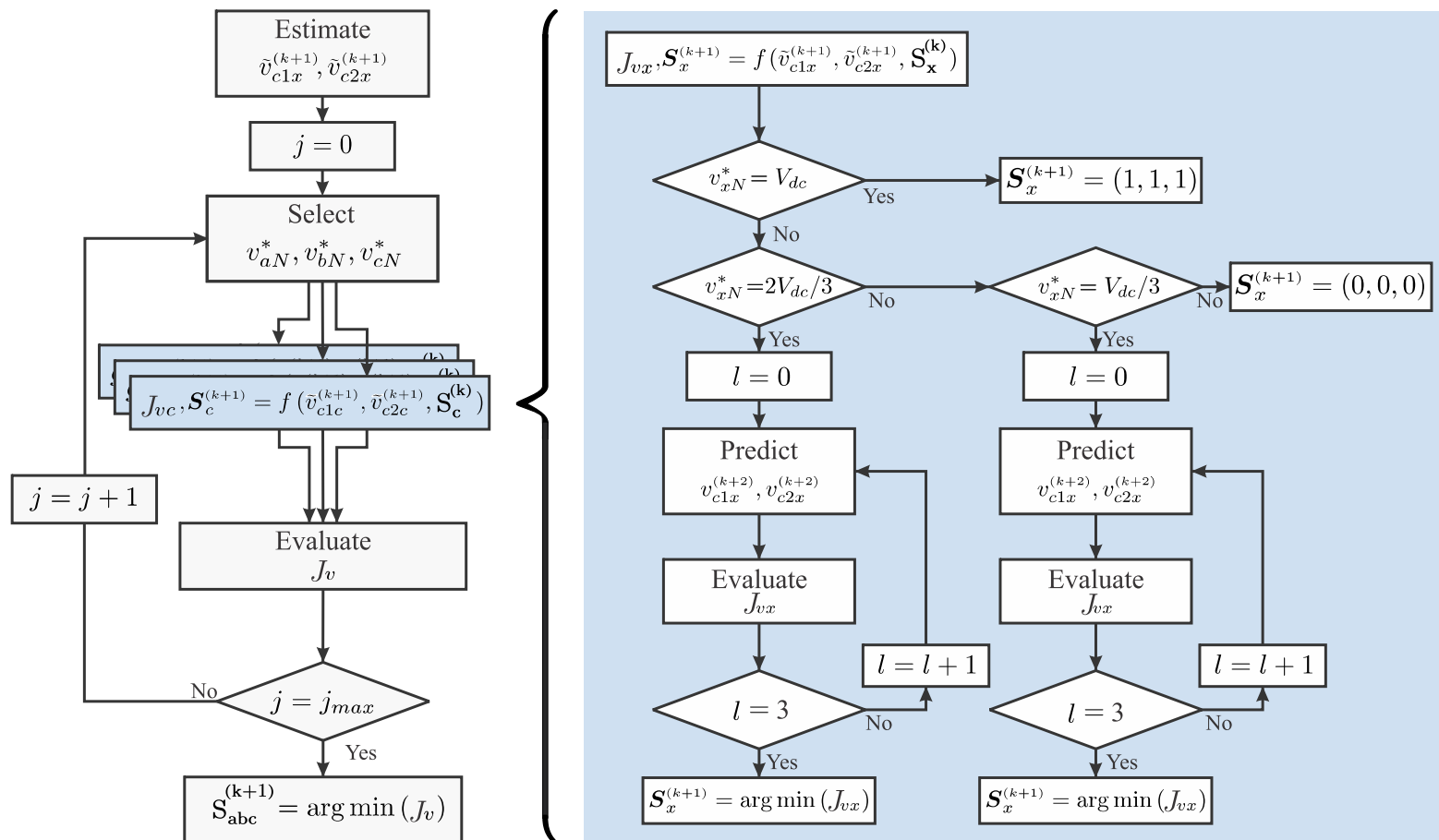


Figura 4.5: Diagrama de flujo etapa 2

### 4.2.1 Funciones de costo propuestas

Las funciones de costo local base, sin agregar criterios adicionales, considera el balanceo de los condensadores:

$$J_{vx}^{base} = (v_{c1x} - v_{c1}^*)^2 + \lambda_{c2x}(v_{c2x} - v_{c2}^*)^2 \quad (4.15)$$

La función de costo global base  $J_v^{base}$ , consta de la suma de las funciones de costo de cada fase.

$$J_v^{base} = J_{va} + J_{vb} + J_{vc} \quad (4.16)$$

#### 4.2.1.a Criterio adicional de pérdidas

El primer criterio adicional a considerar tiene como objetivo minimizar y emparejar las pérdidas en los semiconductores. Para entender este criterio, es crucial comprender cómo se generan estas pérdidas, las cuales se dividen en dos componentes principales: las pérdidas de conducción y las pérdidas de conmutación.

Las pérdidas de conducción son el resultado del paso de la corriente a través del semiconductor. Estas pérdidas son inevitables porque la conducción de corriente es esencial para el funcionamiento de la aplicación.

Por otro lado, las pérdidas de conmutación ocurren durante la transición del estado de encendido al estado de apagado del semiconductor y viceversa. Estas pérdidas se incrementan con la frecuencia de conmutación del semiconductor. Dado que las pérdidas de conducción son inevitables, este criterio adicional se enfoca en reducir las pérdidas de conmutación.

Por tanto, se propone incluir un término en la función de costo que penalice la frecuencia de conmutación del semiconductor. Esto se logra con la siguiente adición a la función de costo:

$$J_{sx} = \lambda_s (\tau_{s1x}^{-2} + \tau_{s2x}^{-2} + \tau_{s3x}^{-2}) \quad (4.17)$$

Este término  $\tau_{six}$  penaliza el tiempo transcurrido desde la última conmutación de los interruptores. Si el interruptor no conmuta,  $\tau_{six}$  aumenta y, en consecuencia,  $\tau_{six}^{-2}$  disminuye, reduciendo así el valor de  $J_{sx}$ . Es importante destacar que, a diferencia de los términos tradicionales en una función de costo, en este caso no se aplica una norma cuadrática, ya que los términos  $\tau_{six}$  siempre son positivos.

El penalizar frecuencia de conmutación, puede afectar la calidad del balanceo de tensión de los condensadores, es por esto que se agrega el factor de peso  $\lambda_s$ , que permite regular como se reparte el esfuerzo de control, entre mantener los condensadores balanceado y disminuir la frecuencia de conmutación.

#### 4.2.1.b Criterio adicional de tensión de modo común

La tensión de modo común, y en particular su variación de alta frecuencia, puede causar problemas con el aislamiento, generando corrientes de fuga. En motores eléctricos, estas corrientes pueden provocar daños en los rodamientos y en el aislamiento de los devanados [41–44].

Por tanto, se considera el siguiente término adicional:

$$J_{nN} = \lambda_{nN} \left( v_{on}^{k+1} - v_{on}^* \right)^2 \quad (4.18)$$

Para definir cuál es el valor de referencia se pueden tomar distintas opciones, donde las más tradicionales serían buscar reducir la tensión de modo común, con lo cual.  $v_{on}^* = 0$ . Otra opción es buscar reducir las conmutaciones de la tensión de modo común, es decir  $v_{on}^* = v_{on}^{(k)}$ .

En el caso de este trabajo se trabajará con la segunda opción, pero ambas son viables.

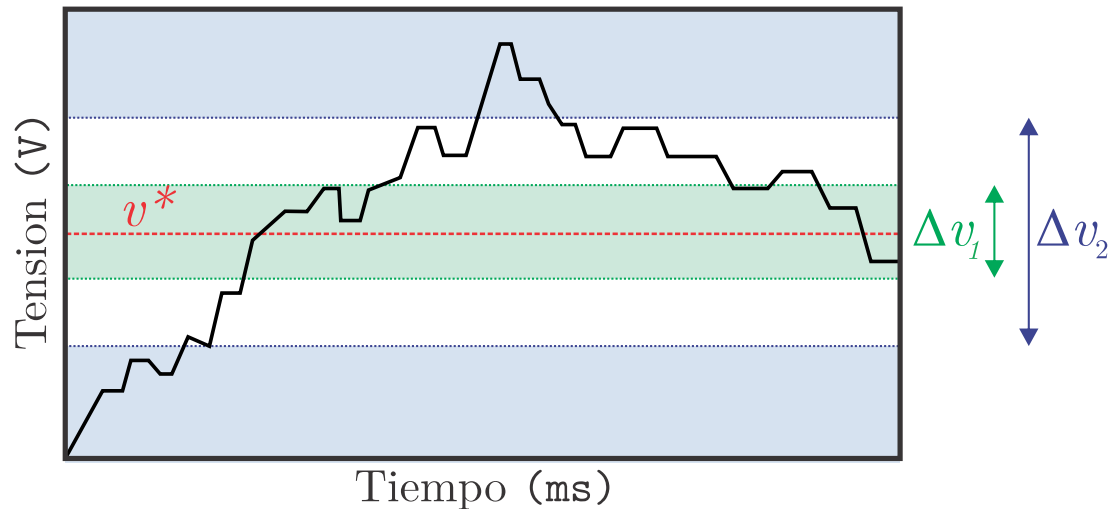


Figura 4.6: Banda propuesta para el control

#### 4.2.1.c Banda de voltaje

Una posibilidad que se analizará en el esquema propuesto es dar más flexibilidad al equilibrio de los condensadores. En esquemas como el PS-PWM, la tensión de los condensadores varía, aunque no lo suficiente como para afectar significativamente la operación del convertidor. Con esto en mente, se propone que se den prioridad a otros objetivos de control siempre que la tensión de los condensadores se mantenga dentro de una banda de tolerancia en torno a la referencia.

Esto se implementará a través de una banda, como se muestra en la Figura 4.6. Cuando la tensión entra en el rango  $\Delta v_1$ , se deja de controlar la tensión de los condensadores y se priorizan otros objetivos de control. Esta configuración se mantiene hasta que la tensión sale del rango  $\Delta v_2$ , momento en el que se vuelve a dar prioridad al equilibrio de los condensadores. La banda se refleja en la función objetivo como un factor de peso que cambia su valor según la banda propuesta. Este factor de peso  $\lambda_{c_jx}$  se vuelve nulo cuando se encuentra dentro de  $\Delta v_1$  y toma su valor normal cuando la tensión sale de la banda  $\Delta v_2$ . Mientras la tensión se mantenga fuera de ambas bandas, mantiene su valor anterior. Esto se describe matemáticamente a continuación:

$$\lambda_{c_jx}^{(k+1)} = \begin{cases} 0 & , |v_{c_jx} - v^*| < \frac{1}{2}\Delta v_1 \\ \lambda_{c_jx}^{(k)} & , \text{etoc} \\ \lambda_{c_j} & , |v_{c_jx} - v^*| > \frac{1}{2}\Delta v_2 \end{cases} \quad (4.19)$$

Con lo cual la función de costos utilizada quedaría de la siguiente manera:

$$J_{vx} = \lambda_{c1x}^{(k)}(v_{c1x} - v_{c1}^*)^2 + \lambda_{c2x}^{(k)}(v_{c2x} - v_{c2}^*)^2 \quad (4.20)$$

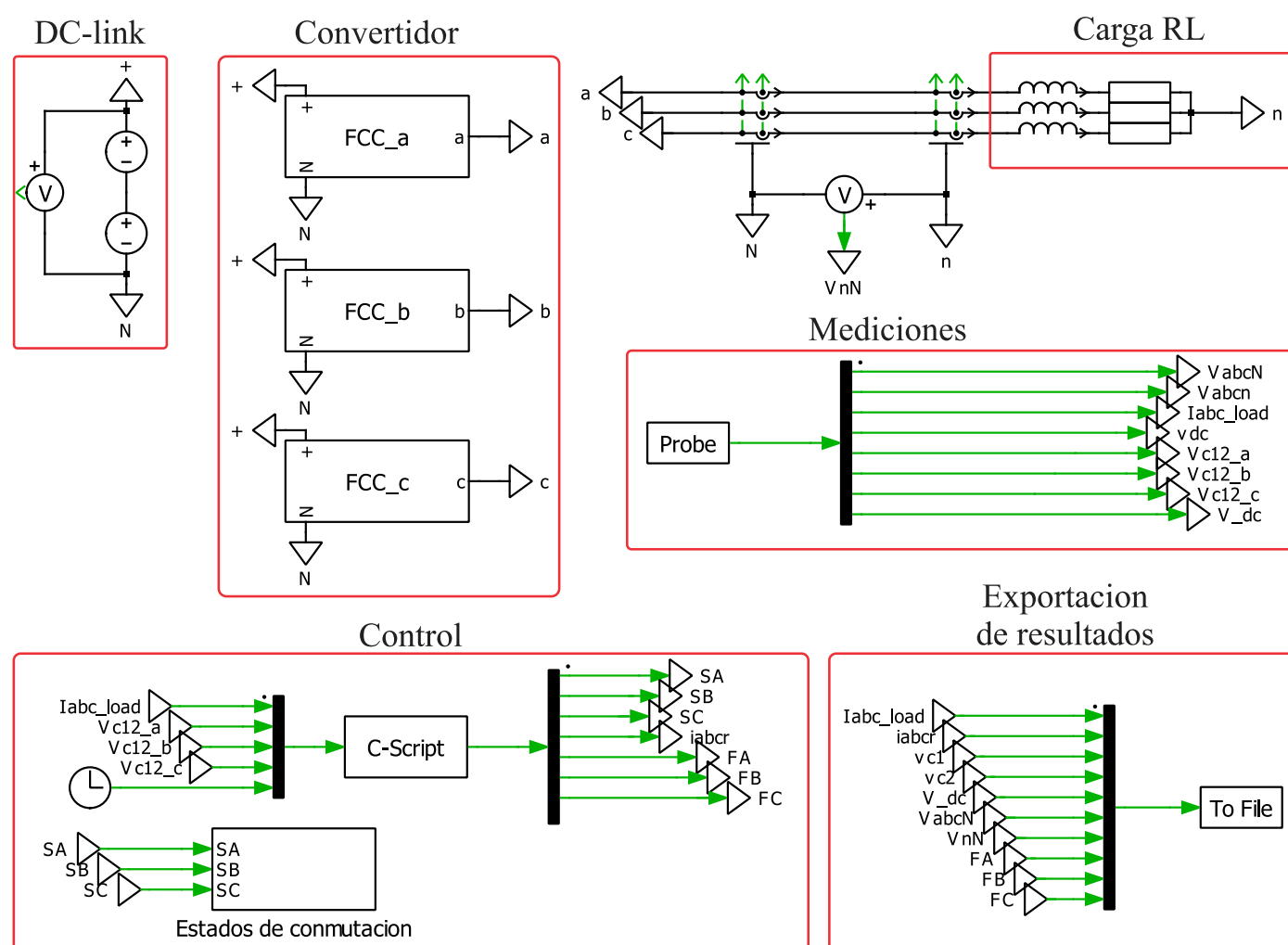
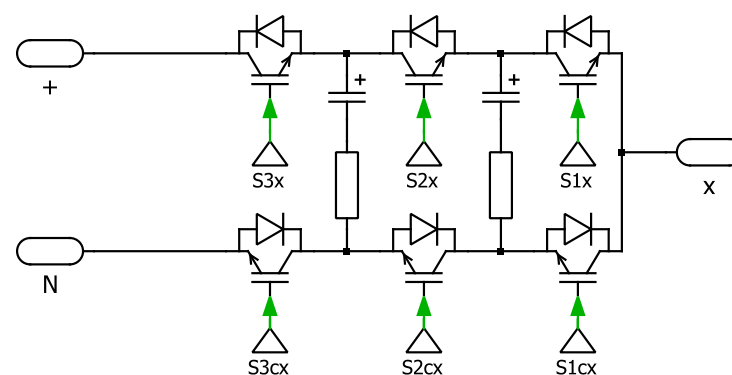
### 4.3 Simulación

Las simulaciones para validar el funcionamiento de control propuesto se realizaron con el software especializado en electrónica de potencia *Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation* (PLECS<sup>®</sup>). En la figura 4.7 se presenta el sistema simulado, este incluye el convertidor como tal, el cual se encuentra dividido por cada fase, lo cual se presenta en la figura 4.8. El control se implementó mediante el bloque C-SCRIPT usando C como lenguaje de programación.

Los parámetros del sistema simulado se presentan en la tabla 4.1, este corresponde al convertidor conectado a una carga RL y considerando el DC-link como una fuente ideal de tensión.

**Tabla 4.1:** Parámetros simulación

Parámetro	Símbolo	Valor
Tensión DC-link	$V_{dc}$	300V
Resistencia Carga	$R$	11.5Ω
Inductancia Carga	$L$	5mH
Condensador Flotante	$C_{2x}$	330μF
	$C_{1x}$	330μF
Tiempo de muestreo	$T_s$	100μs


**Figura 4.7:** Sistema simulado en PLECS®

**Figura 4.8:** Fase del FCC simulado

Dado que el esquema de control presentado tiene múltiples elementos en su función de peso, es necesario ajustar el valor de estos para distribuir el esfuerzo de control entre los distintos objetivos. Con este propósito, se realizaron varios ensayos preliminares para determinar los valores de estos factores.

### 4.3.1 Ajuste factores de peso

Las variantes del esquema de control propuesto que se consideraran son las siguientes:

- (a) MPC propuesto base (sin criterios adicionales).
- (b) MPC propuesto + criterio de pérdidas.
- (c) MPC propuesto + criterio de tensión de modo común.
- (d) MPC propuesto + criterio de pérdidas y tensión de modo común.
- (e) MPC propuesto con banda de tensión + criterio de pérdidas y tensión de modo común.

Se realizaron ensayos para ajustar los factores de peso presentes en cada uno de estos esquemas.

#### 4.3.1.a MPC propuesto base

El MPC propuesto base, solo considera en su función de costo, el balanceo de los condensadores, como se ve en la ecuación presentada a continuación:

$$J_{vx} = (v_{c1x} - v_{c1}^*)^2 + \lambda_{c2x}(v_{c2x} - v_{c2}^*)^2 \quad (4.21)$$

Por lo cual es único factor a ajustar corresponde a  $\lambda_{c2}$ .

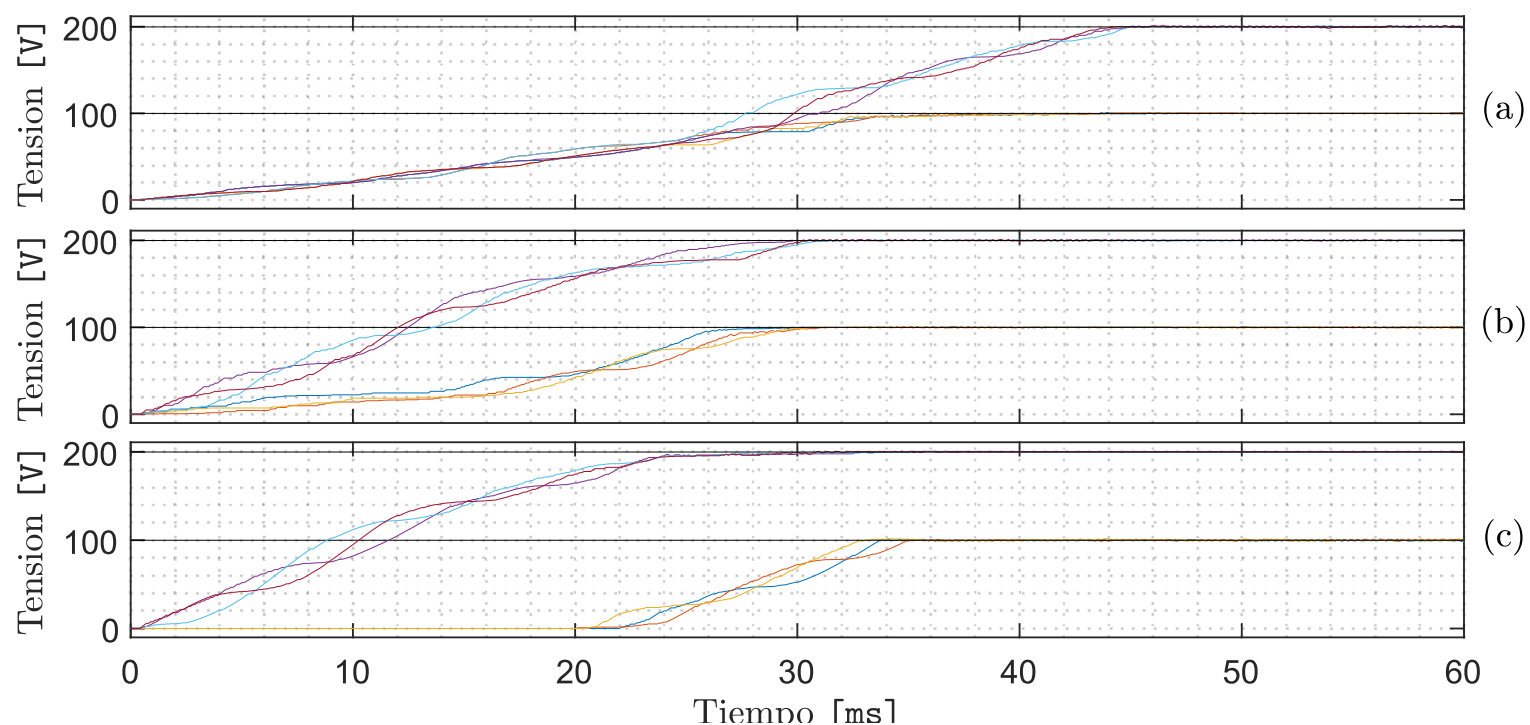
La prueba realizada fue la carga inicial de los condensadores. Esta consiste en iniciar con el DC-link y los condensadores descargados dejando una referencia de corriente fija y de manera abrupta se energiza el DC-link. Este ensayo muestra el comportamiento dinámico de los condensadores, ya que para el funcionamiento adecuado del convertidor se requiere que opere en la vecindad de la condición balanceada.

Se consideraron tres casos distintos en los cuales se asignaron distintos valores de  $\lambda_{c2}$ .

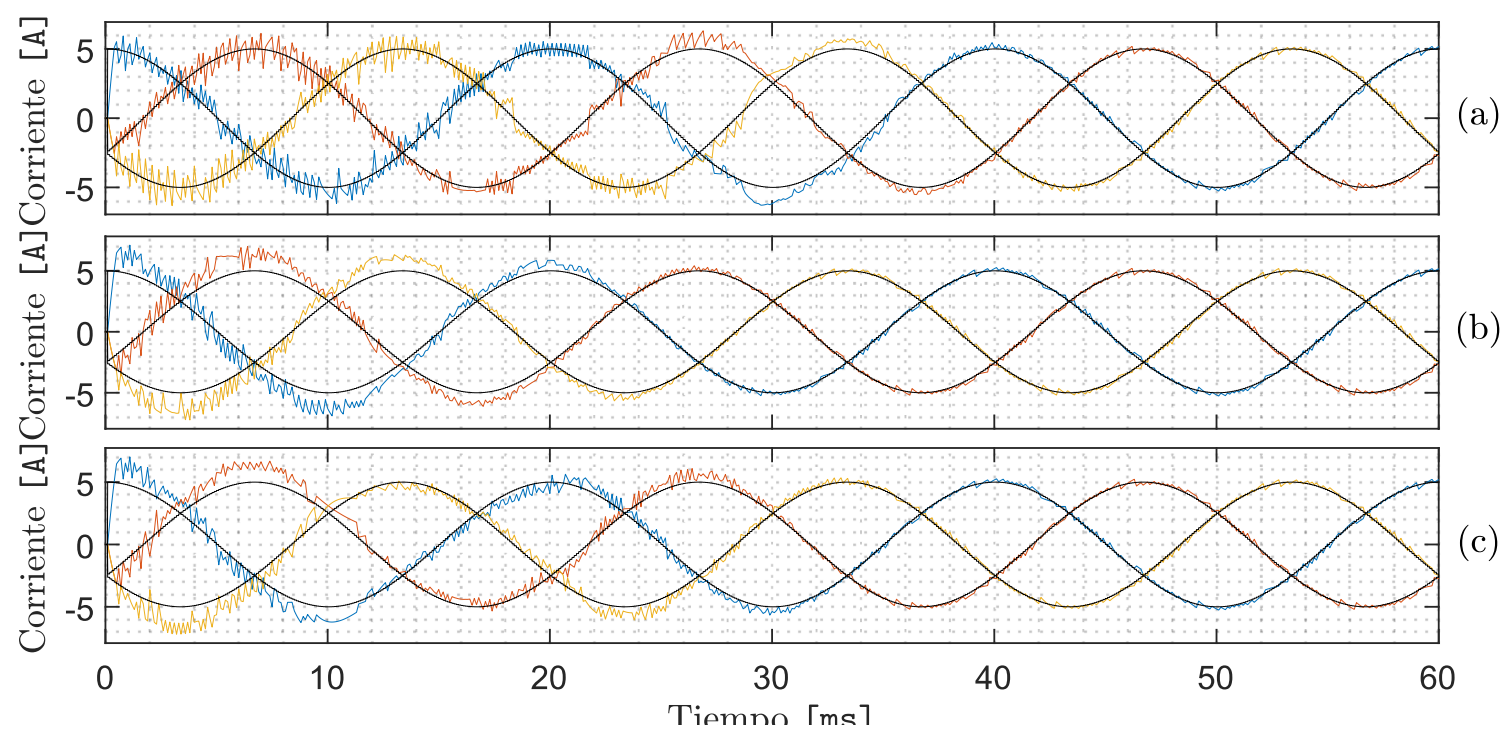
- (a)  $\lambda_{c2} = 0.1$
- (b)  $\lambda_{c2} = 1$
- (c)  $\lambda_{c2} = 10$

En la Figura 4.9, se observa el efecto de asignar un mayor factor de peso a uno de los condensadores, lo cual da como resultado en una carga más rápida para dicho condensador en particular. El caso más desfavorable es el caso (a), que requiere más tiempo para alcanzar una condición de carga balanceada en ambos condensadores. Esto se refleja en el ripple de las corrientes mostradas en la Figura 4.10. Por otro lado, los casos (b) y (c) presentan un tiempo similar para lograr la condición balanceada, aunque el caso (b) muestra un mejor comportamiento en la corriente al reducir significativamente el ripple alrededor de los 25ms. Esto se debe a que, en la etapa 1 del control, se asume el balanceo de los condensadores, lo cual es crucial para un control adecuado de las corrientes. Por lo tanto, es necesario que ambos condensadores se acerquen a la condición balanceada, siendo este objetivo logrado antes en el caso (b).

