



Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Civil Mecatrónica

DESARROLLO DE TÉCNICAS DE CONTROL PREDICTIVO DE VOLTAJE EN UN CONVERTIDOR VSI DE 2 NIVELES

Profesor Guía:
Dr. Marco Rivera Abarca

Comité Evaluador:
Dr. Roberto Ramírez
Dr. Carlos Restrepo

Víctor Alfredo Parra Santander
Curicó-Chile
2022

CONSTANCIA

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



Two circular stamps and handwritten signatures. The left stamp is from the 'DIRECCIÓN SISTEMA DE BIBLIOTECAS UNIVERSIDAD DE TALCA' and the right stamp is from the 'SISTEMA DE BIBLIOTECAS CAMPUS CURICO'.

Curicó, 2023

**DESARROLLO DE TÉCNICAS DE
CONTROL PREDICTIVO DE VOLTAJE EN
UN CONVERTIDOR VSI DE 2 NIVELES**

Víctor Alfredo Parra Santander

Julio, 2022

Víctor Alfredo Parra Santander

Resumen

Dentro de la variedad de topologías disponibles en los sistemas de conversión de energía se encuentra el inversor fuente de voltaje de 2 niveles trifásico. Este dispositivo permite obtener a partir de un enlace DC una corriente alterna trifásica que es configurable en frecuencia y amplitud, siendo utilizado ampliamente en aplicaciones relacionadas al accionamiento de máquinas eléctricas y energías renovables. Los métodos de control de este dispositivo de potencia son variados, pero el control predictivo es una opción atractiva, ya que al considerar las características no lineales del convertidor le permite tener una buena respuesta en un amplio rango de operación, incluso con cargas de distinta naturaleza.

En este trabajo se presentan dos técnicas de control predictivo de voltaje aplicadas a un inversor fuente de voltaje, una operando a frecuencia variable de conmutación y otra operando a frecuencia fija de conmutación. En ambos casos se analiza su funcionamiento y se proponen mejoras a estos métodos de control, siendo el objetivo final de este trabajo, desarrollar herramientas que permitan mejorar el desempeño general de estos algoritmos clásicos de control para una operación más segura, eficaz y fiable del sistema. Se debe tener en cuenta que este trabajo de investigación es completamente teórico y la validación de los algoritmos propuestos se realiza mediante software de simulación especializado, dejando la validación experimental de los algoritmos propuestos para un trabajo posterior.

El documento consta de seis capítulos. El primer capítulo presenta una descripción general del uso de convertidores de potencia y sus aplicaciones, realizando además una revisión bibliográfica sobre el estado de avance de estos sistemas y los desafíos presentes, lo que permite definir los objetivos de estudio. El segundo capítulo, correspondiente al marco teórico, presenta la teoría en la que se basa el trabajo de investigación y que es necesaria para comprender el trabajo. A lo largo del tercer y cuarto capítulo se presentan los algoritmos operando a frecuencia variable y fija de conmutación respectivamente, mostrando la lógica detrás de su funcionamiento para luego someterlos a variadas condiciones de operación con el fin de analizar las distintas respuestas del sistema. Durante el quinto capítulo se presentan diferentes propuestas de mejoras a los algoritmos anteriores, con el fin de resolver falencias identificadas en los algoritmos originales. Por último, se presentan las conclusiones del trabajo de investigación y se plantean los trabajos futuros del estudio.

Agradecimientos

El presente documento pudo ser realizado gracias a:

- Al Profesor Marco Rivera por su guía a lo largo del proyecto.
- Al Centro Tecnológico de Conversión de Energía.
- Al Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia.
- Al proyecto FONDECYT Regular 1220556.