Dado que el caso que se observa un mejor comportamiento es con  $\lambda_{c2} = 1$ , se utilizara este factor de peso.



**Figura 4.9:** Resultado de las simulaciones para las tensiones en los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a)  $\lambda_{c2} = 0.1$ , (b)  $\lambda_{c2} = 1$ , (c)  $\lambda_{c2} = 10$



**Figura 4.10:** Resultado de las simulaciones para las Corrientes de la carga durante la carga inicial: (a)  $\lambda_{c2} = 1$ , (b)  $\lambda_{c2} = 0.1$ , (c)  $\lambda_{c2} = 10$

#### 4.3.1.b MPC propuesto incluyendo criterio de pérdidas

Las funciones de costo que se utilizan al incluir el criterio de pérdidas son las siguientes:

$$J_{vx} = J_{vx}^{base} + J_{sx} \quad (4.22)$$

$$J_{vx} = (v_{c1x} - v_{c1}^*)^2 + \lambda_{c2x}(v_{c2x} - v_{c2}^*)^2 + \lambda_s (\tau_{s1x}^{-2} + \tau_{s2x}^{-2} + \tau_{s3x}^{-2}) \quad (4.23)$$

$$J_v = J_{va} + J_{vb} + J_{vc} \quad (4.24)$$

El factor de peso adicional que se tiene corresponde a  $\lambda_s$ , que permite penalizar la cantidad de conmutaciones en los semiconductores, al sacrificar capacidad de control en la tensión de los condensadores flotantes. Con el objetivo de evaluar el efecto del factor de peso, se probará con 4 factores de peso distintos. Por otra parte, se utilizó  $\lambda_{c2} = 1$  para el factor de peso condensador. A continuación se detallan los diferentes factores de peso utilizados:



La Figura 4.11 muestra el comportamiento de la carga inicial de los condensadores en los cuatro casos. Se observa que en los tres primeros casos, el tiempo requerido para alcanzar la condición de equilibrio es similar, alrededor de 30ms. Por otro lado, en el caso (d), este tiempo asciende a 55ms, lo cual es notablemente mayor.

Además, se realizó un estudio del comportamiento en estado estacionario, analizando tres indicadores: la frecuencia promedio de conmutación (ASF), la desviación de la frecuencia promedio de conmutación (DSF), el error cuadrático medio (MSE) de las tensiones de los condensadores y la distorsión armónica total (THD) de las corrientes de carga.

**Tabla 4.2:** Efecto del factor  $\lambda_s$  en estado estacionario

$\lambda_s$	ASF [Hz]	DSF [Hz]	MSE <sub>vc1</sub> [V]	MSE <sub>vc2</sub> [V]	THD <sub>i</sub> [%]
5	1535.0743	68.53	0.6131	0.6023	4.0940
50	987.2902	59.59	0.9846	0.9554	4.1758
500	757.4644	32.46	1.7859	1.8738	4.1238
5000	614.8939	26.67	3.6943	4.1325	4.1661

En relación al THD de la corriente, se observa que no se ve notablemente afectado por el aumento en el factor de peso. Sin embargo, la frecuencia promedio de conmutación experimenta una reducción significativa al incrementar el valor del factor de peso. Además, se vuelve más homogénea entre los distintos semiconductores, lo cual se corrobora observando la DSF. Por otro lado, se observa un aumento en el error en las tensiones de los condensadores.

Se decide que se utilizara  $\lambda_s = 500$ , dado que este factor de peso se logra reducir considerablemente la frecuencia promedio de conmutación, sin perjudicar notoriamente dinámica en la carga inicial de los condensadores y no aumentar tanto el ripple que tienen en estado estacionario.

#### 4.3.1.c MPC propuesto incluyendo criterio de tensión de modo común

Las funciones de costo que se utilizan al incluir el criterio de tensión de modo común son las siguientes

$$J_{vx} = J_{vx}^{base} \quad (4.25)$$

$$J_v = J_v^{base} + J_v^{nN} = J_{va} + J_{vb} + J_{vc} + \lambda_{nN} \left( v_{on}^{k+1} - v_{on}^* \right) \quad (4.26)$$

El factor de peso adicional que se tiene es  $\lambda_{nN}$ , que permite penalizar la variación en la tensión de modo común. Con el objetivo de evaluar el efecto del factor de peso, se probará con 4 factores de peso distintos. Por otra parte, se utilizó  $\lambda_{c2} = 1$  para el factor de peso condensador. A continuación se detallan los diferentes factores de peso utilizados:

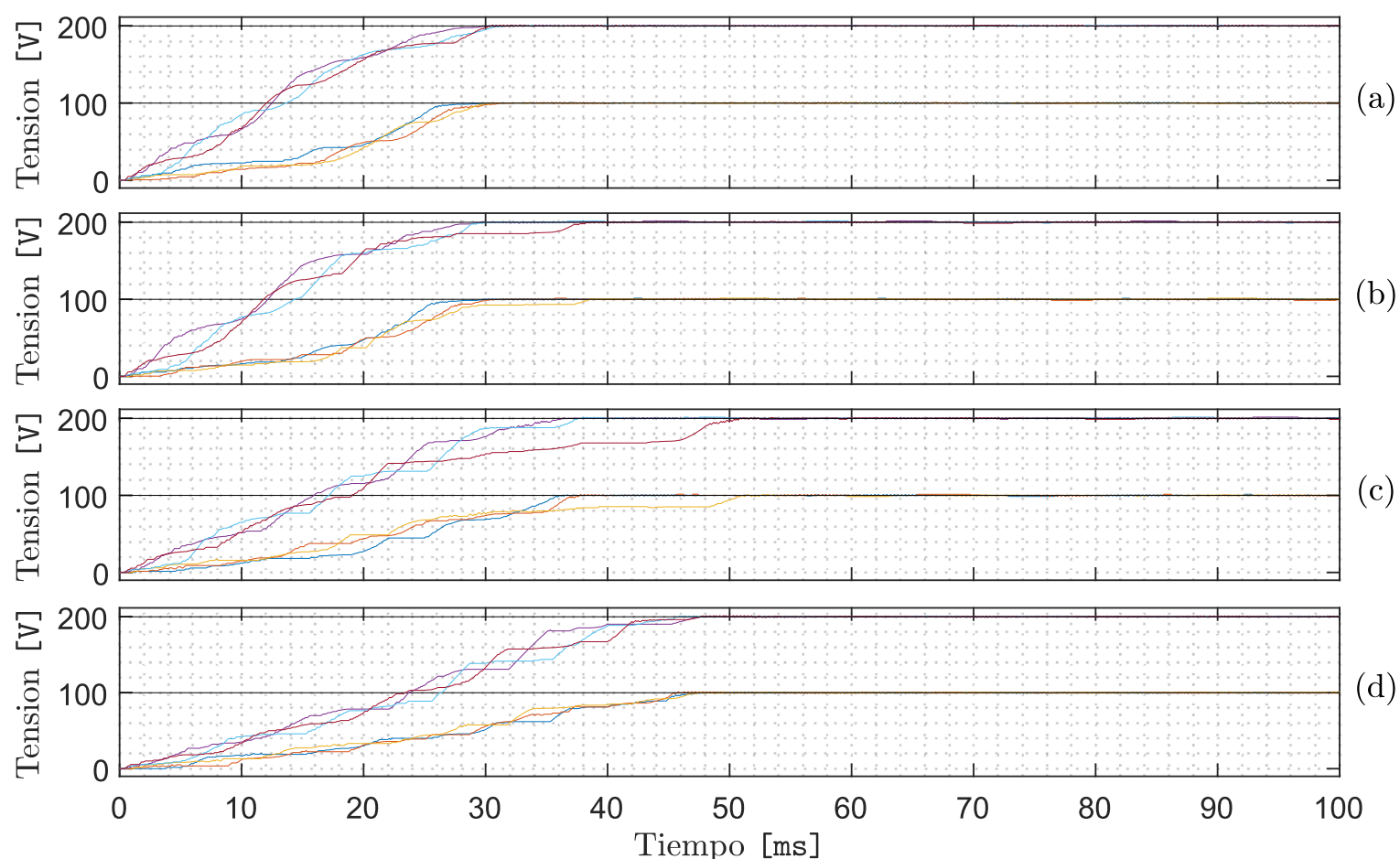
- (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$
- (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$
- (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$
- (d)  $\lambda_{nN} = 1$

La Figura 4.13 muestra el comportamiento de la carga inicial de los condensadores en los cuatro casos, notándose que en los casos (c) y (d) aumenta notoriamente el tiempo para llegar a la condición balanceada.

En las Figuras 4.14 y 4.15, se presenta el comportamiento de la tensión de modo común, notando que el aumentar el factor de peso asociado a este, permite que la tensión de

modo común varíe menos y en esto estacionario tienda a quedarse en torno a un valor fijo. Teniendo en los casos (b), (c) y (d) comportamiento similares en estado estacionario, lo cual se corrobora al ver la FFT.

Dado los resultados obtenidos se decide utilizar  $\lambda_{nN} = 0.01$ , dado que permite reducir notoriamente la variación de la tensión de modo común en estado estacionario, sin afectar de gran manera la dinámica en la carga inicial de los condensadores.



**Figura 4.13:** Resultado de las simulaciones para las tensiones de los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d)  $\lambda_{nN} = 1$

#### 4.3.1.d MPC propuesto incluyendo criterio de pérdidas y tensión de modo común

Las funciones de costo a utilizar en este caso es la siguiente:

$$J_{vx} = J_{vx}^{base} + J_{sx} \quad (4.27)$$

$$J_{vx} = (v_{c1x} - v_{c1}^*)^2 + \lambda_{c2x}(v_{c2x} - v_{c2}^*)^2 + \lambda_s (\tau_{s1x}^{-2} + \tau_{s2x}^{-2} + \tau_{s3x}^{-2}) \quad (4.28)$$

$$J_v = J_v^{base} + J_v^{nN} = J_{va} + J_{vb} + J_{vc} + \lambda_{nN} (v_{on}^{k+1} - v_{on}^*) \quad (4.29)$$

Se utilizará como base los factores de peso ya calculados, para el caso base ( $\lambda_{c2} = 1$ ) y el caso que incluye únicamente en factor de pérdidas ( $\lambda_s = 500$ ). Con el objetivo de ajustar el último factor de peso, se probarán con 4 factores de peso distintos:

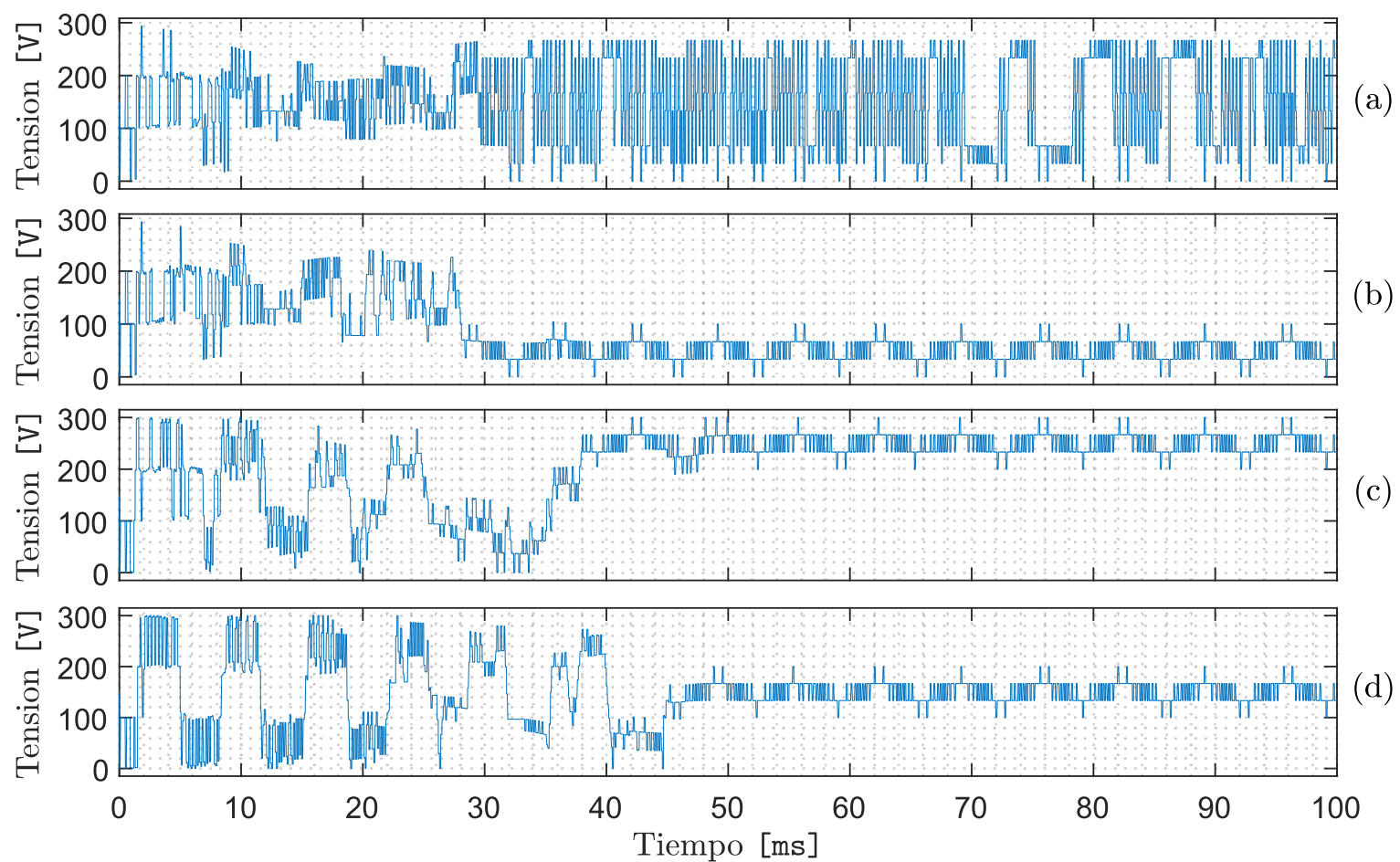
(a)  $\lambda_{nN} = 0.001$

(c)  $\lambda_{nN} = 0.1$

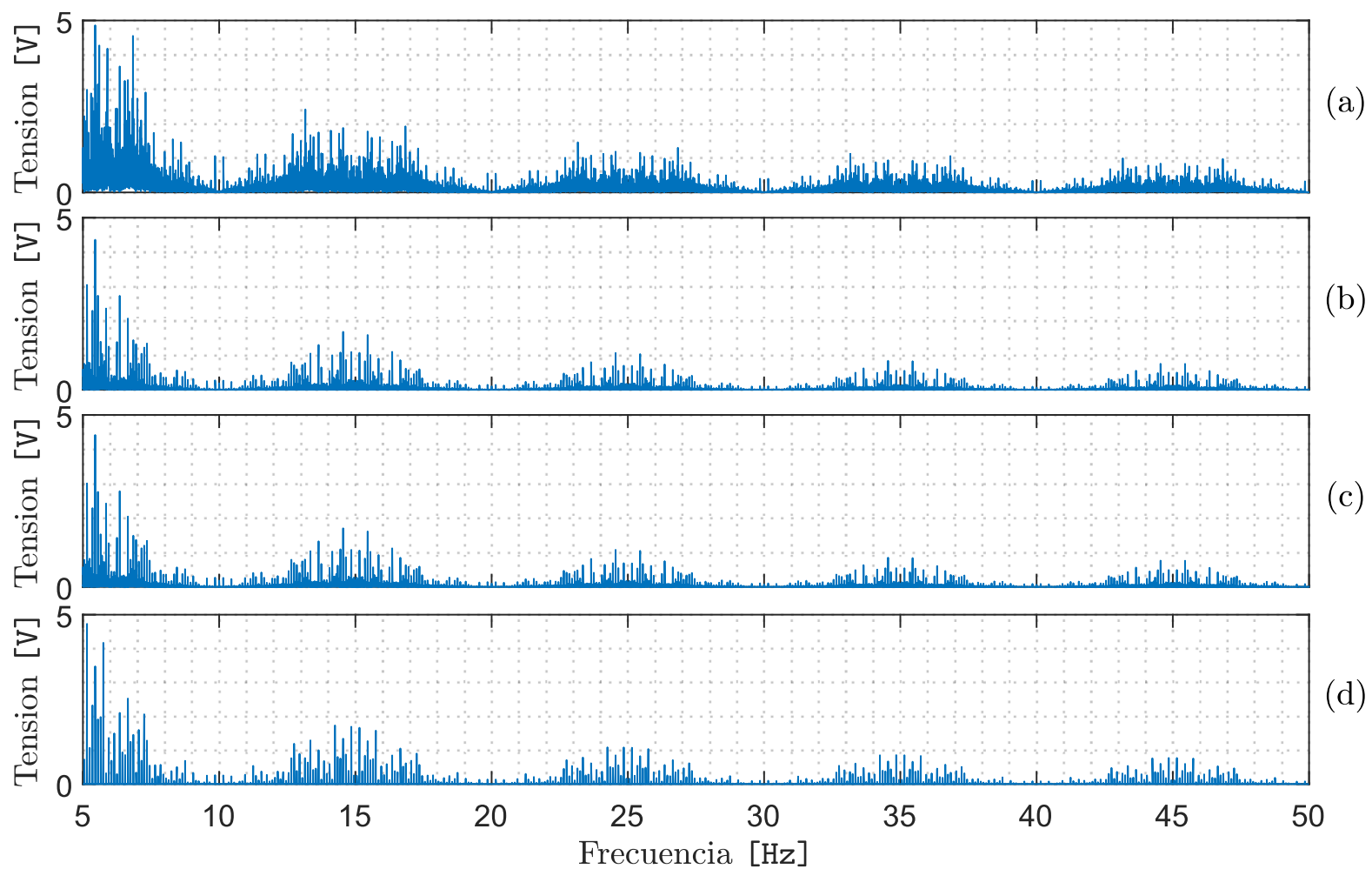
(b)  $\lambda_{nN} = 0.01$

(d)  $\lambda_{nN} = 1$

La Figura 4.16 muestra el comportamiento de la carga inicial de los condensadores en los cuatro casos, notándose que al aumentar mucho el factor de peso asociado a la tensión de modo común, provoca que la carga inicial sea más lenta.

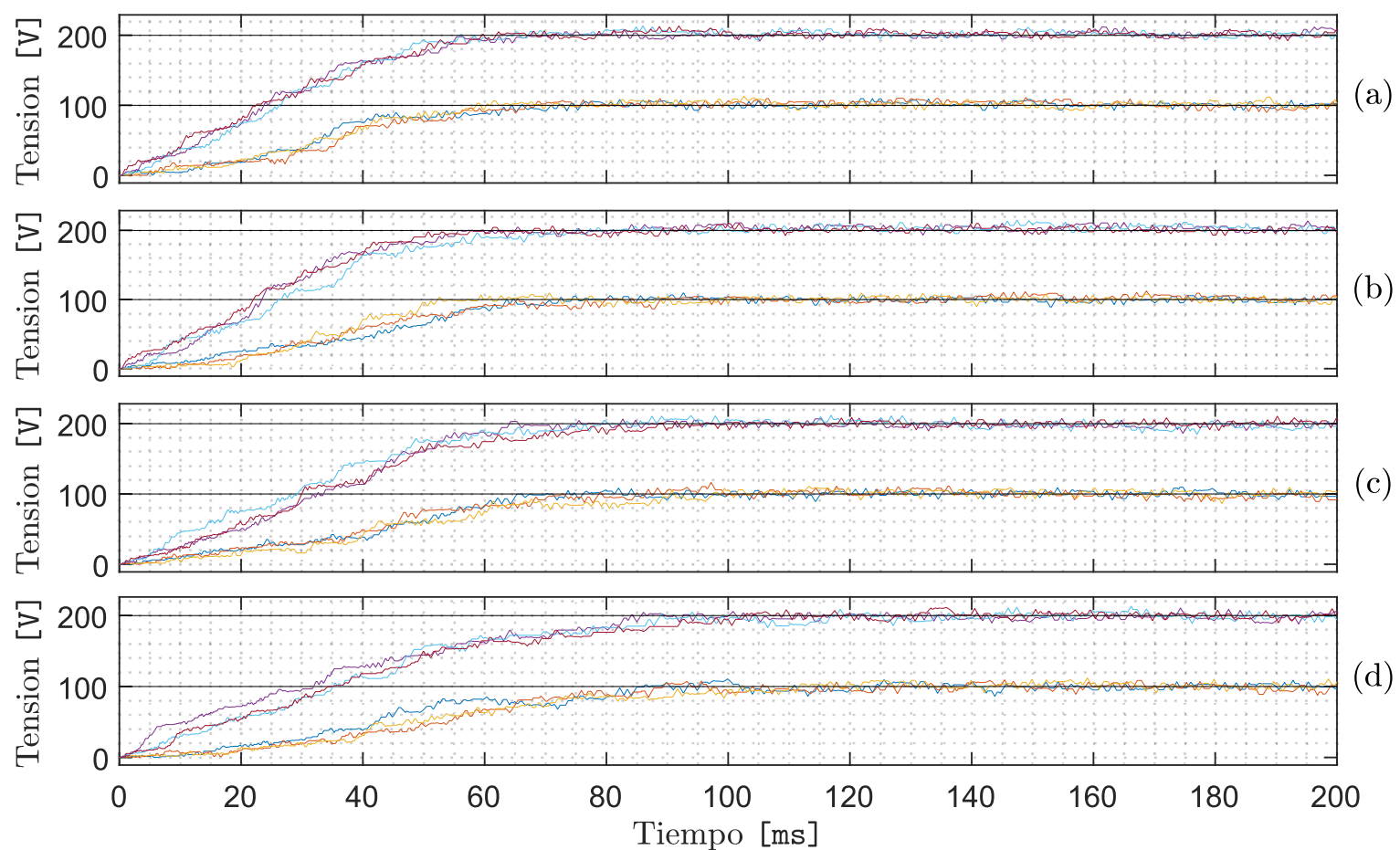


**Figura 4.14:** Resultado de las simulaciones para la tensión de modo común durante la carga inicial: (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d)  $\lambda_{nN} = 1$

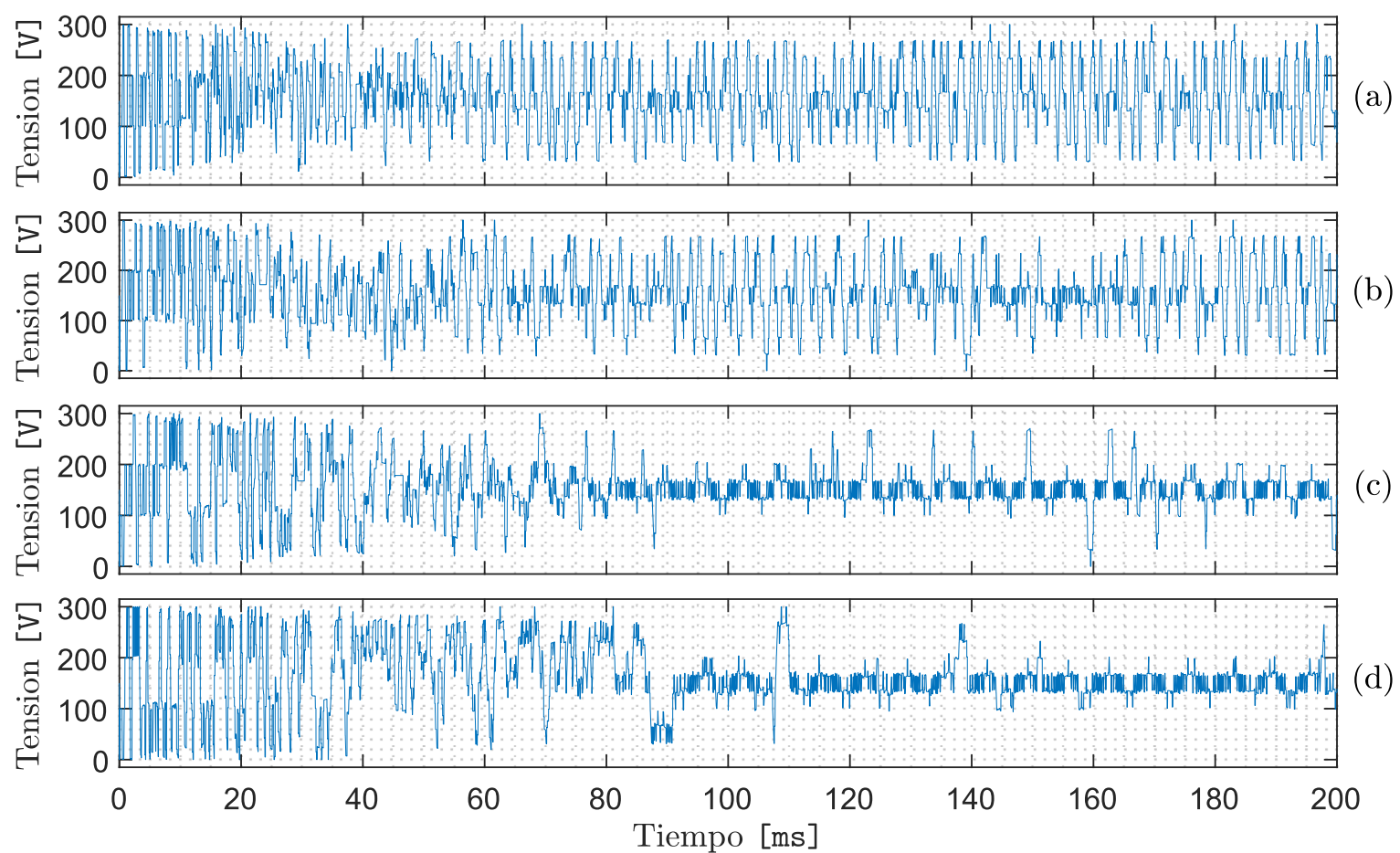


**Figura 4.15:** FFT de la tensión de modo común: (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d)  $\lambda_{nN} = 1$

En las Figuras 4.17 y 4.18, se presenta el comportamiento de la tensión de modo común, notando que al tener incluido también el factor de peso asociado a las pérdidas, hace que se requiera tener un factor de peso de modo común más alto para reducir de manera



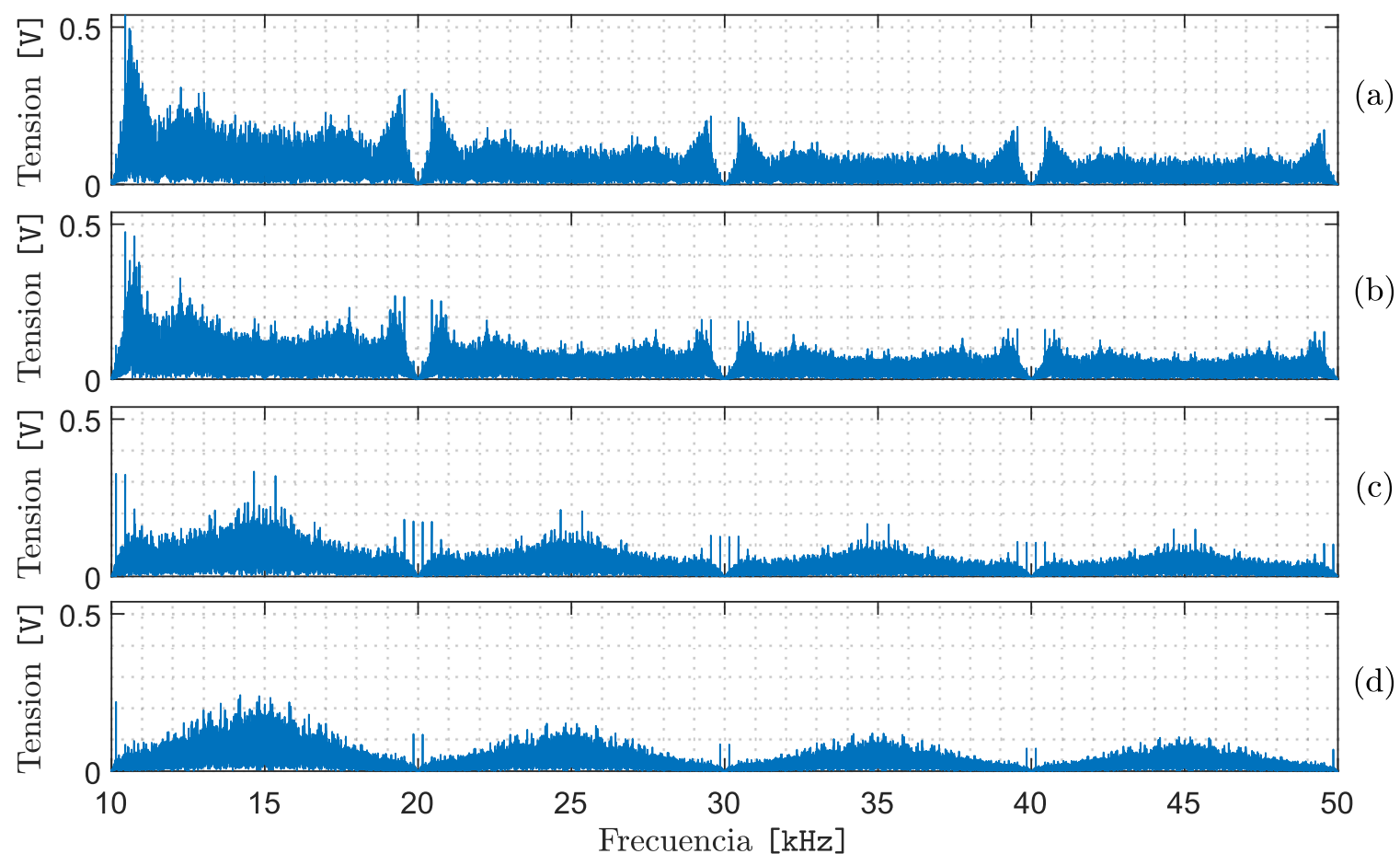
**Figura 4.16:** Resultado de las simulaciones para las tensiones de los condensadores flotantes durante la carga inicial: (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d)  $\lambda_{nN} = 1$



**Figura 4.17:** Resultado de las simulaciones para la tensión de modo común durante la carga inicial: (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d)  $\lambda_{nN} = 1$

significativa la variación del mismo.

Dado los resultados obtenidos se decide utilizar  $\lambda_{nN} = 0.1$ , dado que permite reducir notoriamente la variación de la tensión de modo común en estado estacionario, sin afectar de gran manera la dinámica en la carga inicial de los condensadores.



**Figura 4.18:** FFT de la tensión de modo común: (a)  $\lambda_{nN} = 0.001$ , (b)  $\lambda_{nN} = 0.01$ , (c)  $\lambda_{nN} = 0.1$ , (d)  $\lambda_{nN} = 1$

Además, se realizó un estudio del comportamiento en estado estacionario, examinando dos indicadores: la frecuencia promedio de conmutación (ASF), el error cuadrático medio (MSE) de las tensiones de los condensadores.

**Tabla 4.3:** Efecto del factor  $\lambda_{nN}$  en estado estacionario

$\lambda_{nN}$	MSE [V]	ASF [Hz]
0.001	3.9134	578.13
0.01	4.0077	569.74
0.1	4.1008	604.36
1	4.2411	612.88

Se observa que el aumentar el factor de peso de tensión de modo común, aumenta ligeramente la frecuencia de conmutación, del mismo modo aumenta ligeramente el error en la tensión de los condensadores.

Se decide que se utilizara  $\lambda_s = 500$ , y  $\lambda_{nN} = 0.1$ . Dado que con esto se logra reducir notoriamente la variación de la tensión de modo común, sin perjudicar mayormente los efectos positivos que tiene el factor de peso de pérdidas.

Una vez ya ajustados los factores de peso para los distintos casos, se procede a realizar distintas simulaciones para comparar el desempeño de los esquemas de control propuestos contra el FCS-MPC tradicional y el RMPC. Esto se presentará en la siguiente sección.

## 4.4 Resultados simulaciones

Se llevaron a cabo diversas simulaciones del convertidor con la estrategia de control propuesta para validar el correcto funcionamiento de la misma, y se compararon los resultados con los de otras estrategias de control, evaluando su rendimiento frente a diferentes ensayos. Las estrategias de control a utilizar son las siguientes:

- (a) FCS-MPC tradicional.
- (b) RMPC.
- (c) MPC propuesto base (sin criterios adicionales).
- (d) MPC propuesto completo (Con ambos criterios adicionales).
- (e) MPC propuesto con banda de tolerancia (Incluye ambos criterios adicionales).

Los ensayos con lo que se comparara el desempeño de las distintas estrategias de control son los siguientes:

- Carga inicial de los condensadores
- Escalón en la referencia de corriente
- Perturbación en el DC-link
- Estado estacionario

### 4.4.1 Ensayo de carga inicial

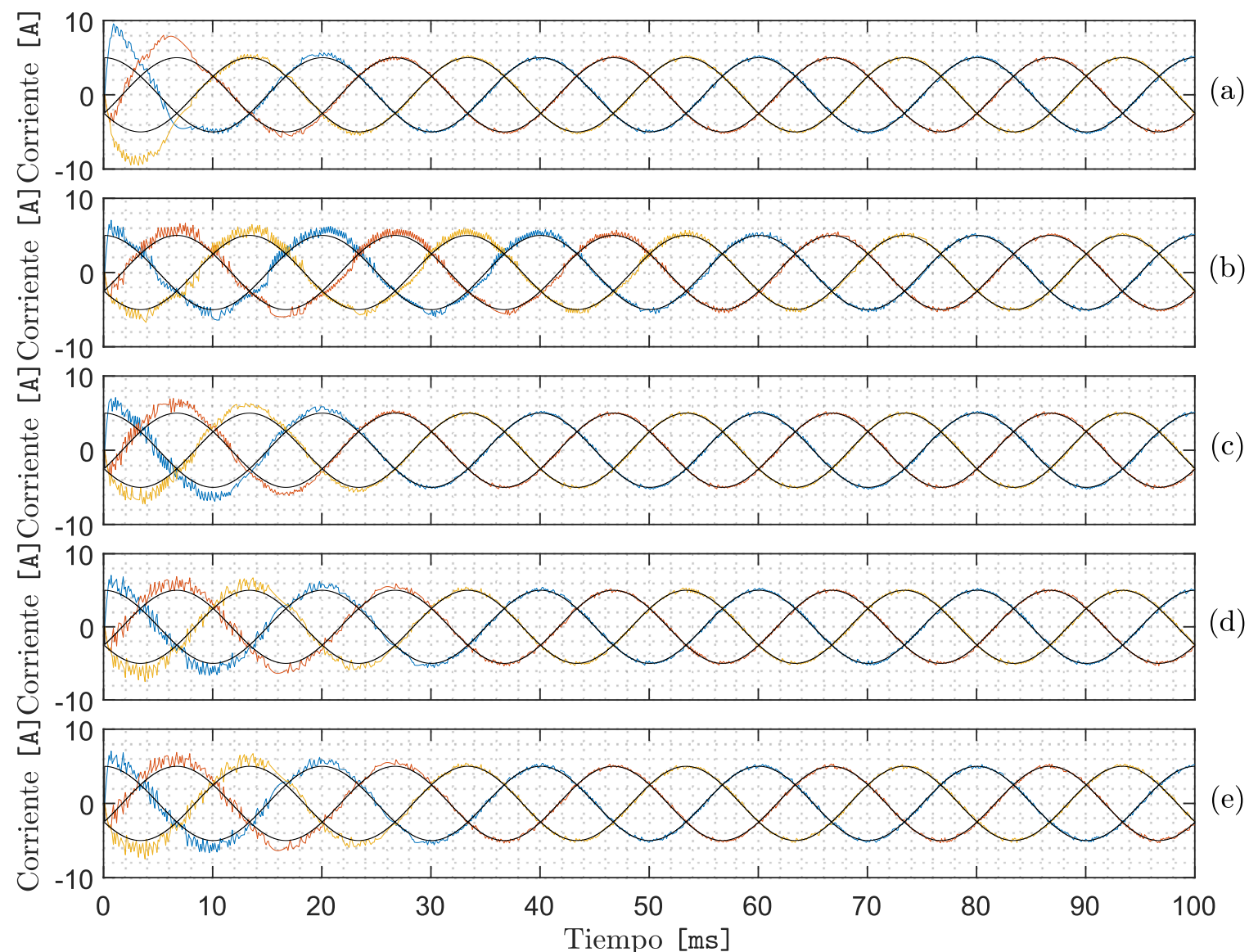
El objetivo de esta prueba es evaluar la dinámica inicial de carga de los condensadores al energizar el DC-link. Dado que el sistema con el cual se probaran las estrategias de control corresponde a un FCC, se requiere que la carga de los condensadores sea lo más rápido posible para asegurar el funcionamiento correcto del convertidor. El adecuado balanceo de las tensiones internas es necesario para tener la cantidad de niveles deseados, como también que se distribuyan adecuadamente las pérdidas y tensiones de bloqueo de los semiconductores.

En el ensayo realizado se utilizó una corriente de referencia de 5A. Los resultados se presentan en las figuras 4.19 y 4.20 para la corriente y tensión de condensadores respectivamente.

Como se muestra en la Figura 4.20, el balanceo de los condensadores flotantes, el esquema propuesto base y el FCS-MPC tradicional logran alcanzar una condición balanceada en aproximadamente 30ms. Por otro lado, el MPC propuesto completo y con la banda de tolerancia toma alrededor de 40ms, mientras que el RMPC es el más lento, requiriendo unos 80ms para alcanzar la operación balanceada. Esto se refleja en las corrientes de la carga, ya que no se generan los niveles de tensión deseados, el *ripple* en la corriente dura más tiempo, como se puede observar en la Figura 4.19. En el caso de la variante del esquema propuesto, el tiempo requerido para alcanzar el estado de equilibrio es similar, pero una vez que se alcanza esta condición, presenta una mayor variación, lo cual era de esperar debido a la banda propuesta.

### 4.4.2 Ensayo de escalón de corriente

El objetivo de esta prueba es demostrar el comportamiento del esquema frente a una variación en la referencia de corriente. Para verificar la dinámica del comportamiento, se llevará a cabo un cambio escalonado de corriente desde un valor bajo a uno alto. Además,



**Figura 4.19:** Resultados experimentales para las corrientes de carga durante la carga inicial: (a)FCS-MPC tradicional, (b)RMPC, (c)MPC propuesto base, (d)MPC propuesto completo, (e)MPC propuesto con banda de tolerancia

se probará la respuesta ante la inversión de la dirección de la corriente, para evaluar el comportamiento frente a cambios bruscos en la referencia de corriente.

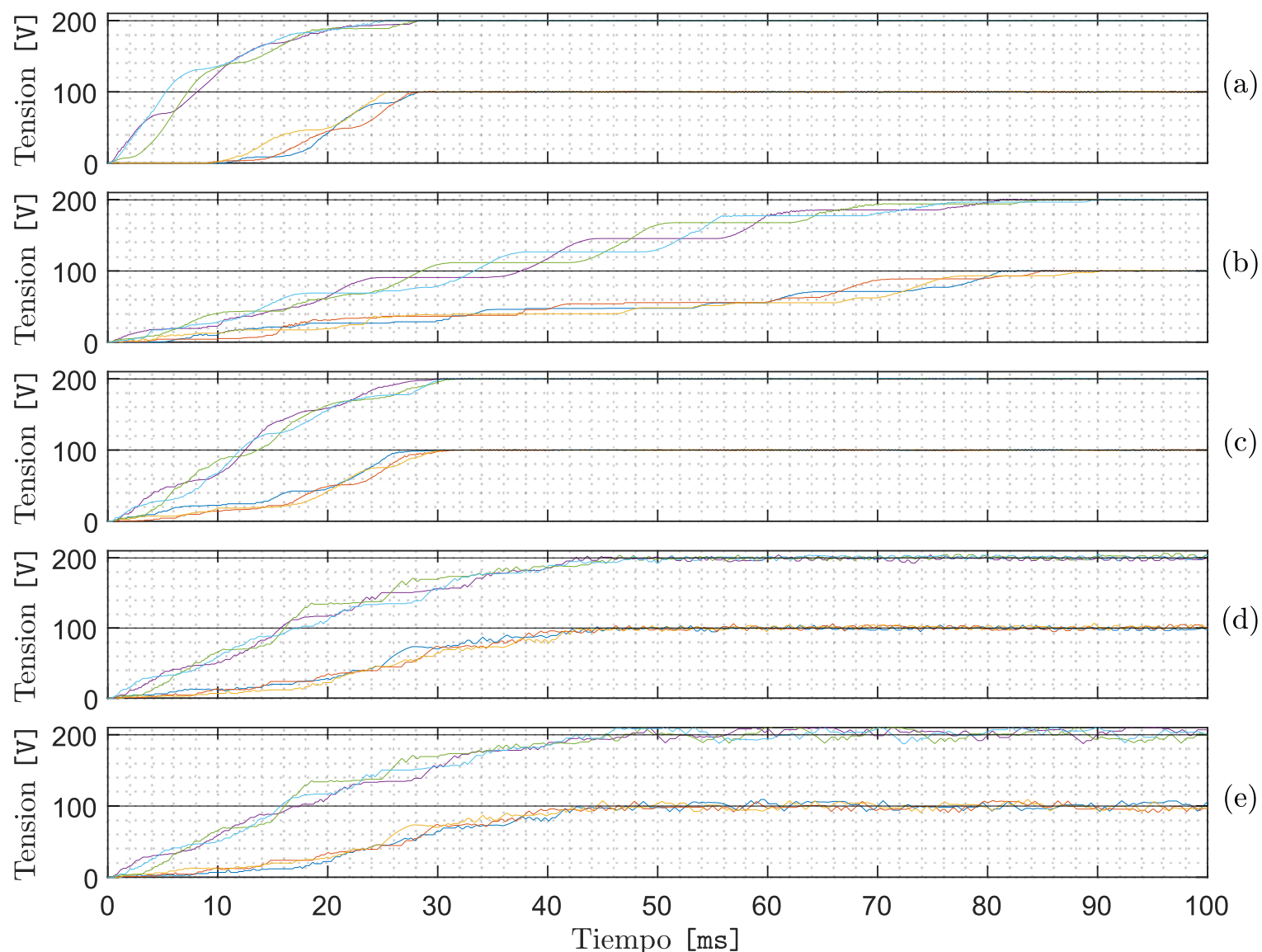
En este ensayo, se alteró la referencia de corriente, invirtiendo la corriente en el caso de 9A. Los resultados de estas pruebas se muestran en la Figura 4.21.

Como se puede apreciar en todas las gráficas, el comportamiento es similar en términos de dinámica para los cuatro esquemas de control, dado que en todos los casos la referencia se alcanza en tiempos comparables.

#### 4.4.3 Ensayo de Perturbación de la Tensión en el DC-link

Este ensayo se diseñó para aplicar una variación del 20% a la tensión del DC-link, con el objetivo de evaluar el comportamiento del control frente a dicha perturbación. Los resultados de este ensayo se presentan en la Figura 4.22.

Los resultados obtenidos concuerdan con los observados en la carga inicial, siendo el FCS-MPC tradicional y el MPC propuesto base los que reaccionan más rápidamente. Tanto el MPC propuesto completo, el RMPC como el MPC propuesto con banda de tolerancia tardan tiempos similares en volver a una condición de equilibrio. Adicionalmente, se puede observar que tanto el MPC completo como el MPC con banda de tolerancia presentan un mayor *ripple* en las tensiones de los condensadores.



**Figura 4.20:** Resultados experimentales para las tensiones de los condensadores durante la carga inicial: (a)FCS-MPC tradicional, (b)RMPC, (c)MPC propuesto base, (d)MPC propuesto completo, (e)MPC propuesto con banda de tolerancia

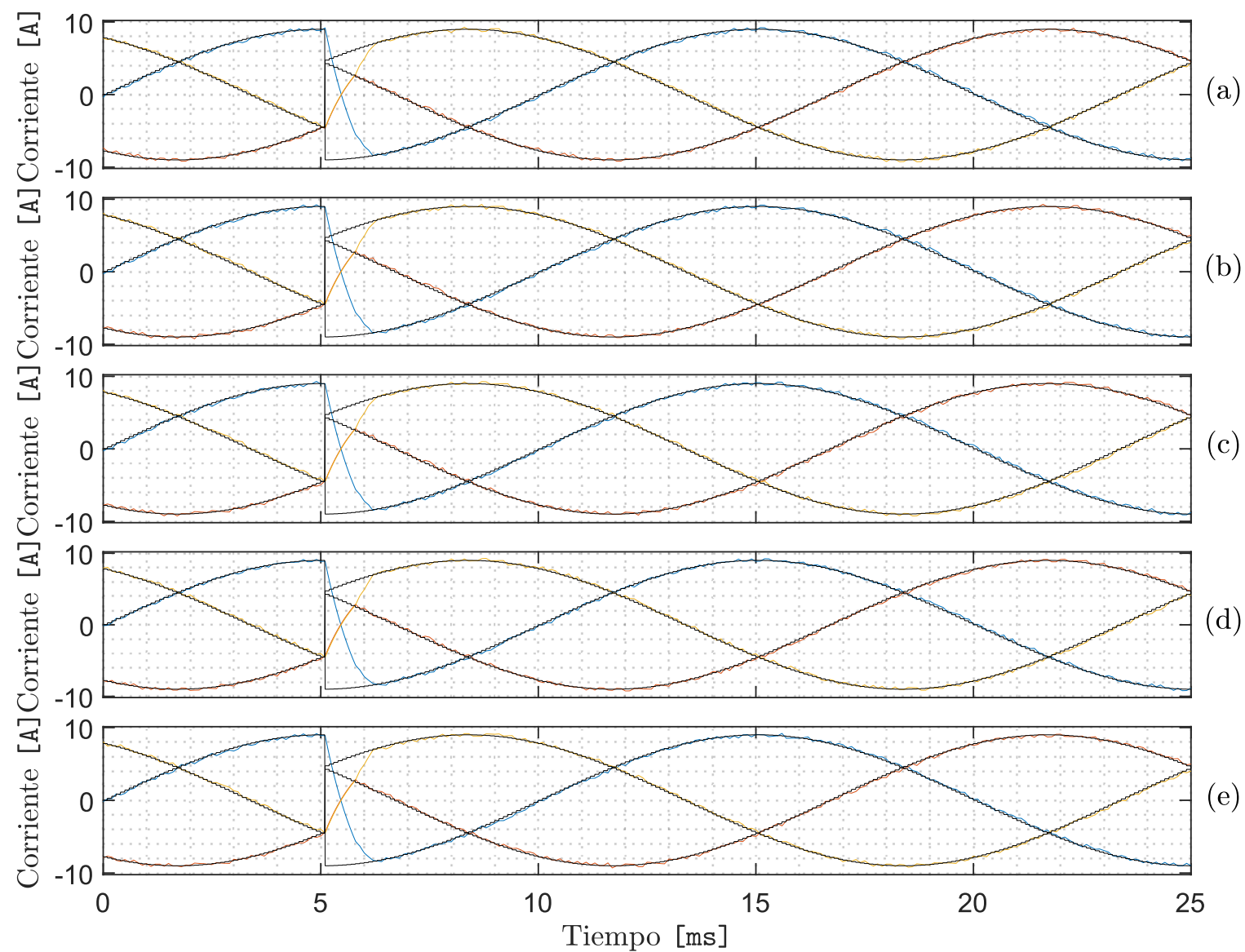
#### 4.4.4 Ensayo en estado estacionario

Este ensayo tiene como objetivo evaluar el comportamiento del sistema una vez que ha alcanzado el estado estacionario. En este contexto, se examinarán la distorsión armónica de la corriente, el error cuadrático medio de la tensión de los condensadores y la frecuencia promedio de conmutación de los semiconductores.

Se permitió que el sistema operara durante el tiempo suficiente para alcanzar el estado estacionario en distintos puntos de operación del convertidor, con corrientes que variaban desde 1A hasta 12A. Se llevaron a cabo mediciones de la corriente de la carga y de la tensión de los condensadores flotantes. A partir de estos datos, se calcularon el THD de la corriente y la frecuencia promedio de conmutación de los semiconductores, tal como se muestra en la Figura 4.23 y en la Tabla 4.24.

En el esquema propuesto, las frecuencias de conmutación son notablemente menores en comparación con los otros dos casos, especialmente cuando se incorpora el criterio de pérdidas. Al agregar la banda de tolerancia, la frecuencia se reduce aún más, aunque ligeramente. Sin embargo, el MPC base presenta frecuencias de conmutación similares al FCS-MPC. Independientemente de la corriente de referencia, el esquema propuesto logra mantener una frecuencia de conmutación relativamente constante.