Índice

1	Introducción	1
1.1	Introducción general	1
1.2	Estado del arte	5
1.2.1	Filtros LC en distintas topologías del convertidor VSI	5
1.2.2	Control MPC	7
1.2.3	Sistemas de poder ininterrumpido (UPS)	9
1.3	Objetivos	12
1.3.1	Objetivo general	12
1.3.2	Objetivos específicos	12
1.4	Alcances y limitaciones	12
1.4.1	Alcances	12
1.4.2	Limitaciones	12
1.5	Metodología	13
2	Marco teórico	14
2.1	Inversor fuente de voltaje VSI	14
2.1.1	Descripción de la topología en estudio	14
2.1.2	Estados del inversor	15
2.1.3	Modelo matemático del convertidor	16
2.2	Filtros	18
2.2.1	Filtros pasivos	18
2.2.2	Filtro LC	19
2.3	Métodos de evaluación de señales	20
2.3.1	Distorsión armónica total	20
2.3.2	Error en estado estacionario	21
2.4	Control predictivo	21
2.4.1	Control predictivo de estados finitos	22
2.4.2	Marcos de referencia	23
3	Estrategia de control predictivo de voltaje operando a frecuencia variable	24
3.1	Modelo discretizado del convertidor VSI	24
3.2	Propuesta de control	25
3.3	Resultados de simulación	26
3.3.1	Cambio escalón de referencia de voltaje	27
3.3.2	Cargas lineales	28
3.3.3	Cargas no lineales	30
3.3.4	Cargas desbalanceadas	32
3.3.5	Efecto de la variación de parámetros del filtro LC para propuesta de control operando a frecuencia variable	34
3.3.6	Efecto en la variación del tiempo de muestreo del algoritmo operando a frecuencia variable	42
3.4	Análisis de la propuesta	44
4	Estrategia de control predictivo de voltaje operando a frecuencia fija	46

4.1	Propuesta de control	46
4.2	Resultados de simulación	50
4.2.1	Cambio escalón de referencia de voltaje	50
4.2.2	Cargas lineales	51
4.2.3	Cargas no lineales	53
4.2.4	Carga desbalanceada	55
4.2.5	Efecto de la variación de parámetros del filtro LC para propuesta de control operando a frecuencia fija	57
4.2.6	Efecto en la variación del tiempo de muestreo del algoritmo operando a frecuencia fija	64
4.3	Análisis de la propuesta	66
5	Propuestas de mejora, desarrollo y evaluación de algoritmos	69
5.1	Integración de nuevos términos en la función de costo para objetivos secundarios de control	69
5.1.1	Función de costo con objetivo de seguimiento de referencia	69
5.1.2	Función de costo con objetivo en la minimización de la frecuencia de conmutación	70
5.1.3	Función de costo con objetivo de minimización de voltaje en modo común	73
5.1.4	Función de costo con restricciones operacionales	75
5.1.5	Función de costo con restricción de contenido armónico	77
5.1.6	Discusión sobre funciones de costo	80
5.2	Control predictivo secuencial	82
5.2.1	Control mediante funciones multi-objetivo	82
5.2.2	Implementación de control predictivo secuencial	82
5.2.3	Discusión de control SMPC	86
5.3	Observador de estados	87
5.3.1	Diseño de observador de estados para el convertidor VSI	88
5.3.2	Implementación del observador de estados en propuestas de control predictivo	90
5.3.3	Evaluación del observador de estados en algoritmo operando a frecuencia variable	94
5.3.4	Evaluación del observador de estados en algoritmo operando a frecuencia fija	99
5.3.5	Evaluación del observador de estados en algoritmo con nuevos términos de función de costo y algoritmo SMPC	104
5.3.6	Discusión de la implementación del observador de estados	107
5.4	Algoritmo adaptativo para la actualización de parámetros del sistema en tiempo real	109
5.4.1	Red neuronal ADALINE	109
5.4.2	Resultados de simulación ante carga lineal	116
5.4.3	Resultados de simulación ante carga no lineal	130
5.4.4	Discusión de la propuesta para estimación de parámetros del convertidor	137
6	Conclusión	139