En cuanto al THD de las corrientes de salida, no se observan diferencias significativas en ningún punto de operación, a pesar de que los distintos esquemas presentan diferentes

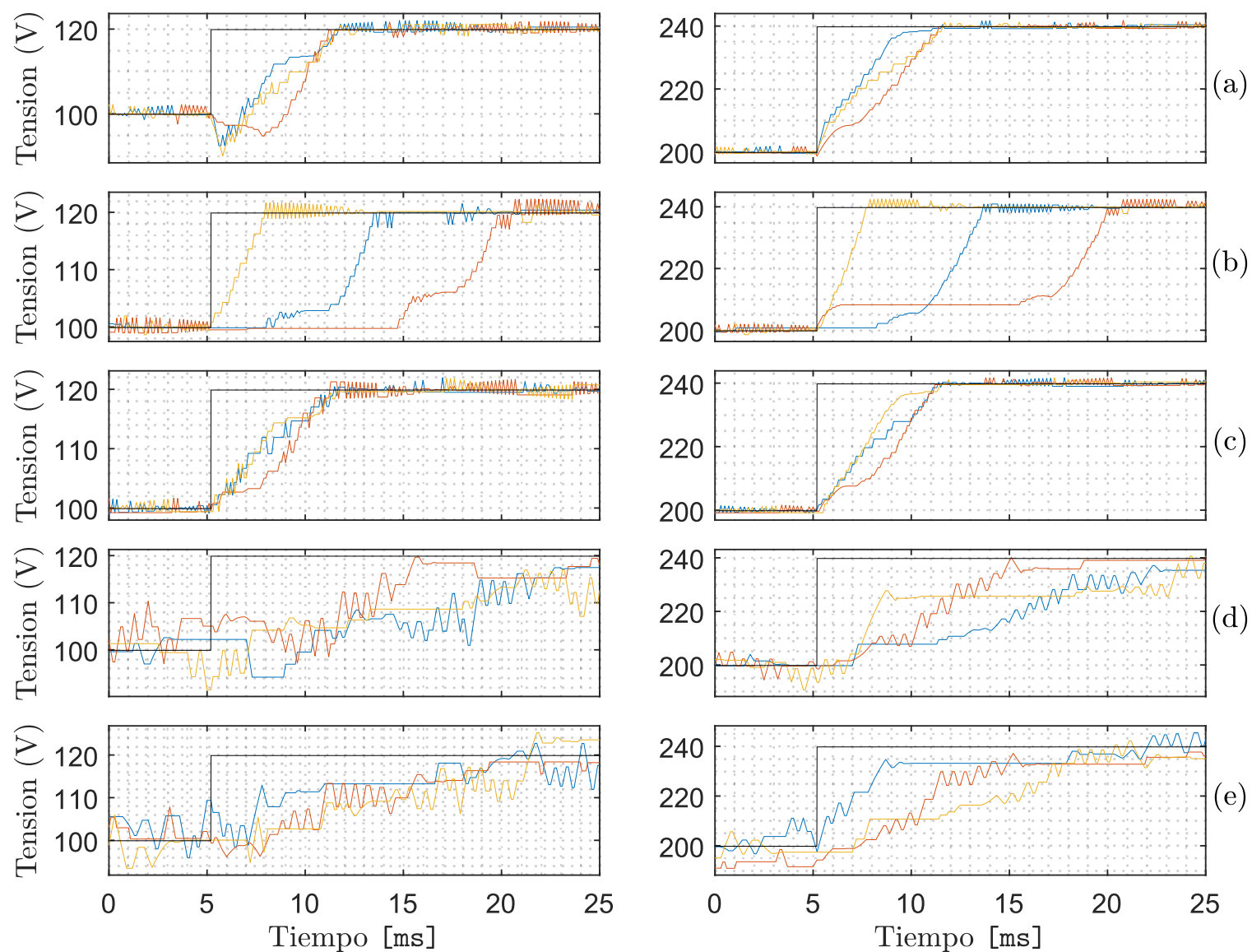


**Figura 4.21:** Resultados de la simulación para las corrientes de carga durante el cambio escalonado de corriente de 9A a  $-9A$ : (a) FCS-MPC tradicional, (b) RMPC, (c) MPC propuesto base, (d) MPC propuesto completo, (e) MPC propuesto con banda de tolerancia

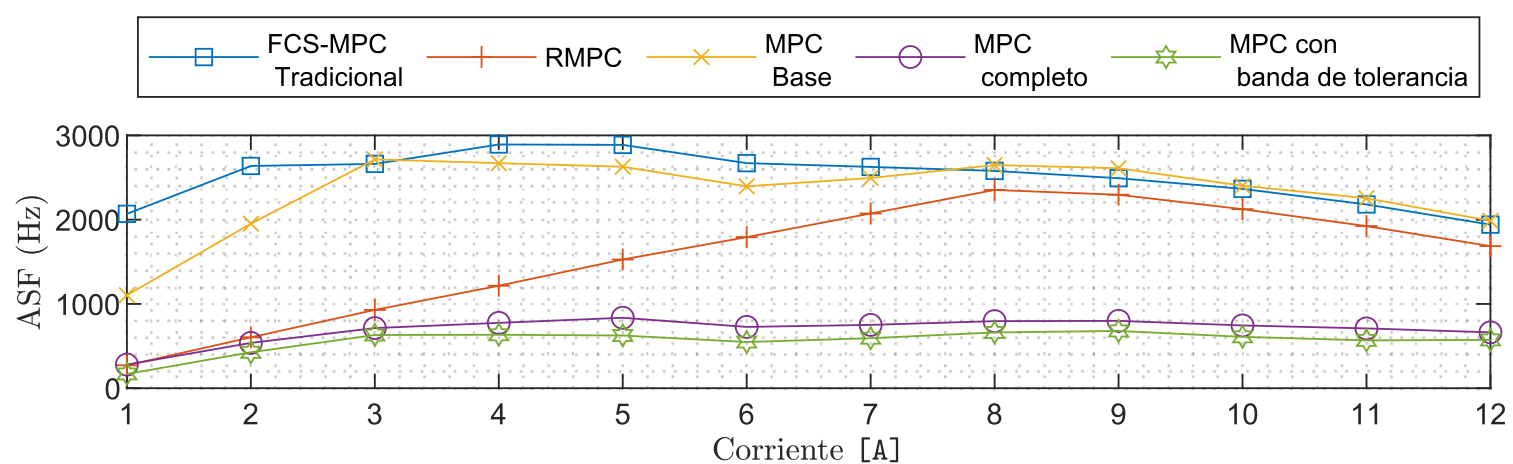
frecuencias de conmutación.

Los diferentes esquemas de control probados, tienen variaciones significativas en su desempeño con respecto a la frecuencia de conmutación, el tiempo de respuesta a las perturbaciones y en la dinámica para alcanzar la condición balanceada en la tensión de los condensadores.

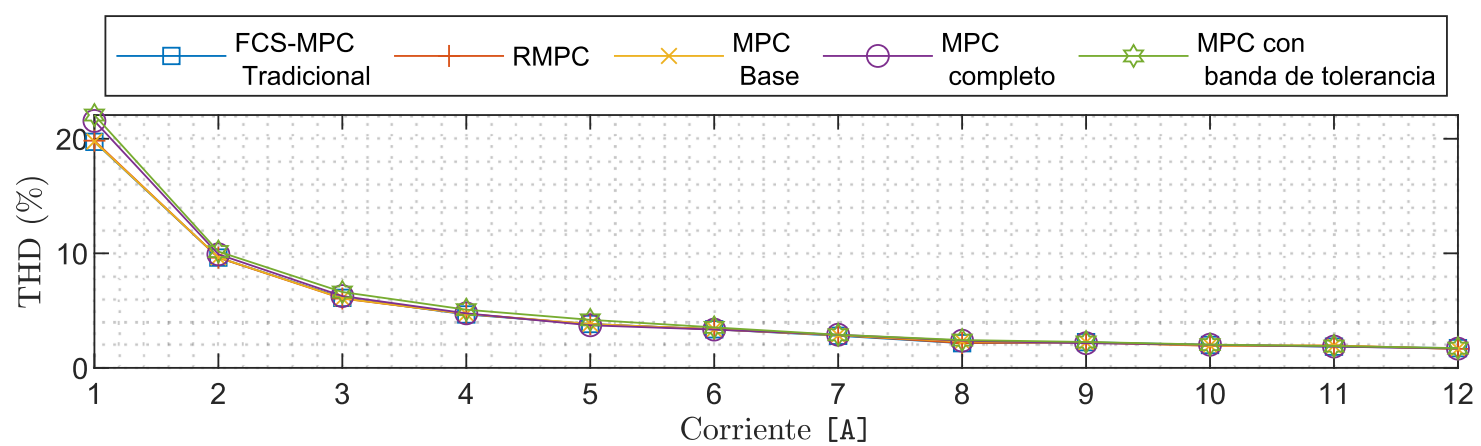
De manera general, el esquema propuesto ofrece ventajas en términos de menor frecuencia de conmutación, lo que beneficia la vida útil del semiconductor. Sin embargo, puede requerir más tiempo para responder a perturbaciones y alcanzar un estado balanceado.



**Figura 4.22:** Resultados de la simulación para las tensiones de los condensadores durante el ensayo de perturbación: (a) FCS-MPC tradicional, (b) RMPC, (c) MPC propuesto base, (d) MPC propuesto completo, (e) MPC propuesto con banda de tolerancia



**Figura 4.23:** Frecuencia promedio de conmutación para distintas corrientes



**Figura 4.24:** Distorsión armónica total para distintas corrientes

# Capítulo 5

## Implementación experimental del esquema propuesto.

Los experimentos se llevaron a cabo en el Laboratorio de Investigación de Accionamientos Eléctricos (LIAcE), donde se realizaron las pruebas en un FCC de 3 celdas trifásico, el cual se controló mediante una plataforma digital DSP+FPGA. Los resultados presentados concuerda con lo presentado en las simulaciones.

### 5.1 Banco de pruebas

El banco de pruebas de manera esquemática se muestra en la figura 5.1, este está compuesto por un FCC trifásico de 3 celdas por fase, el cual alimenta una carga RL y una plataforma digital que se encarga del control del convertidor. Los principales parámetros del banco de pruebas se presentan en la tabla 5.1. El convertidor utilizado es un FCC de 3 celdas

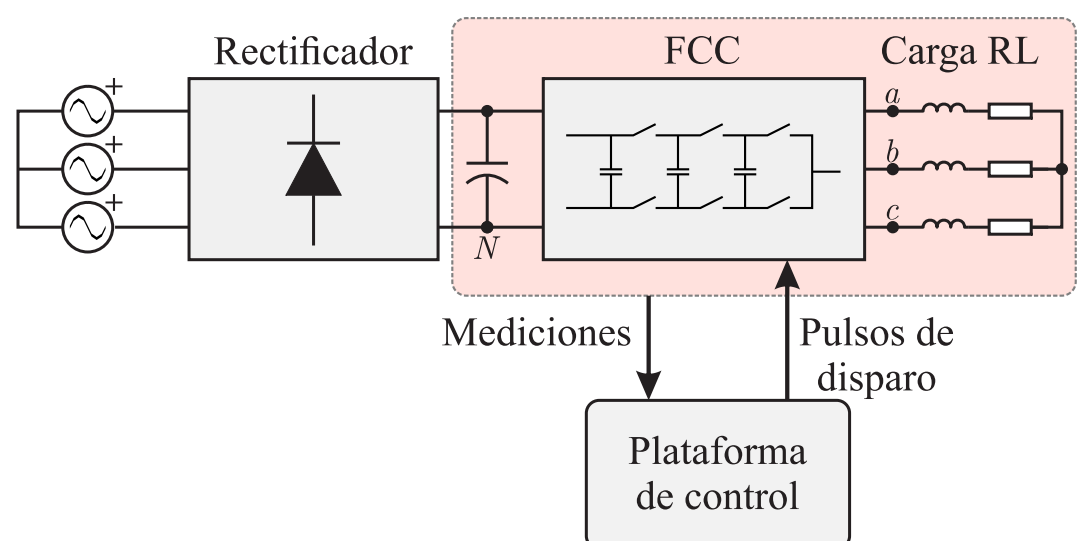
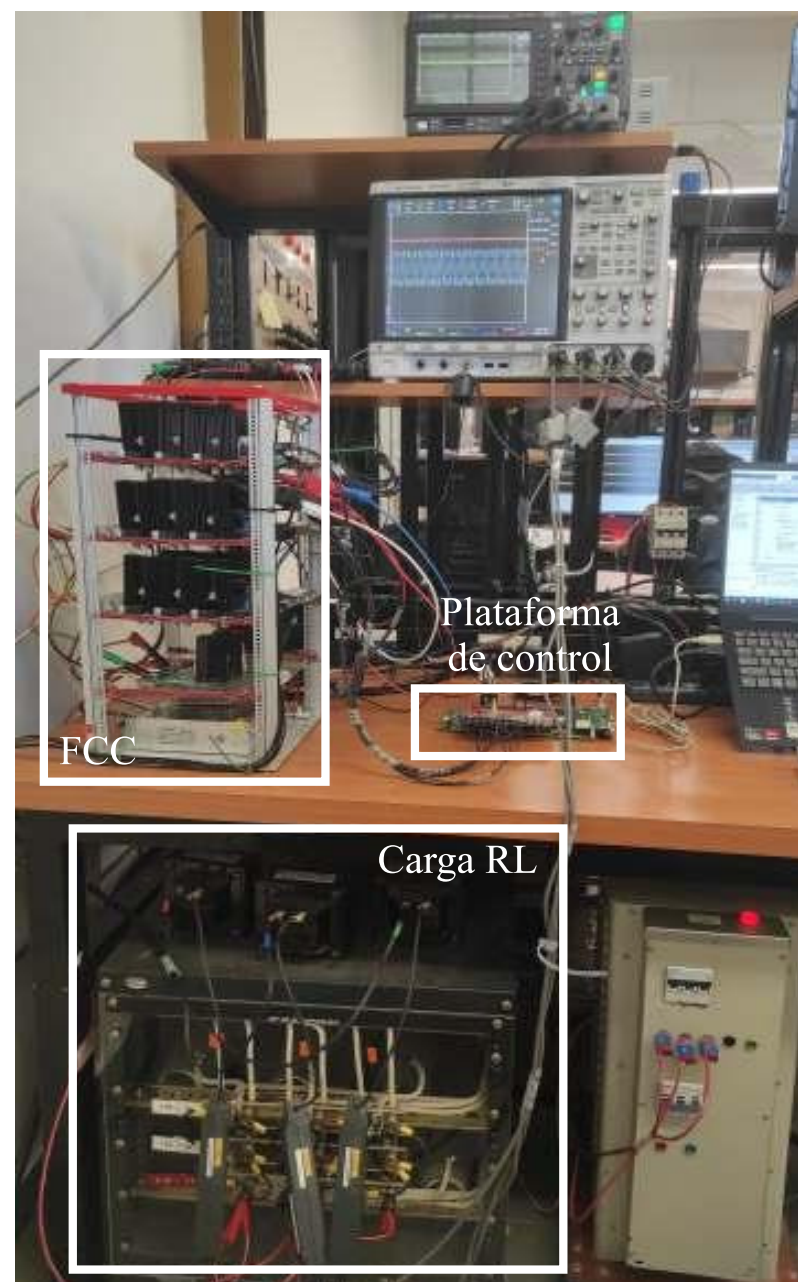


Figura 5.1: Esquema del banco de pruebas

por fase, una de estas fases se presenta en la figura 5.3. Además, el convertidor posee embebido en la PCB las mediciones tanto de las tensiones de los condensadores flotantes como también la medición de corriente de salida.

Los IGBTs presentes en el convertidor son FGA40N60UFD del fabricante *Fairchild*, estos son semiconductores con bajas pérdidas y de alta velocidad, es decir permiten altas frecuencias de conmutación.



**Figura 5.2:** Banco de pruebas

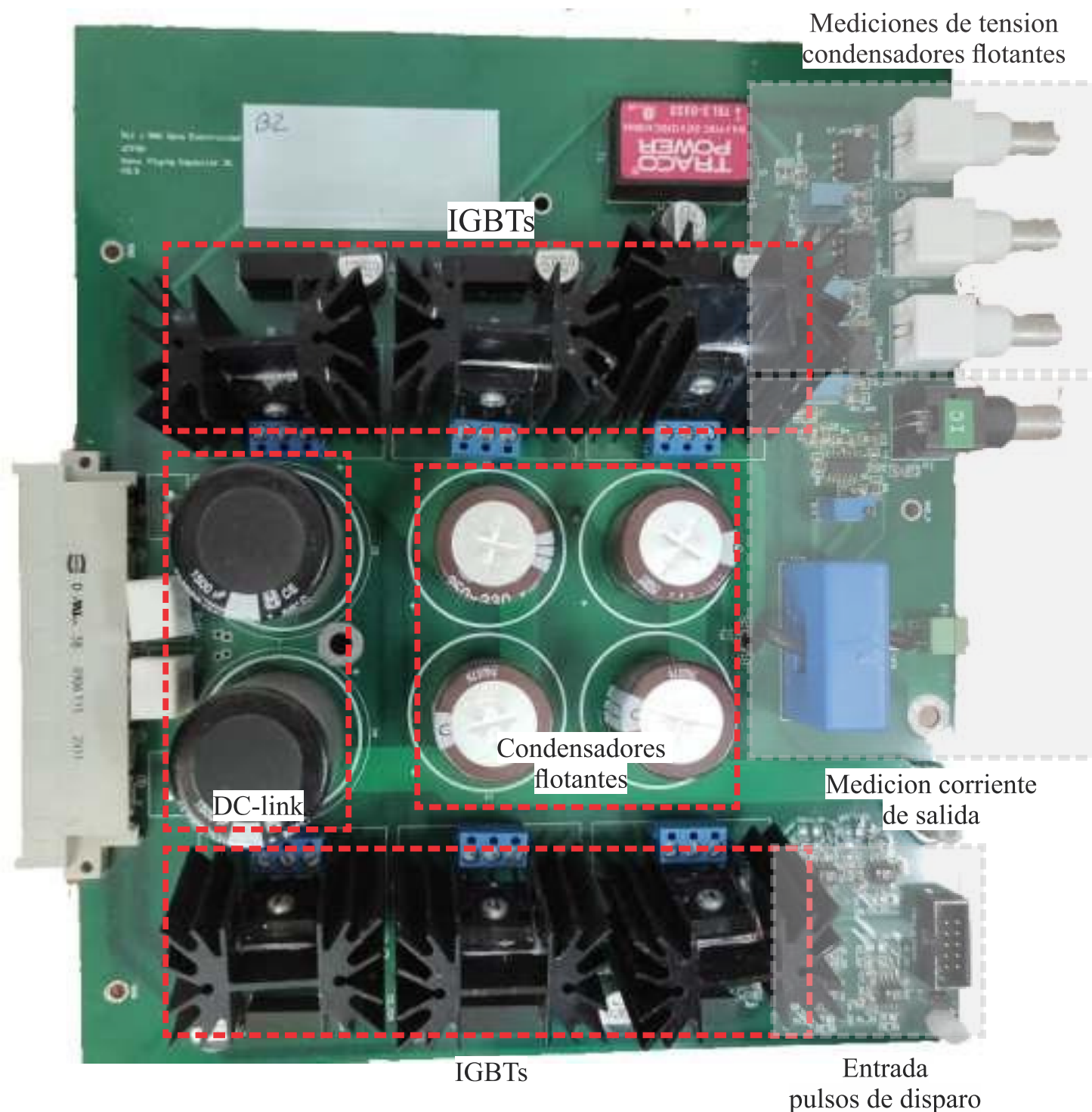
Parámetro	Símbolo	Valor
Tensión DC-link	$V_{dc}$	300V
Resistencia Carga	$R$	11.5 $\Omega$
Inductancia Carga	$L$	5mH
Condensador Flotante	$C_{2x}$	330 $\mu$ F
	$C_{1x}$	330 $\mu$ F
Tiempo de muestreo	$T_s$	100 $\mu$ s

**Tabla 5.1:** Parámetros del banco de pruebas

### 5.1.1 Plataforma de control

La plataforma digital está compuesto principalmente por un *Digital Signal Processor* y un *Field Programable Gate Array*

La DSP utilizada corresponde a una DSP TMS320C6713, esta viene en una tarjeta de evaluación *Spectrum digital* presentada en la figura 5.4(a). Las DSP se encarga del procesamiento de las señales digitales, esta se encuentran internamente compuesta por un arreglo fijo de componentes que pueden ser utilizados por el usuario para implementar algoritmos, en nuestro caso para implementar un control digital. Para implementar estos



**Figura 5.3:** Convertidor utilizado

algoritmos se realiza mediante un lenguaje de programación de alto nivel como C y luego utilizando el compilador *Code Composer*, este transforma el código a lenguaje *Assembler* que es el que utiliza directamente la DSP.

La comunicación entre la DSP y un computador, se puede realizar directamente a través del puerto USB-b presente en la tarjeta utilizando *Code Composer*. Alternativamente, se puede utilizar la tarjeta de comunicación HPI, la cual permite realizar de manera robusta la escritura y lectura de variables tanto de manera sincrónica como asincrónica a través de MATLAB<sup>®</sup>. Para la generación de pulsos de disparos y mediciones se utilizó una tarjeta basada en la FPGA de xilinx XC6SLX16 presentada en la figura 5.4(b). La *Field-programmable gate array* (FPGA) corresponde a un dispositivo que contiene bloques de funciones lógicas, los cuales se pueden interconectar de manera de tener las funciones deseadas por los usuarios. Las FPGA poseen un gran grado de libertad, en este caso se utilizó un firmware basado en el desarrollado por Gonzalo Carrasco [45], el cual posee distintos módulos pensados para aplicaciones de electrónica de potencia, en esta caso los que se utilizan son los siguientes:

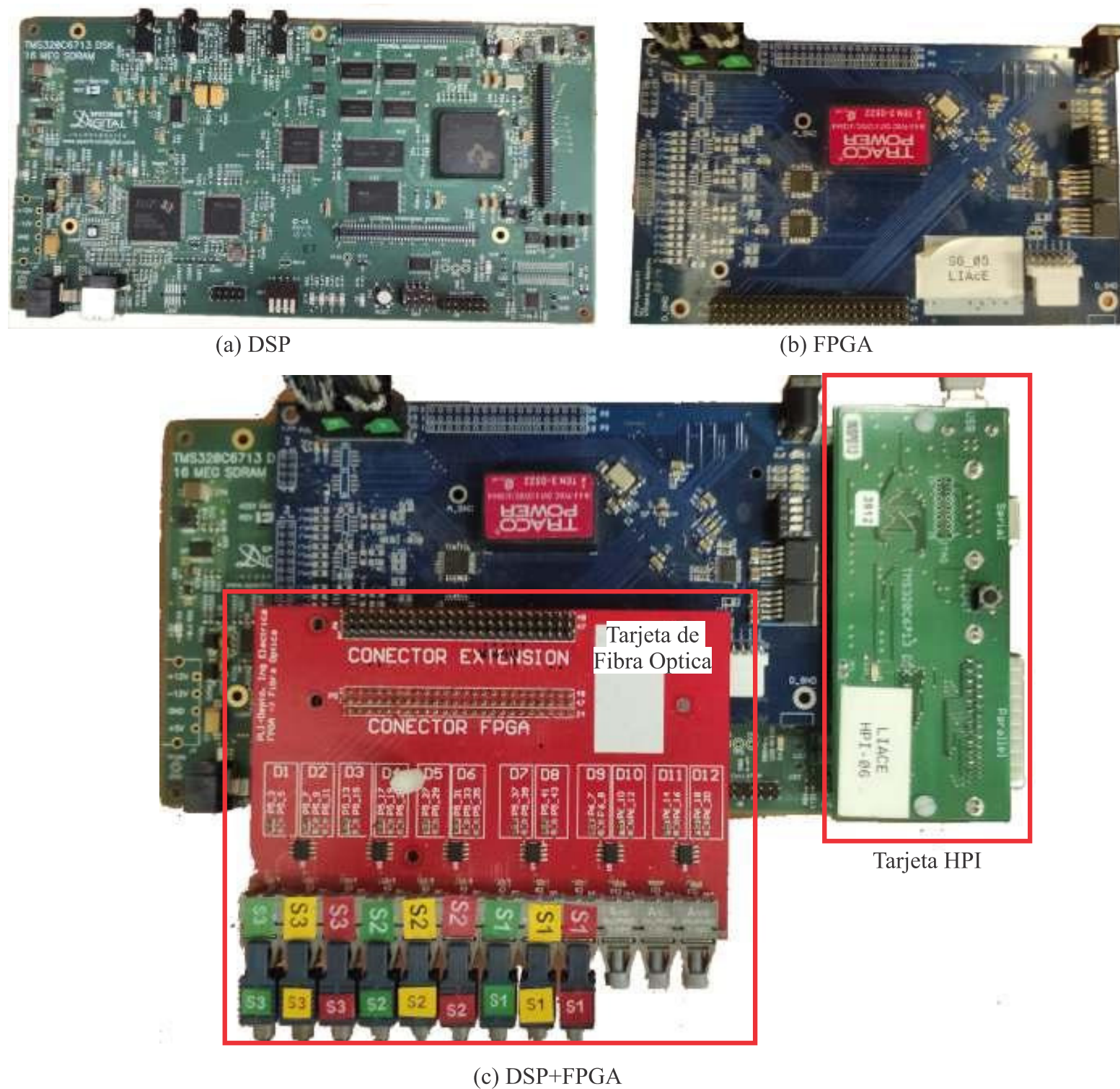


Figura 5.4: Plataforma digital

- 5 Timers de 16-bits, con reloj base configurable y generadores de interrupción por periodo, *underflow* y cuenta máxima.
- 3 módulos PWM, uno por cada Timer. Cada uno de estos módulos permite manejar 3 moduladores bipolares o 1 modulador unipolar, trabajar con polaridad positiva o negativa, ajustar el tiempo muerto y establecer el momento para la carga sincrónica de la referencia a los moduladores.
- 2 módulos para el manejo de los conversores A/D de 12 bits, uno por cada convertidor, que permiten realizar en conjunto hasta 4 mediciones simultáneas de entre los 24 canales disponibles. El funcionamiento de los conversores es completamente configurable y sincronizable con eventos de los Timers.

Para mantener aislado el control del convertidor, se usa la tarjeta de fibra óptica mostrada en la figura 5.4(c), que convierte los pulsos de disparo que son señales digitales a señales de luz, las cuales son recibidas en el convertidor y después transformadas a señales de tensión que se aplican entre los terminales Gate y Emisor de los IGBTs.

## 5.2 Resultados experimentales

Para validar los resultados obtenidos en las simulaciones de manera experimental, se implementaron los siguientes esquemas de control.

- (a) RMPC.
- (b) MPC propuesto completo.
- (c) MPC propuesto con banda de tolerancia.

Los ensayos a realizar coinciden con los realizados en simulación, la diferencias de que no se realiza el ensayo de perturbación DC y además en el caso del estado estacionario se toman menos puntos de operación.

- Carga inicial de los condensadores
- Escalón en la referencia de corriente
- Estado estacionario

. En el caso del control propuesto se utilizaron los mismos factores de pesos que en la simulación.

### 5.2.1 Tiempo de cálculo

Como prueba preliminar, se evaluó el tiempo de cálculo para cada esquema de control al ser implementado en la plataforma de control utilizada. Los resultados se presentan en la siguiente tabla 5.2. De lo presentado en la tabla 5.2 se observa que, sin incluir criterios

Esquema de control	FCS-MPC Tradicional	RMPC	MPC Propuesto base	MPC Propuesto completo	MPC Propuesto con banda de tolerancia
$T_c(\mu s)$	1471.30	43.66	28.71	42.61	45.92

**Tabla 5.2:** Tiempo de cálculo

adicionales, el esquema propuesto logra una significativa reducción del 33% en el tiempo de cálculo en comparación con el RMPC. Por otro lado, al agregar los criterios adicionales, el tiempo de cálculo resulta ser ligeramente inferior al del RMPC, a pesar de la incorporación del criterio de pérdidas y de tensión de modo común. Cabe destacar que la implementación del FCS-MPC tradicional no parece viable debido a su elevado tiempo de cálculo.

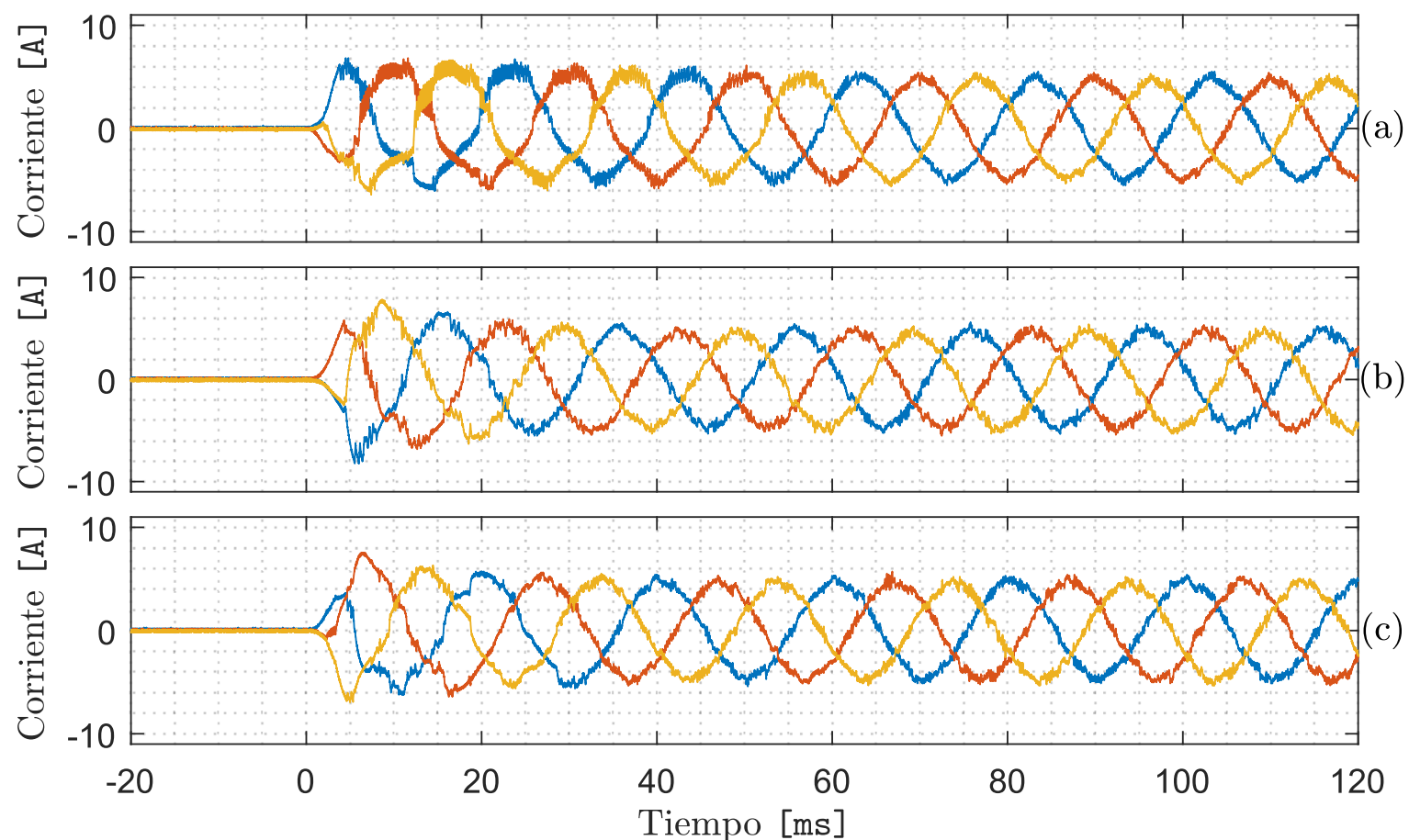
### 5.2.2 Carga inicial

Este ensayo consiste en cargar los condensadores flotantes del convertidor, para esto es necesario fijar una referencia de corriente, la cual en este caso se fija en 5A balanceados, como se presenta a continuación:

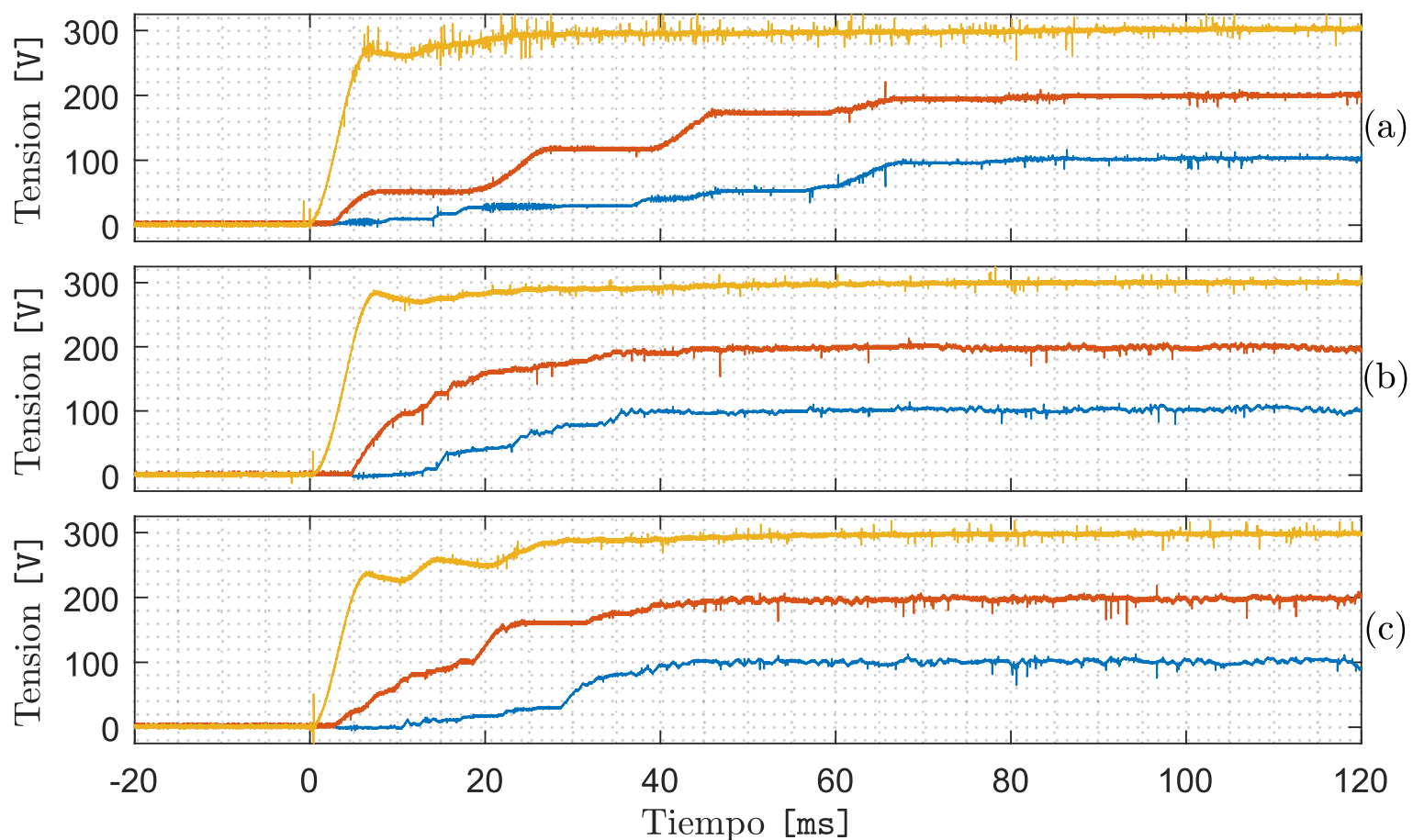
$$i_a^*(t) = 5 \cos(100\pi t) \quad (\text{A}) \quad (5.1)$$

$$i_b^*(t) = 5 \cos\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A}) \quad (5.2)$$

$$i_c^*(t) = 5 \cos\left(100\pi t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{A}) \quad (5.3)$$



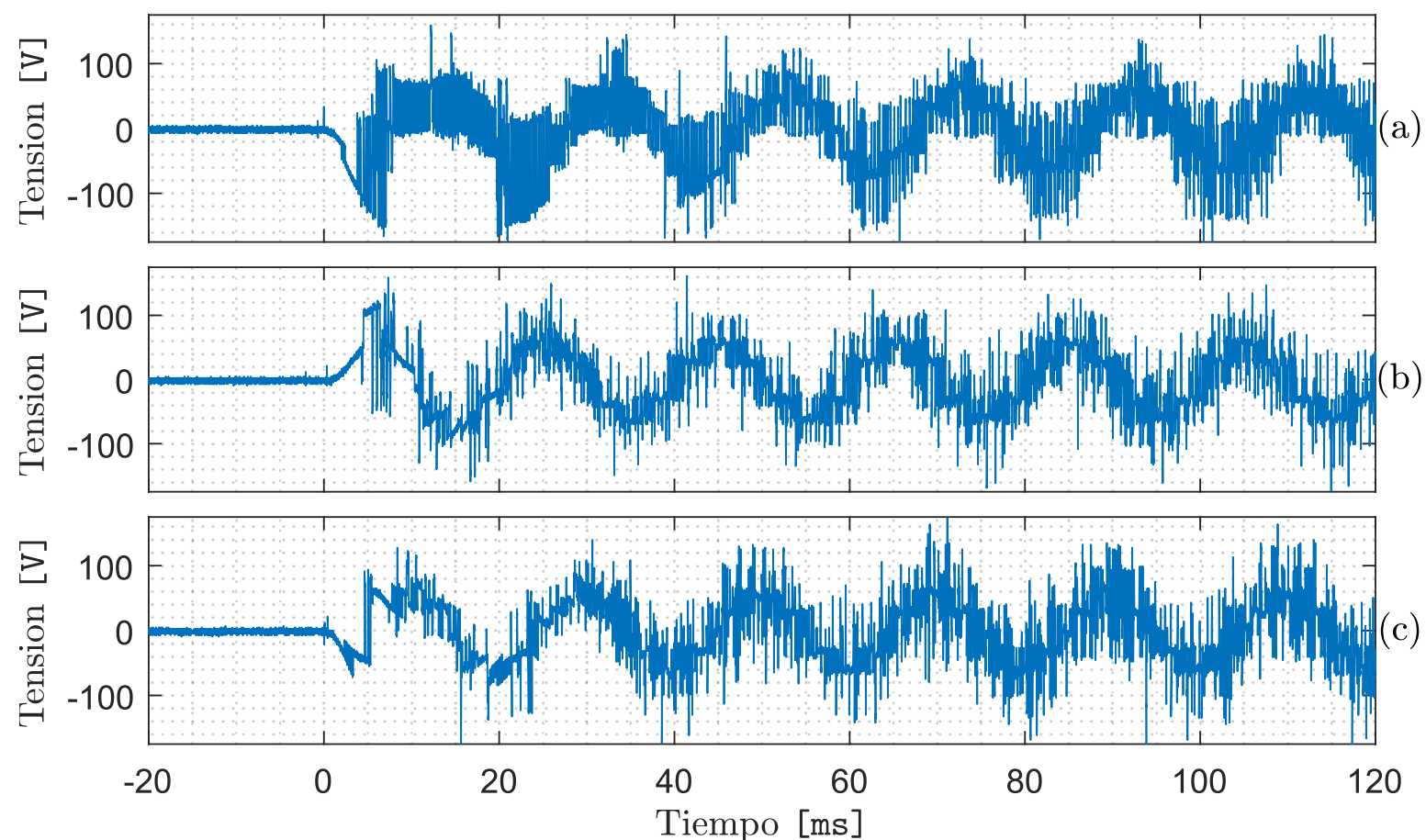
**Figura 5.5:** Resultados experimentales para las corrientes de la carga durante carga inicial: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia



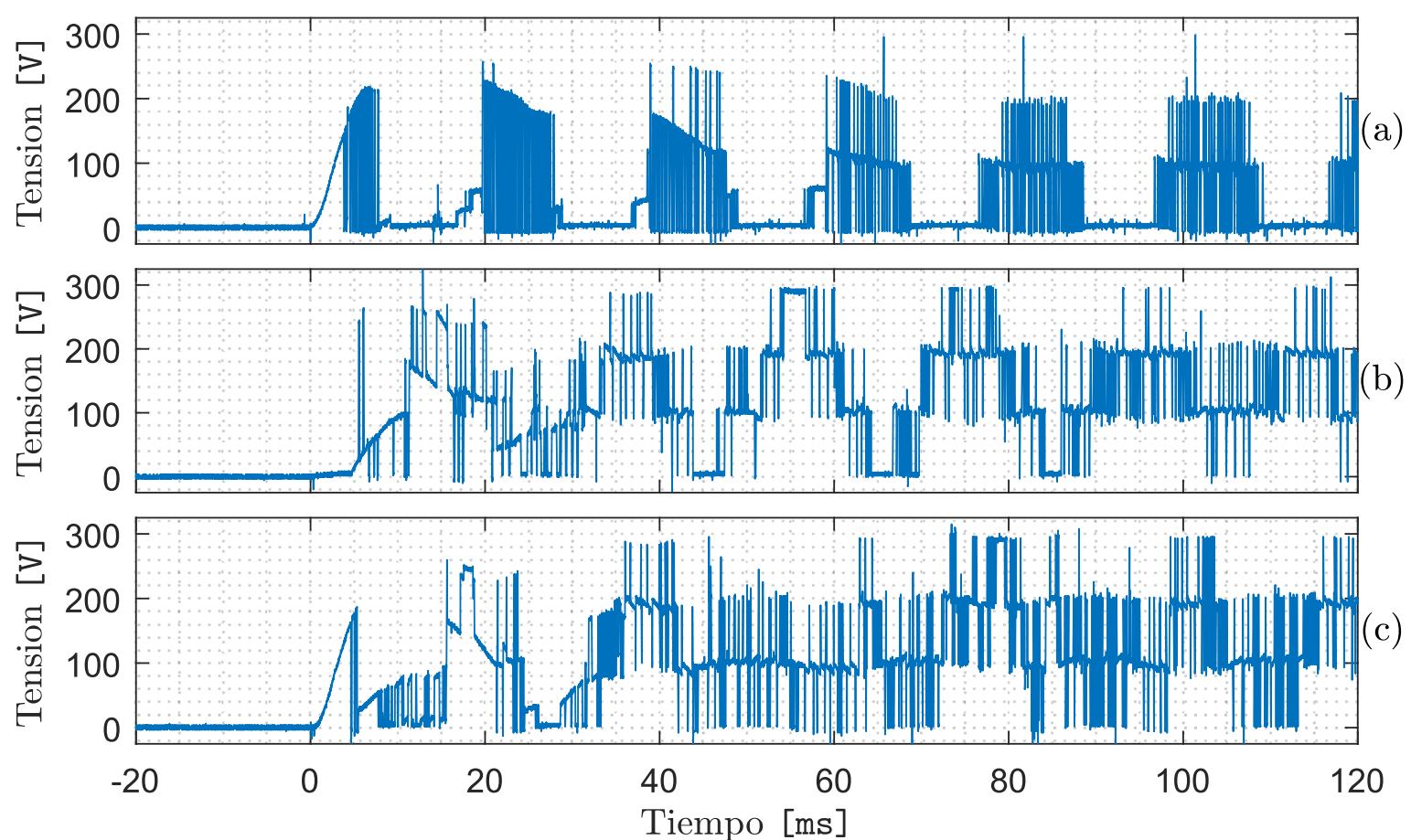
**Figura 5.6:** Resultados experimentales para las tensiones de los condensadores durante carga inicial (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

En las figuras 5.5, 5.6, 5.7, 5.8 se presentan los resultados de la carga inicial de los condensadores al energizar el DC-link, para la corriente de carga, tensión de los condensadores flotantes, tensión de la carga ( $v_{ao}$ ) y tensión de modo común ( $v_{oN}$ ) respectivamente.

En la figura 5.6, se observa que el esquema propuesto logra alcanzar la operación balanceada



**Figura 5.7:** Resultados experimentales para la tensión de la carga durante carga inicial: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia



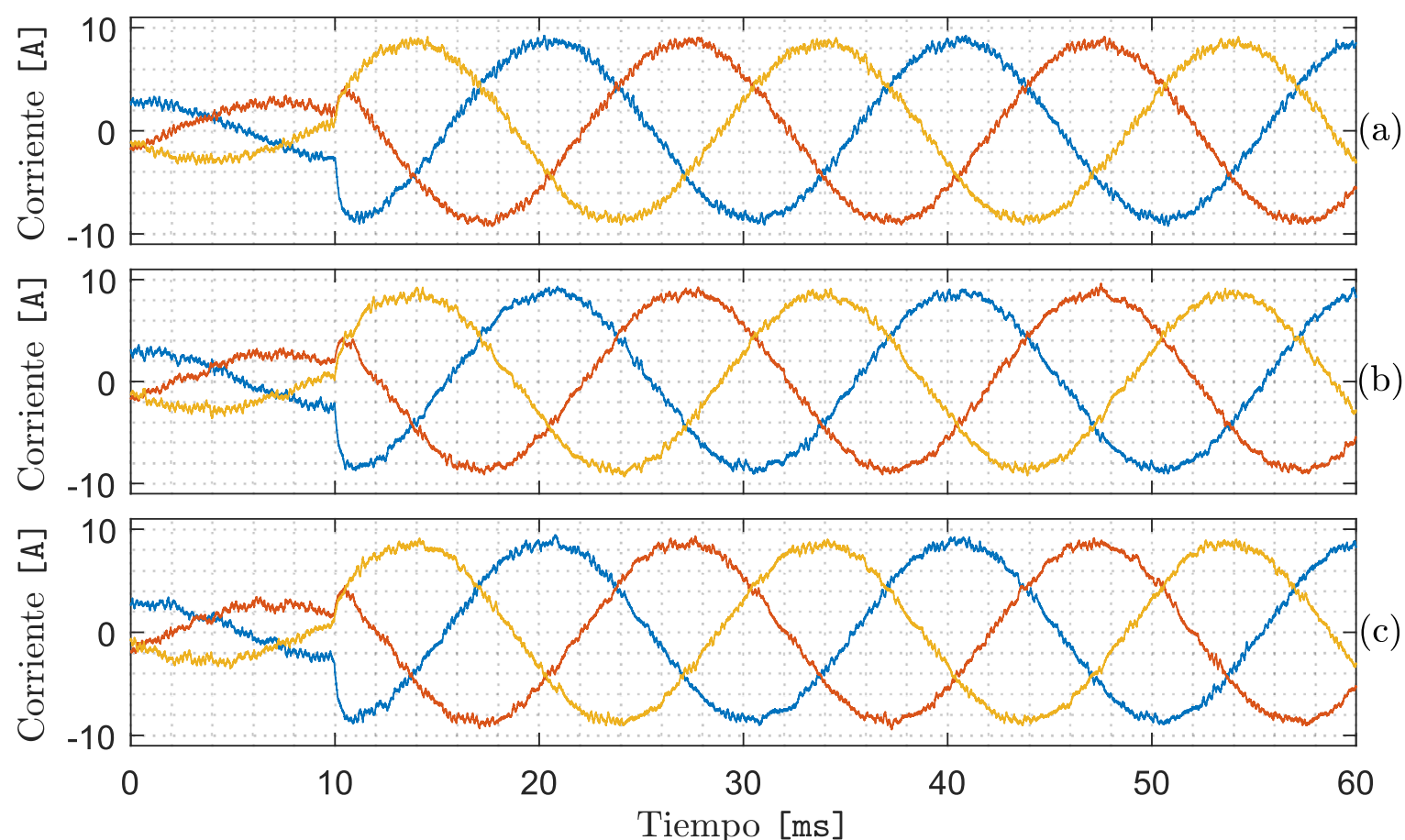
**Figura 5.8:** Resultados experimentales para la tensión de modo común durante carga inicial(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

en 30ms, en comparación con los 70ms que le toma al RMPC. Esto se ve reflejado en las corrientes presentadas en la figura 5.5, puesto que en ambos esquemas se trabaja en la primera etapa bajo el supuesto de que los condensadores se encuentran balanceados. Además, en la figura 5.7 se aprecia que dado el balance más rápido, la tensión aplicada a la carga, se vuelve más sinusoidal dado que se aplican efectivamente los niveles de tensión

que se piden en la primera etapa del control.

Por otro lado, se nota claramente que en la tensión de modo común, esta presenta menor variación de alta frecuencia, como se aprecia en la figura 5.8.

### 5.2.3 Escalón de corriente



**Figura 5.9:** Resultados experimentales para la corriente de salida durante el escalón de corriente: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

De manera de verificar el comportamiento dinámico del control propuesto, se aplicó un escalón de referencia a la corriente desde 3A a 9A

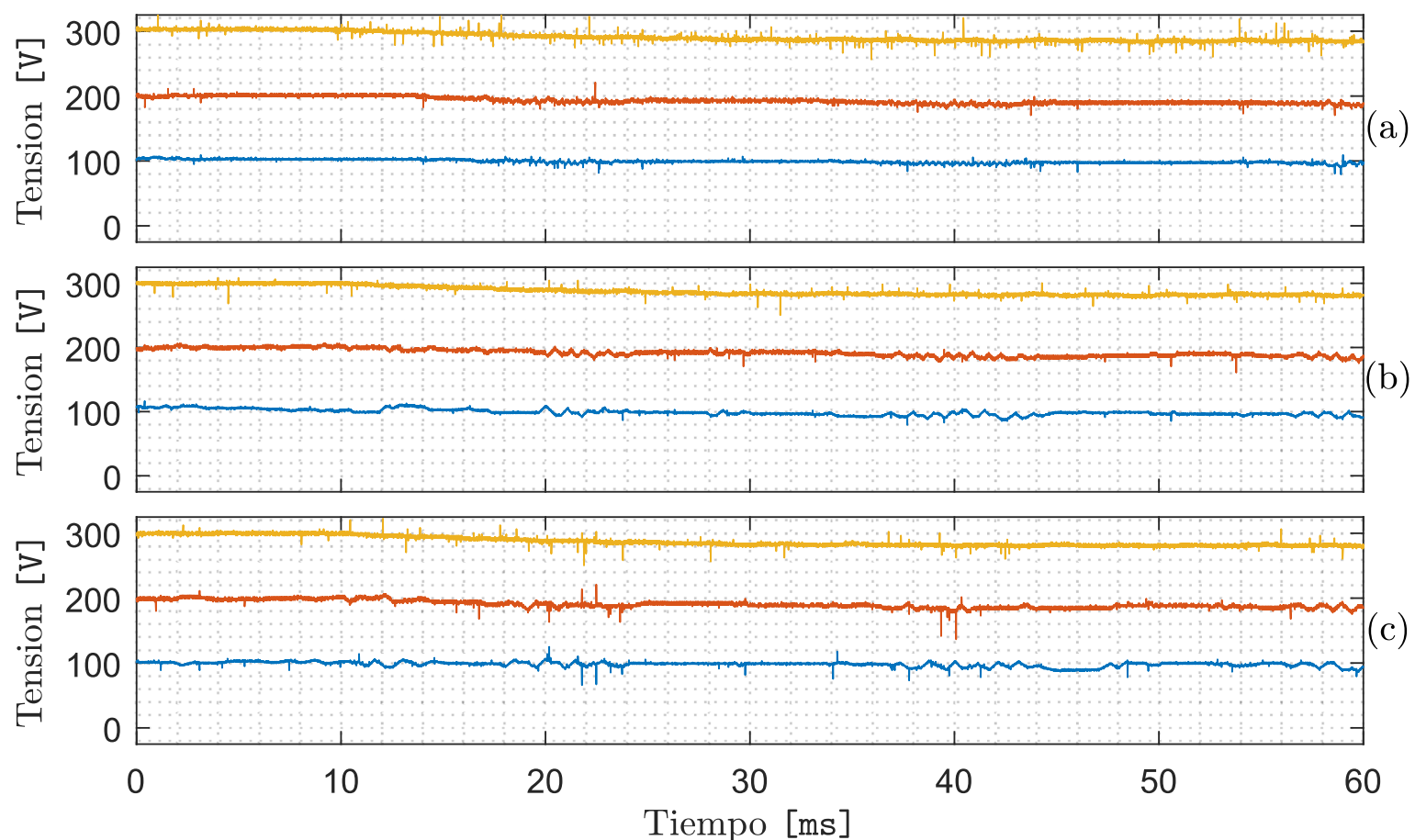
En las figuras 5.9, 5.10, 5.11, 5.12 se presentan los resultados aplicar un escalón en la referencia de corriente de 3A a 9A para la corriente de carga, tensión de los condensadores flotantes, tensión de la carga  $v_{ao}$  y tensión de modo común  $v_{oN}$  respectivamente.

En ambos esquemas de control se observan dinámicas similares en la corriente, alcanzando el nuevo valor de referencia en 1ms. Como se observó en el ensayo anterior, la tensión en modo común posee menos conmutaciones, lo que se traduce en que tiene una menor cantidad de componentes de alta frecuencia. Además, se observa que debido al aumento de la corriente, se presenta una caída en la tensión del DC-link lo cual se aprecia en la figura 5.10.