6.1	Conclusión general	139
6.2	Trabajos futuros	141
	Acrónimos	143
	Referencias	144

Índice de figuras

2.1	Circuito convertidor VSI de 2 niveles y 3 fases con filtro LC	15
2.2	Configuraciones de filtros pasivos conectados a un convertidor VSI.	15
2.3	Modelo del convertidor VSI simplificado.	16
2.4	Configuraciones de filtros pasivos conectados a un convertidor VSI.	19
2.5	Diagrama de bode de un filtro LC genérico.	20
2.6	Diagrama de bloques del esquema de control MPC-FCS.	22
3.1	Esquema de control predictivo propuesto.	26
3.2	Topología en estudio simulada.	27
3.3	Respuesta ante cambio escalón de referencia de voltaje con control operando a frecuencia variable.	27
3.4	Conmutación del transistor S_{a1} con control predictivo operando a frecuencia variable de conmutación.	28
3.5	Respuesta ante escalón de carga lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia variable.	29
3.6	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga lineal.	30
3.7	Respuesta ante escalón de carga no lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia variable.	31
3.8	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga no lineal.	32
3.9	Respuesta ante escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con control operando a frecuencia variable.	33
3.10	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga desbalanceada.	34
3.11	Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga lineal.	35
3.12	Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga lineal.	36
3.13	Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga no lineal.	38
3.14	Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga no lineal.	38
3.15	Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga desbalanceada.	40
3.16	Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga desbalanceada.	41
3.17	Variación en el valor de THD según frecuencia de muestreo para control operando a frecuencia variable.	43
4.1	Representación de vectores de estados posibles del VSI en coordenadas $\alpha\beta$	47
4.2	Patrón de conmutación de control predictivo a frecuencia fija.	49
4.3	Diagrama de bloques de la propuesta de control predictivo a frecuencia fija.	50
4.4	Respuesta ante cambio escalón de referencia de voltaje con control operando a frecuencia fija.	51

4.5	Comparativa del patrón de conmutación del transistor S_{a1} ante control operando a frecuencia variable y fija de conmutación para una carga lineal. . .	51
4.6	Respuesta ante escalón de carga lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia fija.	52
4.7	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga lineal.	53
4.8	Respuesta ante escalón de carga no lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia fija.	54
4.9	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga no lineal.	55
4.10	Respuesta ante escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con control operando a frecuencia fija.	56
4.11	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga desbalanceada.	56
4.12	Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga lineal con control operando a frecuencia fija.	58
4.13	Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga lineal con control operando a frecuencia fija.	58
4.14	Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga no lineal con control operando a frecuencia fija.	60
4.15	Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga no lineal con control operando a frecuencia fija.	61
4.16	Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga desbalanceada con control operando a frecuencia fija.	63
4.17	Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga desbalanceada con control operando a frecuencia fija.	63
4.18	Variación en el valor de THD según frecuencia de muestreo para control operando a frecuencia fija.	65
5.1	Respuesta de voltajes en la carga con función de costo con minimización de frecuencia de conmutación para distintos valores de λ	72
5.2	Respuesta del voltaje en modo común para distintos valores de λ_{vmc}	74
5.3	Respuesta ante restricción estricta de corriente de filtro en algoritmo operando a frecuencia variable.	76
5.4	Respuesta ante restricción estricta de corriente de filtro en algoritmo operando a frecuencia fija.	77
5.5	Voltaje en la carga lineal con restricción de contenido armónico.	79
5.6	Espectro armónico del voltaje en la carga.	79
5.7	Diagrama de bode de filtro Butterworth implementado.	80
5.8	Esquema de control predictivo secuencial propuesto.	83
5.9	Respuesta de voltaje en la carga con control secuencial de referencia de voltaje y minimización frecuencia de conmutación.	85
5.10	Respuesta en voltaje de carga y modo común con control secuencial de referencia de voltaje y minimización voltaje modo común.	85
5.11	Voltaje en la carga con control secuencial de referencia de voltaje y filtrado de contenido armónico.	86
5.12	Esquema general observador de estados de Luenberger.	88