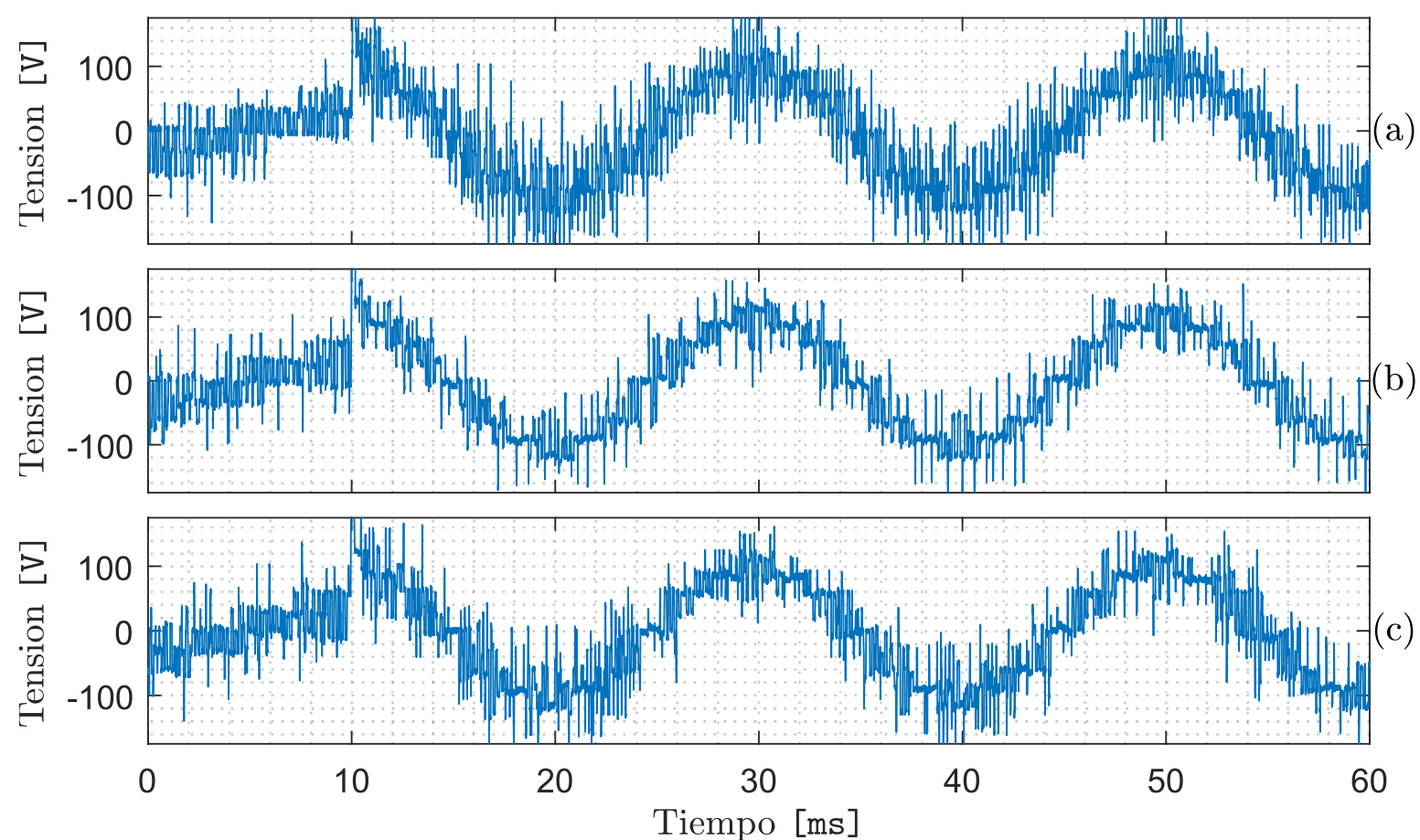
### 5.2.4 Estado estacionario

En este ensayo, al igual que en la simulación, se tiene como objetivo observar el comportamiento del sistema, una vez ya alcanzada el estado estacionario. Analizando el comportamiento de las corrientes, la tensión de los condensadores y la frecuencia de conmutación

Se operó durante el tiempo suficiente para alcanzar el estado estacionario para distintos puntos los puntos de operación con 3A, 6A, 9A y 12A. Se obtuvieron la siguiente frecuencia



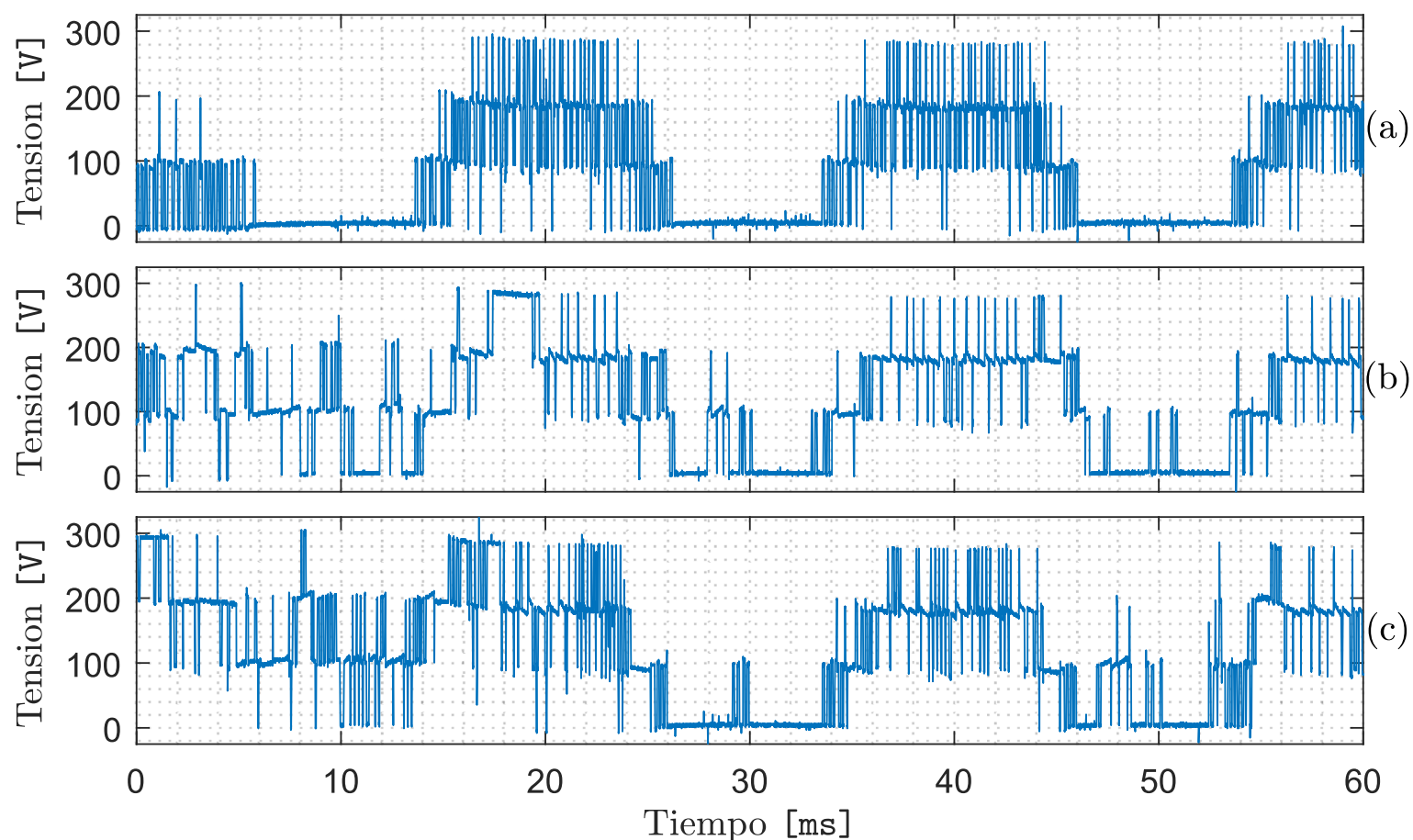
**Figura 5.10:** Resultados experimentales para la tensión de los condensadores durante el escalón de corriente: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia



**Figura 5.11:** Resultados experimentales para la tensión de la carga durante el escalón de corriente: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

de conmutación promedio para cada semiconductor, lo cual se presenta en la tabla 5.3. También se obtiene el espectro de la corriente de salida, tensión de la carga y la tensión de modo común, los cuales se presentan en las figuras 5.13, 5.14 y 5.15 respectivamente.

Se puede apreciar que con el esquema propuesto a la frecuencia promedio de conmutación,



**Figura 5.12:** Resultados experimentales para la tensión de modo común durante el escalón de corriente: (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

Referencia de corriente	3A			6A			9A			12A		
Esquema de control	RMPC	MPC Completo	MPC Banda	RMPC	MPC Completo	MPC Banda	RMPC	MPC Completo	MPC Banda	RMPC	MPC Completo	MPC Banda
$S_{1a}$	1861.3	751.8	703.1	2219.8	899.8	679.8	2150.5	778.5	731.0	1584.8	760.8	812.5
$S_{1b}$	2165.6	787.9	658.6	2385.7	1035.0	680.7	2256.4	864.5	800.0	1604.9	907.9	726.9
$S_{1c}$	2157.9	861.2	692.0	1949.8	941.5	585.3	1811.2	776.6	737.6	1373.7	878.9	792.7
$S_{2a}$	1910.6	756.5	696.3	2052.2	799.3	730.8	1956.6	804.1	715.3	1378.0	673.6	775.4
$S_{2b}$	1937.7	822.6	686.8	2017.6	788.9	727.0	1951.1	933.7	746.5	1288.9	767.9	728.5
$S_{2c}$	1917.3	770.0	701.8	1830.1	767.6	665.5	1700.5	925.1	736.5	1130.3	803.6	757.3
$S_{3a}$	1942.6	831.3	758.7	2088.1	895.4	679.0	2088.3	709.1	704.0	1604.4	828.8	708.8
$S_{3b}$	1988.4	881.7	740.8	2144.3	988.5	689.4	2100.2	831.3	688.4	1643.6	830.2	641.8
$S_{3c}$	2028.5	861.3	750.3	1991.4	877.3	632.9	1687.1	815.8	641.5	1323.4	885.6	674.6
Promedio	1990.0	813.8	709.8	2075.4	888.1	674.5	1966.9	826.5	722.3	1436.9	815.3	735.4
Desviacion Estandar	102.0	46.2	31.2	152.4	86.3	42.2	189.7	68.2	41.1	169.0	69.4	52.3

**Tabla 5.3:** Frecuencia de conmutación promedio de cada semiconductor para distintos puntos de operación

se reduce considerablemente en comparación al RMPC, además de que esta frecuencia de conmutación se mantiene en valores similares independientemente del punto de operación. Además, se homogeneiza la cantidad de conmutaciones en los distintos semiconductores, ambos resultados se aprecian en la tabla 5.3. Esto corrobora los resultados presentados en las simulaciones.

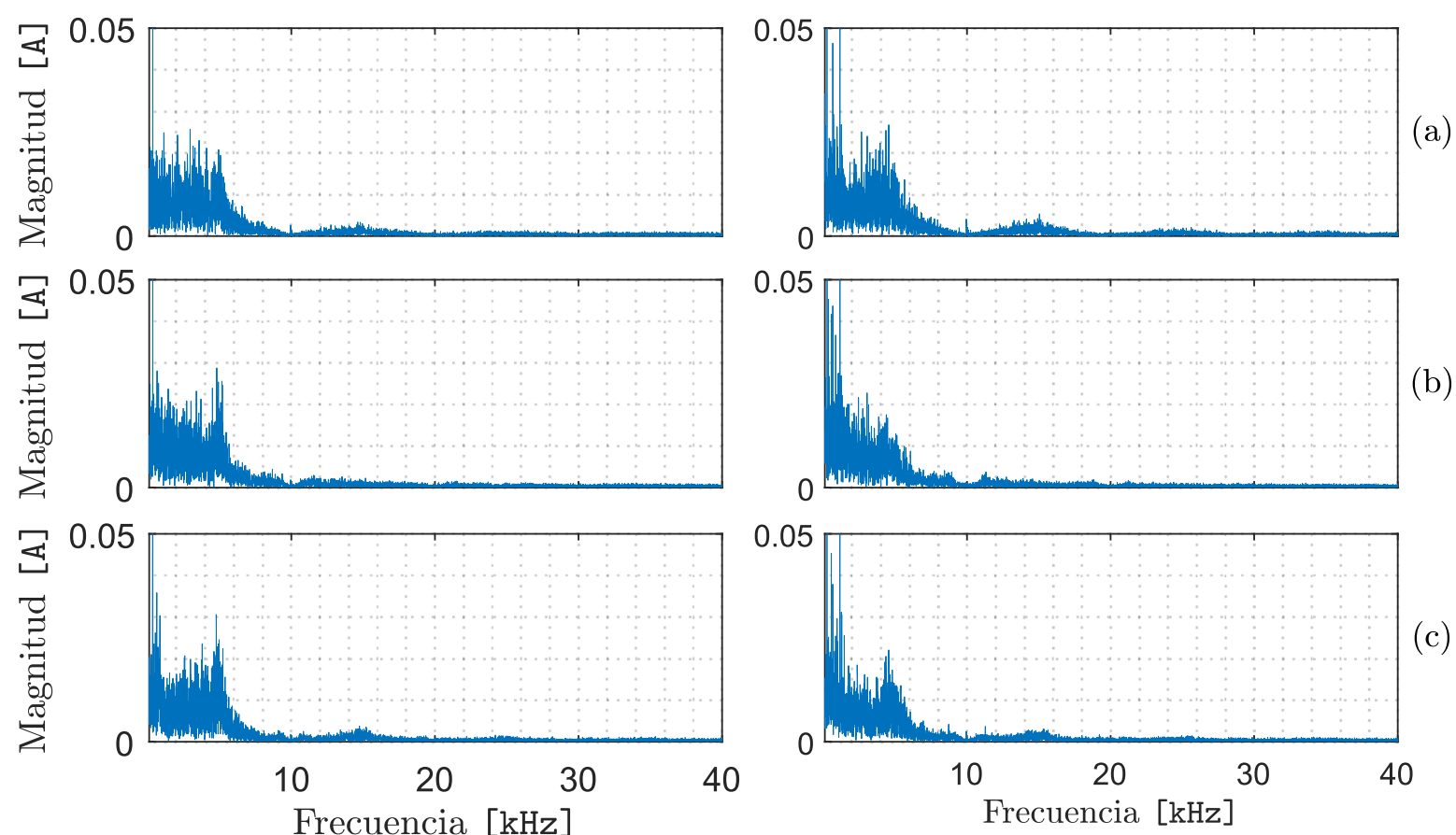
En la figura 5.15, se observa que para ambas corrientes de referencia baja significativamente las componentes de alta frecuencia en la tensión de modo común respecto el RMPC. Esto debido a la componente de la función de costos que penaliza la variación de la tensión de modo común.

En la tabla 5.4, se observa que él ambos esquemas poseen valores similares en las distorsiones armónicas tanto para la corriente como para la tensión de la carga. Esto para los cuatro

Referencia de corriente	3A			9A		
Esquema de control	RMPC	MPC Propuesto	MPC Propuesto 2	RMPC	MPC Propuesto	MPC Propuesto 2
$THD_{ia}(\%)$	16.95	13.76	14.03	3.23	3.37	3.24
$THD_{vao}(\%)$	152.97	124.84	122.78	31.62	27.96	28.42

**Tabla 5.4:** Distorsión armónica para la tensión y corriente de salida, para distintos puntos de operación

puntos de operación presentados. Además, se presentan el espectro en la figura 5.13, en la cual se nota que cambia la forma del mismo, notando que en el caso del RMPC se tienden a concentrar las armónicas en torno a los múltiplos impares de 5kHz.

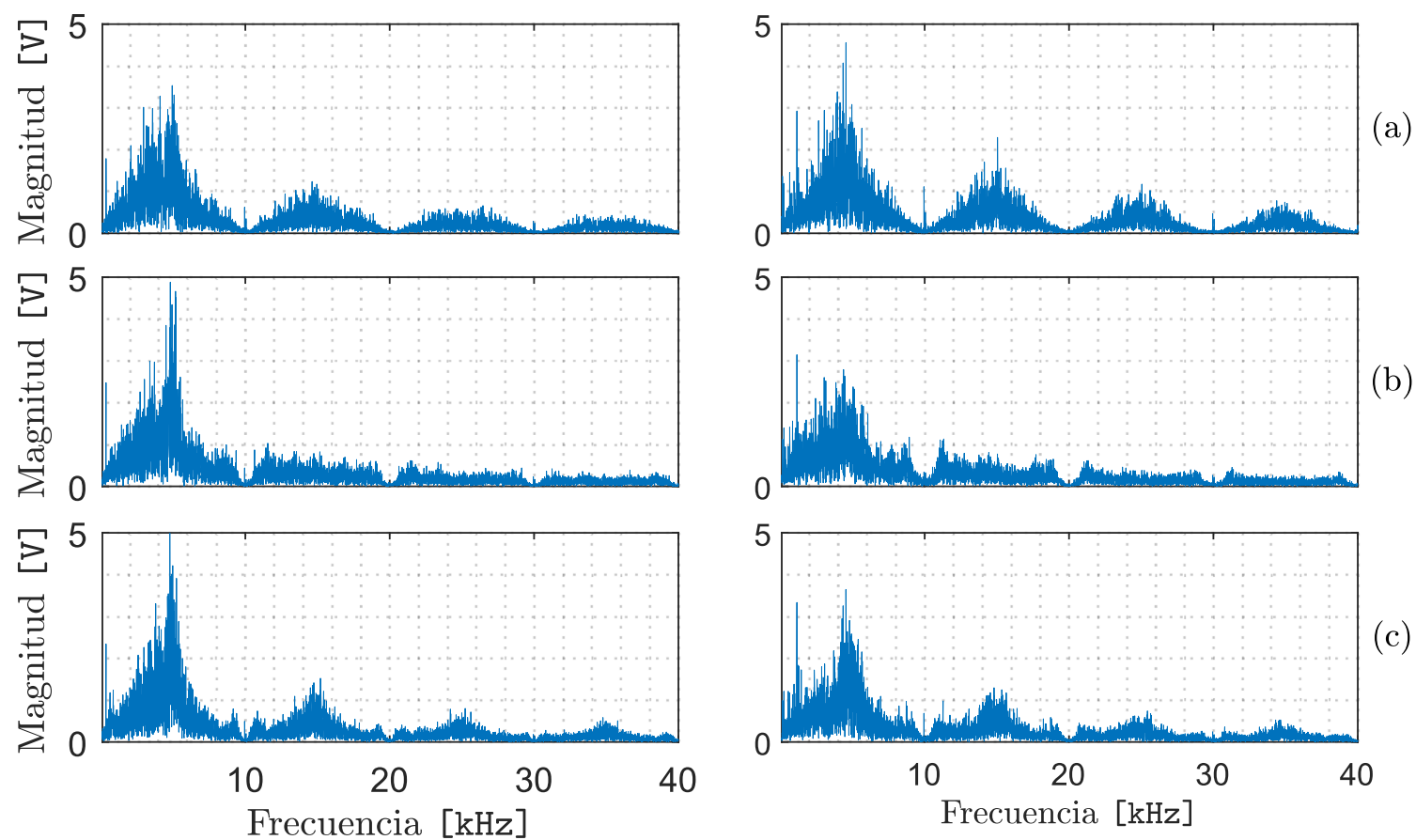


**Figura 5.13:** FFT de la corriente de salida para una referencia de 3A(derecha) y 9A(izquierda): (a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

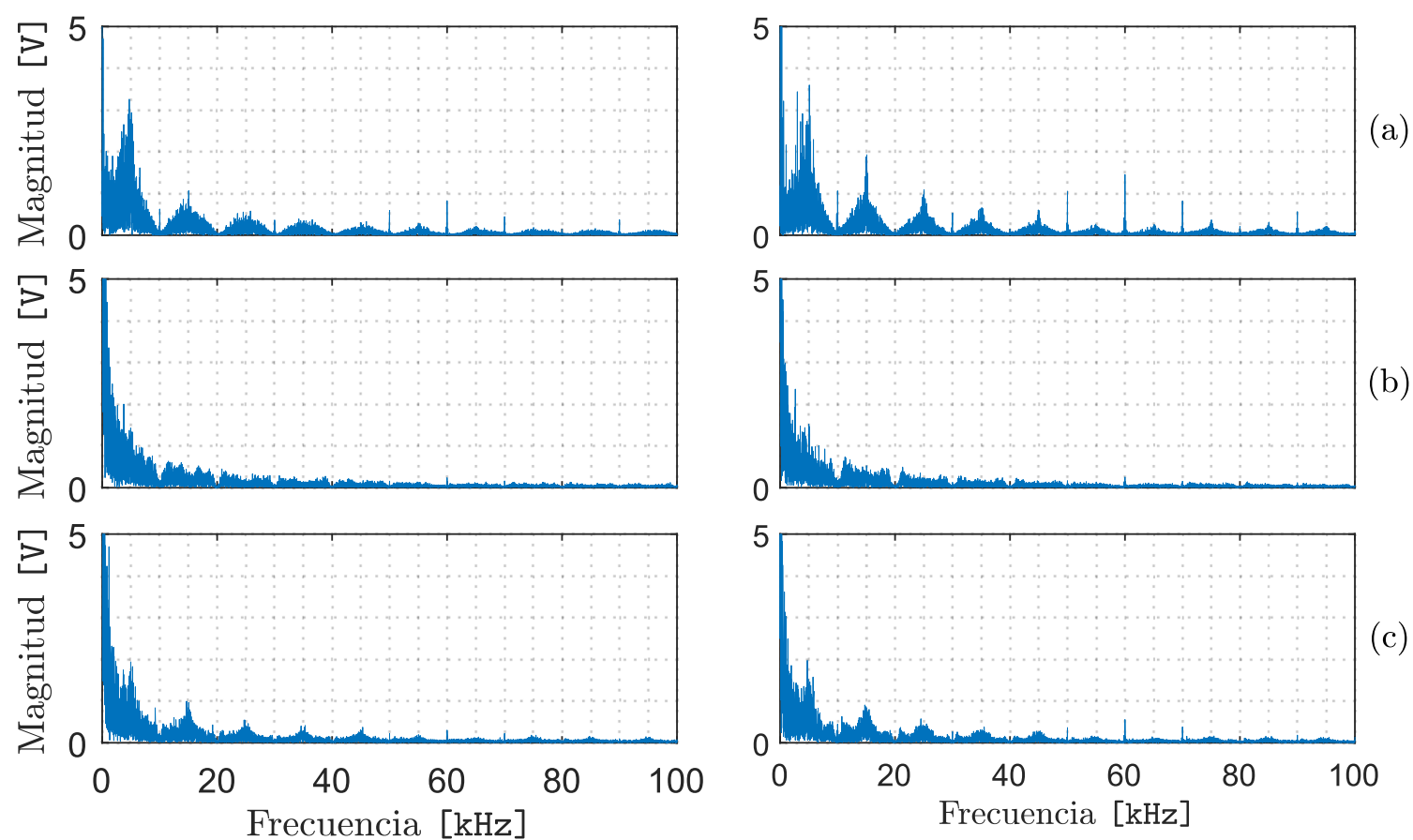
Con la estrategia de control propuesta se logran lo siguiente:

1. La reducción de la frecuencia de conmutación promedio: Para ambas referencias (3A y 9A) se reduce en un 65%.
2. La ecualización de la frecuencia de conmutación: Para una referencia de 3A se reduce la desviación de 102Hz a 46Hz y en el caso de una referencia de 9A se reduce de 190Hz a 68Hz.
3. Se estabiliza la ASF: En el RMPC la ASF cambia dependiendo del punto de operación, aumentando un 82.5% al cambiar la referencia de 3A a 9A, mientras que en el esquema propuesto solo cambia en un 5.3% para el mismo escalón de referencia.

Estas métricas indican que el esquema propuesto se caracteriza por presentar pérdidas por conmutación menores y mejor distribuidas. Además, se consigue que la frecuencia de conmutación no experimente variaciones significativas debido al punto de operación.



**Figura 5.14:** FFT de la tensión de la carga para una corriente de referencia de 3A(derecha) y 9A(izquierda):(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia



**Figura 5.15:** FFT de la tensión de modo común para una corriente de referencia de 3A(derecha) y 9A(izquierda):(a)RMPC, (b)MPC propuesto completo, (c)MPC con banda de tolerancia

Todo lo anterior con una dinámica similar al FCS-MPC original para el balanceo de los condensadores (bastante mejor que RMPC) y muy buenos resultados tanto dinámicos como en estado estacionario para las corrientes de salida.

# Capítulo 6

## Conclusiones.

En este trabajo se planteó y desarrolló un esquema de control FCS-MPC modificado aplicado a un FCC, el cual mediante el uso de las redundancias presentes en el convertidor tiene como objetivo obtener un mejor desempeño de las variables eléctricas con un menor costo computacional.

Como se indicó en las simulaciones y resultados de los experimentos, la estrategia de control permite un mejor desempeño de las variables eléctricas en la dinámica de las corrientes, en comparación con el RMPC y el FCS-MPC tradicional. Con respecto a la carga inicial de los condensadores, se logra una mejor dinámica que la del RMPC y similar a la del FCS-MPC tradicional, esto debido a la manera en que se planteó la etapa de carga de los condensadores, lo cual da mayor grado de libertad en comparación con el RMPC.

Se propuso además agregar nuevos objetivos de control al esquema de control propuesto, con el fin de mejorar el desempeño en otros ámbitos. En este caso se buscó reducir las tensiones de modo común y la frecuencia de conmutación. En cuanto a la frecuencia de conmutación, se logra reducir significativamente, así como también hacer que sea más homogénea entre los diferentes semiconductores, lo cual permite igualar las pérdidas de los semiconductores. Además, en la tensión de modo común se logra reducir notoriamente sus componentes en altas frecuencias. Lo anteriormente planteado se logra manteniendo un costo computacional ligeramente menor al obtenido en el RMPC.

También se propuso incluir una banda de tolerancia en la tensión de los condensadores flotantes, lo cual permite un mejor rendimiento en las conmutaciones que el caso base planteado, pero a costa de aumentar el costo computacional, así como también, debido a la banda de tolerancia, un mayor ripple en las tensiones de los condensadores.

El esquema de control propuesto se puede llevar a otras topologías, principalmente a topologías que presenten alto número de estados redundantes.

# Apéndice A

## Códigos simulacion

Para la simulación del sistema, se emplea el software PLECS<sup>®</sup>, en el cual el esquema de control se implementa mediante el bloque C-Script. El cual permite implementar bloques personalizables mediante programación en lenguaje C. En la siguiente sección se presentan los códigos empleados para implementar la situación del esquema de control propuesto.

```
1
2 #include <float.h>
3 #include <math.h>
4 #include <time.h>
5 #include <stdio.h>
6
7 /***** Entradas *****/
8 /***** Entradas *****/
9
10 #define ia      Input(0) // I_a
11 #define ib      Input(1) // I_b
12 #define ic      Input(2) // I_c
13 #define vc2a    Input(3) //
14 #define vc1a    Input(4) //
15 #define vc2b    Input(5) //
16 #define vc1b    Input(6) //
17 #define vc2c    Input(7) //
18 #define vc1c    Input(8) //
19 #define time1   Input(9) // Tiempo
20
21 /***** Definiciones numericas *****/
22 /***** Definiciones numericas *****/
23
24 #define vdc      300
25 #define pi       3.141592653589793238462643
26 #define wb       314.1593
27 #define w1       1
28 #define w2       1
29 #define wN       1
30 #define ws       1
31 #define JJ       400
32
33 /***** Variables globales *****/
34 /***** Variables globales *****/
35
36 int S3a=0, S2a=0, S1a=0, S3a1=0, S2a1=0, S1a1=0;
37 int S3b=0, S2b=0, S1b=0, S3b1=0, S2b1=0, S1b1=0;
38 int S3c=0, S2c=0, S1c=0, S3c1=0, S2c1=0, S1c1=0;
39
40 int S3A=0, S2A=0, S1A=0;
41 int S3B=0, S2B=0, S1B=0;
```

```

42 int    S3C=0,S2C=0,S1C=0;
43
44 float  F3A=0,F2A=0,F1A=0;
45 float  F3B=0,F2B=0,F1B=0;
46 float  F3C=0,F2C=0,F1C=0;
47
48 int    P3A=0,P2A=0,P1A=0;
49 int    P3B=0,P2B=0,P1B=0;
50 int    P3C=0,P2C=0,P1C=0;
51
52 int    cS3A=0,cS2A=0,cS1A=0;
53 int    cS3B=0,cS2B=0,cS1B=0;
54 int    cS3C=0,cS2C=0,cS1C=0;
55
56 int    cS3=0,cS2=0,cS1=0;;
57
58 int    jj=0;
59 int    i=0,n=0,imin=0,imax=0;
60
61 double voN=0,vaN=0,vbN=0,vcN=0;
62
63 double vc1r=0,vc2r=0,vNor;
64 double iar=0,ibr=0,icr=0;
65 double ialpha=0,ibeta=0;
66
67 double vc1a1=0,vc1b1=0,vc1c1=0;
68 double vc2a1=0,vc2b1=0,vc2c1=0;
69 double ia1=0,ib1=0,ic1=0;
70 double ia2=0,ib2=0,ic2=0;
71
72 double ialpha,ibeta,ialph1,ibet1,ialph2,ibet2;
73
74 double id_r, iq_r;           //Referencias de corriente
75 double gamma,w,wref;       //Angulo de tension generada
76
77 float  g_min,g=0;
78 float  ga=0,gb=0,gc=0;
79
80 static double Ts, Fs;
81 static double Rl, Ll;
82 static double C1, C2;
83 static double k1,k2,kc1,kc2;
84
85 int act=0;
86
87 /*****          Datos          *****/
88
89 #include <vabc.h>           // Vectores de tension en abc
90 #include <vab.h>           // Vectores de tension en alpha-beta
91 #include <ind.h>           // Matriz que indica a que tensiones abc corresponde
92                          // cada tension alpha-beta
93 #include <s_cost.h>        // Costo precalculado del costo por conmutacion
94
95 /*****          Rutinas          *****/
96
97 #include <abc_dq.h>        // Transformacion abc/dq
98 #include <LOp.h>          // Optimizacion local por fase

```

Código A.1: Codigo de declaracion de variables simulacion

```

1
2 // Angulo de la referencia
3 gamma=gamma+Ts*wref;
4
5 if (gamma > pi)
6   {gamma = gamma - 2*pi;}
7 else if (-pi > gamma)
8   {gamma = gamma + 2*pi;}

```

```

9
10 //Generacion de referencias
11
12 #include <ref.h>
13
14 ialpha = alpha_inversa(id_r,iq_r,gamma);
15 ibeta = beta_inversa(id_r,iq_r,gamma);
16
17 iar = trans_a(ialpha,ibeta);
18 ibr = trans_b(ialpha,ibeta);
19 icr = trans_c(ialpha,ibeta);
20
21 // Paso de estimacion
22
23 vaN = vdc*S3a+vc2a*(S2a-S3a)+vc1a*(S1a-S2a);
24 vbN = vdc*S3b+vc2b*(S2b-S3b)+vc1b*(S1b-S2b);
25 vcN = vdc*S3c+vc2c*(S2c-S3c)+vc1c*(S1c-S2c);
26 voN = (vaN+vbN+vcN)*0.333333;
27
28 vNor = voN*1;
29
30 ia1 = (vaN-voN)*k2+ia*k1;
31 ib1 = (vbN-voN)*k2+ib*k1;
32 ic1 = (vcN-voN)*k2+ic*k1;
33
34 vc1a1 = (ia1+ia)*kc1*(S2a-S1a)+vc1a;
35 vc2a1 = (ia1+ia)*kc2*(S3a-S2a)+vc2a;
36
37 vc1b1 = (ib1+ib)*kc1*(S2b-S1b)+vc1b;
38 vc2b1 = (ib1+ib)*kc2*(S3b-S2b)+vc2b;
39
40 vc1c1 = (ic1+ic)*kc1*(S2c-S1c)+vc1c;
41 vc2c1 = (ic1+ic)*kc2*(S3c-S2c)+vc2c;
42
43 ialph1 = alpha(ia1,ib1,ic1);
44 ibet1 = beta(ia1,ib1,ic1);
45
46 ////////////////////////////////////////////////////
47
48 g_min = 1e20;
49
50 // Etapa 1 del control:
51 // Control de corriente
52
53 for (i=0;i<=36;i=i+1)
54 {
55     ialph2 = Valph1[i]*k2+ialph1*k1;
56     ibet2 = Vbet1[i]*k2+ibet1*k1;
57
58     g = ((ialpha-ialph2)*(ialpha-ialph2)+(ibeta-ibet2)*(ibeta-ibet2));
59
60     if (g<g_min)
61     {
62         g_min = g;act=i;
63     }
64 }
65
66 // Etapa 2 del control:
67 // Control de tension de condensadores
68
69 imin=iminmax[act][0];imax=iminmax[act][1];
70
71 g_min = 1e20;
72 for (n=imin;n<=imax;n=n+1)
73 {
74     voN = (float)(VAN_t[n]+VBN_t[n]+VCN_t[n])*0.3333333333;
75
76     localOP(VAN_t[n], ia1, vc1a1, vc2a1, &S1A, &S2A, &S3A, S1a1, S2a1, S3a1, cS1A,

```

```

77     cS2A, cS3A, &ga);
78     localOP(VBN_t[n], ib1, vc1b1, vc2b1, &S1B, &S2B, &S3B, S1b1, S2b1, S3b1, cS1B,
79     cS2B, cS3B, &gb);
80     localOP(VCN_t[n], ic1, vc1c1, vc2c1, &S1C, &S2C, &S3C, S1c1, S2c1, S3c1, cS1C,
81     cS2C, cS3C, &gc);
82
83     g = ga + gb + gc + wN*(voN - vNor)*(voN - vNor);
84
85     if (g<g_min)
86     {
87         g_min=g;
88         S1a=S1A;S2a=S2A;S3a=S3A;
89         S1b=S1B;S2b=S2B;S3b=S3B;
90         S1c=S1C;S2c=S2C;S3c=S3C;
91     }
92
93     ////////////////////////////////////////////////////
94     // Calculo del tiempo sin comutart de los semiconductores
95
96     cS1A = (1-abs(S1a-S1a1))*(cS1A + (1-abs(S1a-S1a1)));
97     cS2A = (1-abs(S2a-S2a1))*(cS2A + (1-abs(S2a-S2a1)));
98     cS3A = (1-abs(S3a-S3a1))*(cS3A + (1-abs(S3a-S3a1)));
99
100    cS1B = (1-abs(S1b-S1b1))*(cS1B + (1-abs(S1b-S1b1)));
101    cS2B = (1-abs(S2b-S2b1))*(cS2B + (1-abs(S2b-S2b1)));
102    cS3B = (1-abs(S3b-S3b1))*(cS3B + (1-abs(S3b-S3b1)));
103
104    cS1C = (1-abs(S1c-S1c1))*(cS1C + (1-abs(S1c-S1c1)));
105    cS2C = (1-abs(S2c-S2c1))*(cS2C + (1-abs(S2c-S2c1)));
106    cS3C = (1-abs(S3c-S3c1))*(cS3C + (1-abs(S3c-S3c1)));
107
108    // Calculo de la frecuencia de conmutacion promedio cada 'JJ' pasos.
109
110    P1A=abs(S1a-S1a1)+P1A;P2A=abs(S2a-S2a1)+P2A;P3A=abs(S3a-S3a1)+P3A;
111    P1B=abs(S1b-S1b1)+P1B;P2B=abs(S2b-S2b1)+P2B;P3B=abs(S3b-S3b1)+P3B;
112    P1C=abs(S1c-S1c1)+P1C;P2C=abs(S2c-S2c1)+P2C;P3C=abs(S3c-S3c1)+P3C;
113
114    if (jj>JJ)
115    {
116        F1A=(float)P1A/JJ*Fs/2;F2A=(float)P2A/JJ*Fs/2;F3A=(float)P3A/JJ*Fs/2;
117        F1B=(float)P1B/JJ*Fs/2;F2B=(float)P2B/JJ*Fs/2;F3B=(float)P3B/JJ*Fs/2;
118        F1C=(float)P1C/JJ*Fs/2;F2C=(float)P2C/JJ*Fs/2;F3C=(float)P3C/JJ*Fs/2;
119
120        P1A=0;P2A=0;P3A=0;
121        P1B=0;P2B=0;P3B=0;
122        P1C=0;P2C=0;P3C=0;
123
124        jj=0;
125    }
126    jj=jj+1;
127
128    S3a1=S3a;S2a1=S2a;S1a1=S1a;
129    S3b1=S3b;S2b1=S2b;S1b1=S1b;
130    S3c1=S3c;S2c1=S2c;S1c1=S1c;

```

Código A.2: Codigo de actualizacion de variables simulacion

```

1
2 int S3x_100 [3]={1,0,0};
3 int S2x_100 [3]={0,1,0};
4 int S1x_100 [3]={0,0,1};
5
6 int S3x_200 [3]={1,1,0};
7 int S2x_200 [3]={1,0,1};
8 int S1x_200 [3]={0,1,1};
9
10 void localOP(int vxN, double ix1, double vc1x1, double vc2x1, int *S1x, int *S2x,

```

```

int *S3x, int S1x1, int S2x1, int S3x1, int cS1x, int cS2x, int cS3x, float *gx
)
11 {
12     double vc1x2;
13     double vc2x2;
14     double ix2;
15     int act;
16
17     *gx = 1e20;
18
19     switch(vxN)
20     {
21         case 0:
22         {
23             vxN=0;
24
25             ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
26
27             vc1x2=vc1x1;vc2x2=vc2x1;
28
29             *S1x=0;*S2x=0;*S3x=0;
30
31             cS1=(cS1x+1-abs(*S1x-S1x1));cS2=(cS2x+1-abs(*S2x-S2x1));cS3=(cS3x+1-abs
(*S3x-S3x1));
32
33             *gx=(1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2)) +
34             ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
35         }
36         break;
37
38         case 100:
39         {
40             for (i=0;i<=2;i=i+1)
41             {
42                 vxN=vdc*S3x_100[i]+vc2x1*(S2x_100[i]-S3x_100[i])+vc1x1*(S1x_100[i]-
S2x_100[i]);
43
44                 ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
45
46                 vc1x2=(ix2+ix1)*kc1*(S2x_100[i]-S1x_100[i])+vc1x1;
47                 vc2x2=(ix2+ix1)*kc2*(S3x_100[i]-S2x_100[i])+vc2x1;
48
49                 cS1=(cS1x+1-abs(S1x_100[i]-S1x1));cS2=(cS2x+1-abs(S2x_100[i]-S2x1))
; cS3=(cS3x+1-abs(S3x_100[i]-S3x1));
50
51                 g=(1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2)) +
52                 ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
53
54                 if (g<*gx)
55                 {
56                     *gx=g;act=i;
57                     *S1x=S1x_100[act];*S2x=S2x_100[act];*S3x=S3x_100[act];
58                 }
59             }
60         }
61         break;
62
63         case 200:
64         {
65             for (i=0;i<=2;i=i+1)
66             {
67                 vxN=vdc*S3x_200[i]+vc2x1*(S2x_200[i]-S3x_200[i])+vc1x1*(S1x_200[i]-
S2x_200[i]);
68
69                 ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
70
71                 vc1x2=(ix2+ix1)*kc1*(S2x_200[i]-S1x_200[i])+vc1x1;
72                 vc2x2=(ix2+ix1)*kc2*(S3x_200[i]-S2x_200[i])+vc2x1;

```

```

73
74         cS1=(cS1x+1-abs(S1x_200[i]-S1x1));cS2=(cS2x+1-abs(S2x_200[i]-S2x1))
; cS3=(cS3x+1-abs(S3x_200[i]-S3x1));
75
76         g= (1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2)) +
77           ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
78
79         if (g<*gx)
80         {
81             *gx=g;act=i;
82             *S1x=S1x_200[act];*S2x=S2x_200[act];*S3x=S3x_200[act];
83         }
84     }
85 }
86
87 break;
88
89 case 300:
90 {
91     vxN=vdc*1;
92
93     ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
94
95     vc1x2=vc1x1;
96     vc2x2=vc2x1;
97
98     *S1x=1;*S2x=1;*S3x=1;
99
100    cS1=(cS1x+1-abs(*S1x-S1x1));cS2=(cS2x+1-abs(*S2x-S2x1));cS3=(cS3x+1-abs
(*S3x-S1x1));
101
102    *gx= (1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2))+
103          ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
104 }
105 break;
106 }
107 }

```

**Código A.3:** Codigo de la subetapa de control de tension de los condensadores

# Apéndice B

## Códigos implementacion

A continuacion se presenta el codigo implementado en la DSP, para realizar el control del FCC.

```
1
2 /*Prueba de lectura*/
3
4 #include <math.h>
5 #include <c6x.h>
6 #include "c6211dsk.h"
7 #include <stdio.h>
8 #include "spartan3_v1_4.h"
9 #include <C:\CCStudio_v3.1\DSPLIB\c6700\dsplib\include\DSPF_sp_mat_mul.h>
10 #include <C:\CCStudio_v3.1\mathlib\inc\c67fastMath.h>
11
12 // Define el nombre de la funcio?n int4_isr que es del tipo interrupci?n
13 interrupt void int4_isr();
14
15 // Defini?n de constantes
16
17 #define C_MAX 3750
18 #define C_MAX_2 1875
19 #define C_MAX_23 2500
20 #define C_MAXT3 5000
21 #define J 800
22 #define J1 400
23 #define K 100
24 #define JJ 200
25 #define JJ1 0.0025
26 #define pi 3.1415926
27 #define R1 11
28 #define L1 0.005
29 #define C1 0.000330
30 #define C2 0.000330
31 #define Ts 0.0001
32 #define vdc 300
33 #define wN 1
34 #define ws 1
35 #define IM 13
36 #define M1 150
37 #define M2 250
38
39 #pragma DATA_SECTION(mvdca, ".AOF")
40 #pragma DATA_SECTION(mvdcb, ".AOF")
41 #pragma DATA_SECTION(mvdcc, ".AOF")
42
43 #pragma DATA_SECTION(mvc1a, ".AOF")
44 #pragma DATA_SECTION(mvc1b, ".AOF")
```

```

45 #pragma DATA_SECTION(mvc1c, ".AOF")
46
47 #pragma DATA_SECTION(mvc2a, ".AOF")
48 #pragma DATA_SECTION(mvc2b, ".AOF")
49 #pragma DATA_SECTION(mvc2c, ".AOF")
50
51 #pragma DATA_SECTION(mia, ".AOF")
52 #pragma DATA_SECTION(mib, ".AOF")
53 #pragma DATA_SECTION(mic, ".AOF")
54
55 #pragma DATA_SECTION(mvaN, ".AOF")
56 #pragma DATA_SECTION(mvbN, ".AOF")
57 #pragma DATA_SECTION(mvcN, ".AOF")
58
59 #pragma DATA_SECTION(mp1a, ".AOF")
60 #pragma DATA_SECTION(mp1b, ".AOF")
61 #pragma DATA_SECTION(mp1c, ".AOF")
62 #pragma DATA_SECTION(mp2a, ".AOF")
63 #pragma DATA_SECTION(mp2b, ".AOF")
64 #pragma DATA_SECTION(mp2c, ".AOF")
65 #pragma DATA_SECTION(mp3a, ".AOF")
66 #pragma DATA_SECTION(mp3b, ".AOF")
67 #pragma DATA_SECTION(mp3c, ".AOF")
68
69 #pragma DATA_SECTION(rvaN, ".AOF")
70 #pragma DATA_SECTION(rvbN, ".AOF")
71 #pragma DATA_SECTION(rvcN, ".AOF")
72
73 #pragma DATA_SECTION(rvc1a, ".AOF")
74 #pragma DATA_SECTION(rvc1b, ".AOF")
75 #pragma DATA_SECTION(rvc1c, ".AOF")
76
77 #pragma DATA_SECTION(rvc2a, ".AOF")
78 #pragma DATA_SECTION(rvc2b, ".AOF")
79 #pragma DATA_SECTION(rvc2c, ".AOF")
80
81 #pragma DATA_SECTION(ria, ".AOF")
82 #pragma DATA_SECTION(riar, ".AOF")
83 #pragma DATA_SECTION(rib, ".AOF")
84 #pragma DATA_SECTION(ribr, ".AOF")
85 #pragma DATA_SECTION(ric, ".AOF")
86 #pragma DATA_SECTION(ricr, ".AOF")
87
88
89 // Definiciones globales
90
91 float    k1=1, k2=1;
92 float    kc1=1, kc2=1;
93
94 float    g_min, g=0;
95 float    ga=0, gb=0, gc=0;
96
97 int      flag=0, flag1=0, flag2=0, flag3=0, flag4=0, flagt=0;
98 int      i=0, j=0, k=0, n=0, jj=0;
99 int      act=0;
100 int      imin=0, imax=0, ci=0, cv1=0, cv2=0, tripi=0, tripv1=0, tripv2=0;
101
102 int      S3a=0, S2a=0, S1a=0, S3a1=0, S2a1=0, S1a1=0;
103 int      S3b=0, S2b=0, S1b=0, S3b1=0, S2b1=0, S1b1=0;
104 int      S3c=0, S2c=0, S1c=0, S3c1=0, S2c1=0, S1c1=0;
105
106 int      S3A=0, S2A=0, S1A=0;
107 int      S3B=0, S2B=0, S1B=0;
108 int      S3C=0, S2C=0, S1C=0;
109
110 int      P3A=0, P2A=0, P1A=0;
111 int      P3B=0, P2B=0, P1B=0;
112 int      P3C=0, P2C=0, P1C=0;

```

```

113
114 int    cS3=0, cS2=0, cS1=0;
115 int    cS3A=0, cS2A=0, cS1A=0;
116 int    cS3B=0, cS2B=0, cS1B=0;
117 int    cS3C=0, cS2C=0, cS1C=0;
118
119 int    T3A=0, T2A=0, T1A=0;
120 int    T3B=0, T2B=0, T1B=0;
121 int    T3C=0, T2C=0, T1C=0;
122
123 float  mat1[3][2] = {{1,0},{-0.5,0.866025404},{-0.5,-0.866025404}};
124 float  mat[2][3] = {{0.6667,-0.3333,-0.3333},{0,0.5774,-0.5774}};
125
126 float  voN=0, vaN=0, vbN=0, vcN=0;
127 float  voNr=0;
128
129 float  vdca=vdc, vdcb=vdc, vdcc=vdc, VDC=vdc;
130 float  vc1a=0, vc1b=0, vc1c=0;
131 float  vc2a=0, vc2b=0, vc2c=0;
132 float  ia=0, ib=0, ic=0;
133
134 float  vc1r=0, vc2r=0;
135
136 float  vc1a1=0, vc1b1=0, vc1c1=0;
137 float  vc2a1=0, vc2b1=0, vc2c1=0;
138 float  ia1=0, ib1=0, ic1=0;
139
140 float  vc1a2=0, vc1b2=0, vc1c2=0;
141 float  vc2a2=0, vc2b2=0, vc2c2=0;
142 float  ia2=0, ib2=0, ic2=0;
143
144 float  iar=0, ibr=0, icr=0;
145 float  idqr[2][1], iabr[2][1], iabcr[3][1];
146 float  iabc[3][1], iabc1[3][1], iab1[2][1];
147 float  ialpha, ibeta, ialph1, ibet1, ialph2, ibet2;
148
149 float  iM=0, im=0, VM1=0, VM2=0;
150
151 float  mvaN[J], mvbN[J], mvcN[J];
152 float  mvdca[J], mvdcb[J], mvdcc[J];
153 float  mvc1a[J], mvc1b[J], mvc1c[J];
154 float  mvc2a[J], mvc2b[J], mvc2c[J];
155 float  mia[J], mib[J], mic[J];
156 float  mp1a[J], mp1b[J], mp1c[J];
157 float  mp2a[J], mp2b[J], mp2c[J];
158 float  mp3a[J], mp3b[J], mp3c[J];
159
160 float  rvaN[J1], rvbN[J1], rvcN[J1];
161 float  ria[J1], riar[J1], rib[J1], ribr[J1], ric[J1], ricr[J1];
162 float  rvc1a[J1], rvc1b[J1], rvc1c[J1];
163 float  rvc2a[J1], rvc2b[J1], rvc2c[J1];
164
165 float  sumvc1a=0, sumvc2a=0, sumia=0, sumvdca=0;
166 float  sumvc1b=0, sumvc2b=0, sumib=0, sumvdcb=0;
167 float  sumvc1c=0, sumvc2c=0, sumic=0, sumvdcc=0;
168
169 float  mdq[2][2], ang=0;
170 float  fr=0, frr=0, idrr=0, iqrr=0, idr=0, iqr=0;
171 int    ref=0;
172
173 /*****          Datos          *****/
174
175 #include "mat\vabc.h"           // Vectores de tension en abc
176 #include "mat\vab.h"           // Vectores de tension en alpha-beta
177 #include "mat\ind.h"           // Matriz que indica a que tensiones abc
178                               // corresponde cada tension alpha-beta
179 #include "mat\s_cost.h"        // Costo precalculado del costo por conmutacion

```

```

180 /***** Rutinas *****/
181
182 #include "func\minmax.h" // Maximo-minimo
183 #include "func\LOp.h" // Optimizacion local por fase
184
185 int main()
186 {
187     DSK6713_init();
188
189     /* DSP initialization */
190     CSR = 0x100; /* Disable all interrupts */
191     IER = 2; /* Disable all interrupts except NMI */
192     IER |= 0x0010; /* Enables INT14 (timer 0 interrupt) */
193     ICR = 0xffff; /* Clear all pending interrupts */
194
195     CSR |= 0x1; /* global interrupt enable*/
196
197     /* Inicio de configuraci?n de registros */
198
199
200     DIV_CLK0 = 2; // CLK0 operando a 150/2 MHz = 125 MHz
201     DIV_CLK1 = 3; // CLK1 operando a 150/3 MHz = 50 MHz
202     DIV_CLK2 = 200; // CLK2 operando a 150/200 MHz = 0.75 MHz
203     /*****/
204     DIV_CLK3 = 5; // CLK3 operando a 150/5 MHz = 30 MHz --> SIEMPRE MANTENER
205     ALREDEDOR DE 30MHz
206     // ----- NO CAMBIAR, afectar? el funcionamiento de los ADCs -----
207     /*****/
208
209     // Preguntar que pasa si las interrupciones no estan activadas, pero se mantiene
210     // la mascara para interrupcion por underflo y periodo
211
212     // TIMER 0
213     TOC_MAX = C_MAX;
214     TOCTRL = SINC_T1 + SINC_T2 + SEL_CLK_0 + MODE_UP_DOWN;
215
216     // TIMER 1
217     T1C_MAX = C_MAX;
218     T1LOAD = (int)(C_MAX_23);
219     T1CTRL = SEL_CLK_0 + MODE_UP_DOWN;
220
221     // TIMER 2
222     T2C_MAX = C_MAX;
223     T2LOAD = (int)(C_MAX_23);
224     T2CTRL = SEL_CLK_0 + MODE_UP_DOWN + SLOPE_INI;
225
226     // TIMER 3
227     T3C_MAX = C_MAX_T3; // Cuenta m?xima en 255
228     T3LOAD = 0; // Valor de precarga
229     T3CTRL = SEL_CLK_0 + MODE_UP_DOWN;
230     // Selecci?n del reloj CLK1
231     // encendido en modo U/D, independiente de T0
232
233     // TIMER 4
234     T4C_MAX = 0x00FF; // Cuenta m?xima en 255
235     T4LOAD = 0x0198; // Valor de precarga
236     T4CTRL = 0; // Timer apagado
237
238     // Moduladores PWM
239
240     PWM0CTRL = EN_PWM + PWM_DT(0); //
241     PWM1CTRL = EN_PWM + PWM_DT(0); //
242     PWM2CTRL = EN_PWM + PWM_DT(0); //
243     PWM3CTRL = EN_PWM + PWM_DT(0); //
244
245     // Control de interrupciones

```

```

246 INT_CTRL = INT_ADC;
247
248 ADCOCTRL = ADC_TOMIN + NUM_CONV(3) + E_INT;
249 ADC1CTRL = ADC_TOMIN + NUM_CONV(3) + E_INT;
250
251 ADCOCHS = ADC_CHS(3,4,5,1,1,1);
252 ADC1CHS = ADC_CHS(3,4,5,1,1,1);
253
254 k1=exp(-Ts*R1/L1);k2=(1-k1)*1/R1;
255 kc1=Ts/(2*C1);kc2=Ts/(2*C2);
256
257
258 /*                      Fin de configuraci?n de registros
259                      */
260 while (1) // Loop infinito
261 {
262 }
263 }
264
265 interrupt void int4_isr(void)
266 {
267 IER &= 0x0000; // Inhabilita interrupci?n externa
268
269 switch(flag)
270 {
271 case 1:
272 {
273 vc1a = (float)(ADC_CONV_A(ADC1CONV2A_2B)^0x800);
274 vc1b = (float)(ADC_CONV_A(ADCOCONV3A_3B)^0x800);
275 vc1c = (float)(ADC_CONV_A(ADC1CONV3A_3B)^0x800);
276
277 vc2a = (float)(ADC_CONV_B(ADC1CONV2A_2B)^0x800);
278 vc2b = (float)(ADC_CONV_B(ADCOCONV3A_3B)^0x800);
279 vc2c = (float)(ADC_CONV_B(ADC1CONV3A_3B)^0x800);
280
281 ia = (float)(ADC_CONV_A(ADCOCONV1A_1B)^0x800);
282 ib = (float)(ADC_CONV_B(ADCOCONV1A_1B)^0x800);
283 ic = (float)(ADC_CONV_A(ADC1CONV1A_1B)^0x800);
284
285 vdca = (float)(ADC_CONV_B(ADC1CONV1A_1B)^0x800);
286 vdcb = (float)(ADC_CONV_A(ADCOCONV2A_2B)^0x800);
287 //vdcc = (float)(ADC_CONV_B(ADCOCONV2A_2B)^0x800);
288
289 sumvc1a=sumvc1a+vc1a/J;sumvc2a=sumvc2a+vc2a/J;sumia=sumia+ia/J;
290 sumvc1b=sumvc1b+vc1b/J;sumvc2b=sumvc2b+vc2b/J;sumib=sumib+ib/J;
291 sumvc1c=sumvc1c+vc1c/J;sumvc2c=sumvc2c+vc2c/J;sumic=sumic+ic/J;
292 sumvdca=sumvdca+vdca/J;sumvdcb=sumvdcb+vdcb/J; // sumvdcc=sumvdcc+vdcc/J;
293
294 j++;
295 if (j >= J)
296 {flag=0;j=0;}
297 }
298 break;
299
300 case 0:
301 {
302 vc1a = ((float)(ADC_CONV_A(ADC1CONV2A_2B)^0x800)-sumvc1a)*0.039034526;
303 vc1b = ((float)(ADC_CONV_A(ADCOCONV3A_3B)^0x800)-sumvc1b)*0.038311892;
304 vc1c = ((float)(ADC_CONV_A(ADC1CONV3A_3B)^0x800)-sumvc1c)*0.039720234;
305
306 vc2a = ((float)(ADC_CONV_B(ADC1CONV2A_2B)^0x800)-sumvc2a)*0.076695979;
307 vc2b = ((float)(ADC_CONV_B(ADCOCONV3A_3B)^0x800)-sumvc2b)*0.076479799;
308 vc2c = ((float)(ADC_CONV_B(ADC1CONV3A_3B)^0x800)-sumvc2c)*0.076695979;
309
310 vdca = ((float)(ADC_CONV_B(ADC1CONV1A_1B)^0x800)-sumvdca)*0.12137177;
311 vdcb = ((float)(ADC_CONV_A(ADCOCONV2A_2B)^0x800)-sumvdcb)*0.12333333;
312 //vdcc = ((float)(ADC_CONV_B(ADCOCONV2A_2B)^0x800)-sumvdcc)*0.11649983;

```

```

313
314 ia = (-(float)(ADC_CONV_A(ADCOCONV1A_1B)^0x800)+sumia)*0.0070566230;
315 ib = (-(float)(ADC_CONV_B(ADCOCONV1A_1B)^0x800)+sumib)*0.0070273434;
316 ic = (-(float)(ADC_CONV_A(ADC1CONV1A_1B)^0x800)+sumic)*0.0069689186;
317
318 /* vdca=vdc;vdcb=vdc; */
319
320 vdcc = (vdca + vdcb)*0.5;
321 VDC = (vdca+vdcb+vdcc)*0.33333;
322
323 vc1r = VDC*0.33333;
324 vc2r = VDC*0.66666;
325
326 ang=2*pi*Ts*fr+ang;
327
328 if ((pi > ang) && (ang > -pi))
329     {ang = ang;}
330 else
331     {ang = ang - 2*pi;}
332
333 // Referencia en DQ -> abc
334
335 mdq[0][0]=cosp(ang);mdq[0][1]=-sins(ang);
336 mdq[1][0]=sins(ang);mdq[1][1]=cosp(ang);
337
338 idqr[0][0]=idr;idqr[1][0]=iqr;
339
340 // DQ --> AlphaBeta
341 DSPF_sp_mat_mul(*mdq,2,2,*idqr,1,*iabr);
342
343 ialpha=iabr[0][0];ibeta=iabr[0][1];
344
345 // AlphaBeta --> abc
346 DSPF_sp_mat_mul(*mat1,3,2,*iabr,1,*iabcr);
347
348 iar=iabcr[0][0];ibr=iabcr[1][0];icr=iabcr[2][0];
349 /*
350 ia = ia2;ib = ib2;ic = ic2;
351 vc1a = vc1a2;vc2a = vc2a2;
352 vc1b = vc1b2;vc2b = vc2b2;
353 vc1c = vc1c2;vc2c = vc2c2; */
354
355 iM=maximo(ia,ib,ic);im=minimo(ia,ib,ic);
356 VM1=maximo(vc1a,vc1b,vc1c);VM2=maximo(vc2a,vc2b,vc2c);
357 flagt=0;
358
359 if ((IM<=iM)|| (im<=-IM))
360 {
361     ci = ci + 1;
362     flagt = 1;
363     if (ci>5)
364     {
365         flag3=1;tripi=1;
366     }
367 }
368 if ((M1<=VM1))
369 {
370     cv1 = cv1 + 1;
371     flagt = 1;
372     if (cv1>5)
373     {
374         flag3=1;tripv1=1;
375     }
376 }
377 if ((M2<=VM2))
378 {
379     cv2 = cv2 + 1;
380     flagt = 1;

```

```

381     if (cv2>5)
382     {
383         flag3=1;tripv2=1;
384     }
385 }
386
387 if (flagt==0)
388 {
389     ci=0;cv1=0;cv2=0;
390 }
391
392 vaN=VDC*S3a+vc2a*(S2a-S3a)+vc1a*(S1a-S2a);
393 vbN=VDC*S3b+vc2b*(S2b-S3b)+vc1b*(S1b-S2b);
394 vcN=VDC*S3c+vc2c*(S2c-S3c)+vc1c*(S1c-S2c);
395
396 // Paso de estimacion
397
398 voN = (vaN+vbN+vcN)*0.33333;
399 voNr = voN;
400
401 ia1 = (vaN-voN)*k2+ia*k1;
402 ib1 = (vbN-voN)*k2+ib*k1;
403 ic1 = (vcN-voN)*k2+ic*k1;
404
405 vc1a1 = (ia1+ia)*kc1*(S2a-S1a)+vc1a;
406 vc1b1 = (ib1+ib)*kc1*(S2b-S1b)+vc1b;
407 vc1c1 = (ic1+ic)*kc1*(S2c-S1c)+vc1c;
408
409 vc2a1 = (ia1+ia)*kc2*(S3a-S2a)+vc2a;
410 vc2b1 = (ib1+ib)*kc2*(S3b-S2b)+vc2b;
411 vc2c1 = (ic1+ic)*kc2*(S3c-S2c)+vc2c;
412
413 iabc1[0][0]=ia1;iabc1[1][0]=ib1;iabc1[2][0]=ic1;
414
415 DSPF_sp_mat_mul(*mat,2,3,*iabc1,1,*iab1);
416
417 ialph1 = iab1[0][0];ibet1 = iab1[1][0];
418
419 g_min = 1e20;
420
421 // Etapa 1 del control:
422 // Control de corriente
423
424 for (i=0;i<=contV-1;i=i+1)
425 {
426     ialph2 = Valph1[i]*k2+ialph1*k1;
427     ibet2 = Vbet1[i]*k2+ibet1*k1;
428
429     g = ((ialpha-ialph2)*(ialpha-ialph2)+(ibeta-ibet2)*(ibeta-ibet2));
430
431     if (g<g_min)
432     {
433         g_min = g;act=i;
434     }
435 }
436
437 // Etapa 2 del control:
438 // Control de tension de condensadores
439
440 imin=iminmax[act][0];imax=iminmax[act][1];
441
442 g_min = 1e20;
443 for (n=imin;n<=imax;n=n+1)
444 {
445     voN = (float)(VAN_t[n]+VBN_t[n]+VCN_t[n])*0.3333333333;
446
447     localOP(VAN_t[n], ia1, vc1a1, vc2a1, &S1A, &S2A, &S3A, S1a1, S2a1, S3a1,
cS1A, cS2A, cS3A, &ga);

```

```

448     localOP(VBN_t[n], ib1, vc1b1, vc2b1, &S1B, &S2B, &S3B, S1b1, S2b1, S3b1,
cS1B, cS2B, cS3B, &gb);
449     localOP(VCN_t[n], ic1, vc1c1, vc2c1, &S1C, &S2C, &S3C, S1c1, S2c1, S3c1,
cS1C, cS2C, cS3C, &gc);
450
451     g = ga + gb + gc + wN*(voN - voNr)*(voN - voNr);
452
453     if (g<g_min)
454     {
455         g_min=g;
456         S1a=S1A;S2a=S2A;S3a=S3A;
457         S1b=S1B;S2b=S2B;S3b=S3B;
458         S1c=S1C;S2c=S2C;S3c=S3C;
459     }
460 }
461
462 ////////////////////////////////////////////////////
463 cS1A = (1-abs(S1a-S1a1))*(cS1A + (1-abs(S1a-S1a1)));
464     cS2A = (1-abs(S2a-S2a1))*(cS2A + (1-abs(S2a-S2a1)));
465     cS3A = (1-abs(S3a-S3a1))*(cS3A + (1-abs(S3a-S3a1)));
466
467 cS1B = (1-abs(S1b-S1b1))*(cS1B + (1-abs(S1b-S1b1)));
468     cS2B = (1-abs(S2b-S2b1))*(cS2B + (1-abs(S2b-S2b1)));
469     cS3B = (1-abs(S3b-S3b1))*(cS3B + (1-abs(S3b-S3b1)));
470
471 cS1C = (1-abs(S1c-S1c1))*(cS1C + (1-abs(S1c-S1c1)));
472     cS2C = (1-abs(S2c-S2c1))*(cS2C + (1-abs(S2c-S2c1)));
473     cS3C = (1-abs(S3c-S3c1))*(cS3C + (1-abs(S3c-S3c1)));
474
475 P1A=abs(S1a-S1a1)+P1A;P2A=abs(S2a-S2a1)+P2A;P3A=abs(S3a-S3a1)+P3A;
476 P1B=abs(S1b-S1b1)+P1B;P2B=abs(S2b-S2b1)+P2B;P3B=abs(S3b-S3b1)+P3B;
477 P1C=abs(S1c-S1c1)+P1C;P2C=abs(S2c-S2c1)+P2C;P3C=abs(S3c-S3c1)+P3C;
478
479 if (jj>JJ)
480 {
481     T1A=P1A;T2A=P2A;T3A=P3A;
482     T1B=P1B;T2B=P2B;T3B=P3B;
483     T1C=P1C;T2C=P2C;T3C=P3C;
484
485     P1A=0;P2A=0;P3A=0;
486     P1B=0;P2B=0;P3B=0;
487     P1C=0;P2C=0;P3C=0;
488
489     jj=0;
490 }
491 jj=jj+1;
492
493 S3a1=S3a;S2a1=S2a;S1a1=S1a;
494 S3b1=S3b;S2b1=S2b;S1b1=S1b;
495 S3c1=S3c;S2c1=S2c;S1c1=S1c;
496
497     vaN=VDC*S3a+vc2a*(S2a-S3a)+vc1a*(S1a-S2a);
498     vbN=VDC*S3b+vc2b*(S2b-S3b)+vc1b*(S1b-S2b);
499     vcN=VDC*S3c+vc2c*(S2c-S3c)+vc1c*(S1c-S2c);
500     voN = (vaN+vbN+vcN)*0.33333;
501
502     ia2=(vaN-voN)*k2+ia1*k1;
503     vc1a2=(ia2+ia1)*kc1*(S2a-S1a)+vc1a1;
504     vc2a2=(ia2+ia1)*kc2*(S3a-S2a)+vc2a1;
505
506     ib2=(vbN-voN)*k2+ib1*k1;
507     vc1b2=(ib2+ib1)*kc1*(S2b-S1b)+vc1b1;
508     vc2b2=(ib2+ib1)*kc2*(S3b-S2b)+vc2b1;
509
510     ic2=(vcN-voN)*k2+ic1*k1;
511     vc1c2=(ic2+ic1)*kc1*(S2c-S1c)+vc1c1;
512     vc2c2=(ic2+ic1)*kc2*(S3c-S2c)+vc2c1;
513

```

```

514 TOCMPR1 = S3a*(C_MAX+1);T1CMPR1 = S2a*(C_MAX+1);T2CMPR1 = S1a*(C_MAX+1);
515 TOCMPR2 = S3b*(C_MAX+1);T1CMPR2 = S2b*(C_MAX+1);T2CMPR2 = S1b*(C_MAX+1);
516 TOCMPR3 = S3c*(C_MAX+1);T1CMPR3 = S2c*(C_MAX+1);T2CMPR3 = S1c*(C_MAX+1);
517
518 if (flag1==1) // Cambio de referencia y lectura
519 {
520     if ((ang<0.1)&&(-0.1<ang))
521     {
522         ref=1;
523     }
524     if (ref==1)
525     {
526         ria[j] = ia;riar[j] = iar;
527         rib[j] = ib;ribr[j] = ibr;
528         ric[j] = ic;ricr[j] = icr;
529         rvc1a[j] = vc1a;rvc2a[j] = vc2a;
530         rvc1b[j] = vc1b;rvc2b[j] = vc2b;
531         rvc1c[j] = vc1c;rvc2c[j] = vc2c;
532         rvaN[j] = vaN; rvbN[j] = vbN; rvcN[j] = vcN;
533         T3CMPR3 = (C_MAXT3+1);
534
535         j++;
536
537         if (j==K)
538             {fr=frr;idr=idrr;iqr=iqrr;} // dr y qr son las referencias de los ejes
d y q enviadas, e yd,yq son las referencias actuales aplicadas hay un retraso
de 5 ciclos para ver el transitorio correctamente
539         if (j>=J1)
540             {flag1=0;j=0;T3CMPR3=0;ref=0;}
541     }
542 }
543 if (flag2 == 1) // Lectura de mediciones de tensiones Vdc-vc1
-vc2 y i0;
544 {
545     mvc1a[j] = vc1a;mvc2a[j] = vc2a;mvdca[j] = vdca;
546     mvc1b[j] = vc1b;mvc2b[j] = vc2b;mvdcb[j] = vdcb;
547     mvc1c[j] = vc1c;mvc2c[j] = vc2c;mvdcc[j] = vdcc;
548     mvaN[j] = vaN; mvbN[j] = vbN; mvcN[j] = vcN;
549
550     mp1a[j] = T1A;mp2a[j] = T2A;mp3a[j] = T3A;
551     mp1b[j] = T1B;mp2b[j] = T2B;mp3b[j] = T3B;
552     mp1c[j] = T1C;mp2c[j] = T2C;mp3c[j] = T3C;
553
554     mia[j] = ia;mib[j] = ib;mic[j] = ic;
555
556     j++;
557     if (j >= J)
558     {
559         flag2 = 0;
560         j = 0;
561     }
562 }
563 if (flag3==1) // TRIP
564 {
565     PWMTRIP=TR_M0_T0+TR_M1_T0+TR_M2_T0+TR_M0_T1+TR_M1_T1+TR_M2_T1+TR_M0_T2+
TR_M1_T2+TR_M2_T2;
566     flag3 = 0;
567 }
568 if (flag4==1) // UNTRIP
569 {
570     PWMTRIP = 0;
571     flag4 = 0;
572     tripi=0;tripv1=0;tripv2=0;
573 }
574 }
575 break;
576 }
577

```

```

578 IER |= 0x0010; // Habilita interrupci?n externa
579 }

```

**Código B.1:** Codigo para implementar el esquema propuesto

```

1  int S3x_100 [3]={1,0,0};
2  int S2x_100 [3]={0,1,0};
3  int S1x_100 [3]={0,0,1};
4
5  int S3x_200 [3]={1,1,0};
6  int S2x_200 [3]={1,0,1};
7  int S1x_200 [3]={0,1,1};
8
9  void localOP(int vxN, double ix1, double vc1x1, double vc2x1, int *S1x, int *S2x,
10 int *S3x, int S1x1, int S2x1, int S3x1, int cS1x, int cS2x, int cS3x, float *gx
11 )
12 {
13     double vc1x2;
14     double vc2x2;
15     double ix2;
16     int act;
17
18     *gx = 1e20;
19
20     switch(vxN)
21     {
22     case 0:
23     {
24         vxN=0;
25
26         ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
27
28         vc1x2=vc1x1;vc2x2=vc2x1;
29
30         *S1x=0;*S2x=0;*S3x=0;
31
32         cS1=(cS1x+1-abs(*S1x-S1x1));cS2=(cS2x+1-abs(*S2x-S2x1));cS3=(cS3x+1-abs
33 (*S3x-S3x1));
34
35         *gx=(1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2)) +
36 ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
37     }
38     break;
39
40     case 100:
41     {
42         for (i=0;i<=2;i=i+1)
43         {
44             vxN=vdc*S3x_100 [i]+vc2x1*(S2x_100 [i]-S3x_100 [i])+vc1x1*(S1x_100 [i]-
45 S2x_100 [i]);
46
47             ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
48
49             vc1x2=(ix2+ix1)*kc1*(S2x_100 [i]-S1x_100 [i])+vc1x1;
50             vc2x2=(ix2+ix1)*kc2*(S3x_100 [i]-S2x_100 [i])+vc2x1;
51
52             cS1=(cS1x+1-abs(S1x_100 [i]-S1x1));cS2=(cS2x+1-abs(S2x_100 [i]-S2x1))
53 ;cS3=(cS3x+1-abs(S3x_100 [i]-S3x1));
54
55             g=(1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2)) +
56 ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
57
58             if (g<*gx)
59             {
60                 *gx=g;act=i;
61                 *S1x=S1x_100 [act];*S2x=S2x_100 [act];*S3x=S3x_100 [act];
62             }
63         }
64     }
65 }

```

```

59     }
60     break;
61
62     case 200:
63     {
64         for (i=0;i<=2;i=i+1)
65         {
66             vxN=vdc*S3x_200[i]+vc2x1*(S2x_200[i]-S3x_200[i])+vc1x1*(S1x_200[i]-
S2x_200[i]);
67
68             ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
69
70             vc1x2=(ix2+ix1)*kc1*(S2x_200[i]-S1x_200[i])+vc1x1;
71             vc2x2=(ix2+ix1)*kc2*(S3x_200[i]-S2x_200[i])+vc2x1;
72
73             cS1=(cS1x+1-abs(S1x_200[i]-S1x1)); cS2=(cS2x+1-abs(S2x_200[i]-S2x1))
;cS3=(cS3x+1-abs(S3x_200[i]-S3x1));
74
75             g= (1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2)) +
76               ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
77
78             if (g<*gx)
79             {
80                 *gx=g; act=i;
81                 *S1x=S1x_200[act]; *S2x=S2x_200[act]; *S3x=S3x_200[act];
82             }
83         }
84     }
85
86     break;
87
88     case 300:
89     {
90         vxN=vdc*1;
91
92         ix2=(vxN-voN)*k2+ix1*k1;
93
94         vc1x2=vc1x1;
95         vc2x2=vc2x1;
96
97         *S1x=1; *S2x=1; *S3x=1;
98
99         cS1=(cS1x+1-abs(*S1x-S1x1)); cS2=(cS2x+1-abs(*S2x-S2x1)); cS3=(cS3x+1-abs
(*S3x-S1x1));
100
101         *gx= (1*(vc1r-vc1x2)*(vc1r-vc1x2))+2*(1*(vc2r-vc2x2)*(vc2r-vc2x2))+
102              ws*(scost[cS1][0]+scost[cS2][0]+scost[cS3][0]);
103     }
104     break;
105 }
106 }

```

Código B.2: Codigo para implementar la segunda etapa esquema propuesto

# Bibliografía

- [1] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer, and R. Kennel, “Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges,” *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95–114, 8 2020.
- [2] R. P. Aguilera, P. Acuna, X. Su, P. Lezana, and B. McGrath, “Sequential phase-shifted model predictive control for multicell power converters,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2017, pp. 1–6.
- [3] M. Norambuena, C. Garcia, J. Rodriguez, and P. Lezana, “Finite control set model predictive control reduced computational cost applied to a flying capacitor converter,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 4903–4907.
- [4] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming, “Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2581–2596, 2010.
- [5] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [6] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, and M. A. Perez, “Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, 2009.
- [7] V. Yaramasu and B. Wu, *Model predictive control of wind energy conversion systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [8] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, “Power electronics converters for wind turbine systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012.
- [9] J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan, R. PortilloGuisado, M. Prats, J. Leon, and N. Moreno-Alfonso, “Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, 2006.
- [10] M. Rabiul Islam, A. M. Mahfuz-Ur-Rahman, K. M. Muttaqi, and D. Sutanto, “State-of-the-art of the medium-voltage power converter technologies for grid integration of solar photovoltaic power plants,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 372–384, 2019.
- [11] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the*

- IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015.
- [12] A. Emadi, S. Williamson, and A. Khaligh, “Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 567–577, 2006.
- [13] S. S. Williamson, A. K. Rathore, and F. Musavi, “Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3021–3032, 2015.
- [14] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “Vsc-based hvdc power transmission systems: An overview,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 592–602, 2009.
- [15] P. Hammond, “A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 202–208, 1997.
- [16] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, “A nonconventional power converter for plasma stabilization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 212–219, 1990.
- [17] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral-point-clamped pwm inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [18] T. Meynard and H. Foch, “Multi-level choppers for high voltage applications,” *EPE Journal*, vol. 2, no. 1, pp. 45–50, 1992. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1080/09398368.1992.11463285>
- [19] M. Veenstra and A. Rufer, “Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 655–664, 3 2005.
- [20] K. Ding, Y. P. Zou, Z. Wang, Z. C. Wu, and Y. Zhang, “Novel hybrid diode-clamp cascade multilevel converter for high power application,” *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, vol. 24, pp. 62–67, 9 2004.
- [21] C. A. Silva, L. A. Córdova, P. Lezana, and L. Empringham, “Implementation and control of a hybrid multilevel converter with floating dc links for current waveform improvement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 2304–2312, 6 2011.
- [22] J. Zhao, X. He, and R. Zhao, “A novel pwm control method for hybrid-clamped multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2365–2373, 7 2010.
- [23] M. Manjrekar, P. Steimer, and T. Lipo, “Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 834–841, 2000.
- [24] P. Lezana and R. Aceiton, “Hybrid multicell converter: Topology and modulation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3938–3945, 2011.
- [25] M. Morari and J. H. Lee, “Model predictive control: past, present and future,” *Computers & Chemical Engineering*, vol. 23, pp. 667–682, 5 1999.
- [26] D. Q. Mayne, “Model predictive control: Recent developments and future promise,” *Automatica*, vol. 50, pp. 2967–2986, 12 2014.

- [27] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [28] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [29] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
- [30] N. Celanovic and D. Boroyevich, “A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 242–249, 2000.
- [31] S. Mariethoz and A. Rufer, “Design and control of asymmetrical multi-level inverters,” in *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, vol. 1, 2002, pp. 840–845 vol.1.
- [32] J. Huang and K. Corzine, “Extended operation of flying capacitor multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 140–147, 2006.
- [33] C. Turpin, P. Baudesson, F. Richardeau, F. Forest, and T. Meynard, “Fault management of multicell converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 988–997, 2002.
- [34] C. J. O’Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin, and J. L. Kirtley, “A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 2070–2083, 2019.
- [35] J. I. Leon, S. Kouro, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, and B. Wu, “The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2688–2701, 2016.
- [36] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, and H. du Toit Mouton, “Natural balance of multicell converters: The general case,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1658–1666, 2006.
- [37] A. Mora, R. P. Aguilera, R. Cárdenas, P. Lezana, and D. D. Lu, “Phase-shifted model predictive control of a three-level active-npc converter,” in *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2018, pp. 270–276.
- [38] P. Poblete, S. Neira, R. P. Aguilera, J. Pereda, and J. Pou, “Sequential phase-shifted model predictive control for modular multilevel converters,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 4, pp. 2691–2702, 2021.
- [39] P. Lezana, R. Aguilera, and D. Quevedo, “Steady-state issues with finite control set model predictive control,” in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 1776–1781.
- [40] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Carrasco, O. Martinez, J. Rodriguez, P. Cortes, and S. Kouro, “Model predictive control with constant switching frequency using a discrete space vector modulation with virtual state vectors,” in *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2009, pp. 1–6.

- 
- [41] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa, "Reduction of common-mode currents in pwm inverter motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 2, pp. 469–476, 1999.
- [42] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, "Modeling of motor bearing currents in pwm inverter drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1365–1370, 1996.
- [43] M. M. Renge and H. M. Suryawanshi, "Five-level diode clamped inverter to eliminate common mode voltage and reduce  $dv/dt$  in medium voltage rating induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1598–1607, 7 2008.
- [44] E. Robles, M. Fernandez, J. Zaragoza, I. Aretxabaleta, I. M. D. Alegria, and J. Andreu, "Common-mode voltage elimination in multilevel power inverter-based motor drive applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2117–2139, 2022.
- [45] G. Carrasco, "Diseño e implementación de módulos de firmware para uso de fpga en aplicaciones de potencia," 2008.