5.13	Esquema de implementación del observador de estados en algoritmo de control predictivo.	91
5.14	Comparación corrientes en la carga estimadas por algoritmo predictivo y observador de estados en algoritmo operando a frecuencia variable.	92
5.15	Comparación corrientes en la carga estimadas por algoritmo predictivo y observador de estados en algoritmo operando a frecuencia fija.	93
5.16	Corriente estimada de fase 'a' por medio de observador de estado con aplicación de filtro pasa bajos.	94
5.17	Simulación para escalón de carga lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.	95
5.18	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga lineal con observador de estados implementado.	95
5.19	Simulación para escalón de carga no lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.	96
5.20	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga no lineal con observador de estados implementado.	97
5.21	Simulación para escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con observador de estados implementado.	98
5.22	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga desbalanceada con observador de estados implementado.	98
5.23	Simulación para escalón de carga lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.	100
5.24	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga lineal con observador de estados implementado.	100
5.25	Simulación para escalón de carga no lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.	101
5.26	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga no lineal con observador de estados implementado.	102
5.27	Simulación para escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con observador de estados implementado.	103
5.28	Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga desbalanceada con observador de estados implementado.	103
5.29	Simulación de voltajes en la carga con función de costo con minimización de frecuencia de conmutación para distintos valores de λ y con implementación de observador de estados.	104
5.30	Simulación de voltajes en la carga con función de costo con minimización de frecuencia de conmutación para distintos valores de λ y con implementación de observador de estados.	105
5.31	Respuesta de voltaje en la carga con control secuencial de referencia de voltaje y minimización frecuencia de conmutación	107
5.32	Respuesta en voltaje de carga y modo común con control secuencial de referencia de voltaje y minimización voltaje modo común.	107
5.33	Esquema del proceso del algoritmo ADALINE	110
5.34	Efecto de la selección del factor de aprendizaje α	113
5.35	Diagrama de flujo de control predictivo de voltaje con estimador de parámetros ADALINE.	116

5.36	Evolución factor de aprendizaje a lo largo del tiempo de operación del algoritmo.	117
5.37	Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.	118
5.38	Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.	119
5.39	Estimación de valores de parámetros de filtro <i>LC</i> mediante algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.	120
5.40	Error en estimación de parámetros del filtro <i>LC</i> sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.	120
5.41	Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.	121
5.42	Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.	122
5.43	Estimación de valores de parámetros de filtro <i>LC</i> mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.	123
5.44	Error en estimación de parámetros del filtro <i>LC</i> ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.	123
5.45	Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.	124
5.46	Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.	125
5.47	Estimación de valores de parámetros de filtro <i>LC</i> mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.	126
5.48	Error en estimación de parámetros del filtro <i>LC</i> ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.	126
5.49	Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.	127
5.50	Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.	127
5.51	Estimación de valores de parámetros de filtro <i>LC</i> mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.	128
5.52	Error en estimación de parámetros del filtro <i>LC</i> ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.	128
5.53	Estimación de valores de parámetros de filtro <i>LC</i> mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga lineal.	129
5.54	Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga lineal.	129
5.55	Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga lineal.	130

5.56	Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.	131
5.57	Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.	131
5.58	Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.	132
5.59	Error en estimación de parámetros del filtro LC sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.	132
5.60	Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga no lineal.	133
5.61	Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga no lineal.	134
5.62	Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga no lineal.	134
5.63	Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga no lineal.	135
5.64	Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga no lineal.	135
5.65	Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga no lineal.	136
5.66	Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga no lineal.	136
5.67	Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga no lineal.	137

Índice de cuadros

2.1	Vectores de estado del convertidor VSI de 2 niveles.	16
2.2	Estados posibles y vector de voltaje v_i en el marco $\alpha\beta$	18
3.1	Parámetros utilizados en simulación del sistema VSI con filtro LC para el algoritmo operando a frecuencia variable.	26
3.2	Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga lineal para control operando a frecuencia variable.	29
3.3	Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga no lineal para control operando a frecuencia variable.	31
3.4	Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga desbalanceada para control operando a frecuencia variable.	33
3.5	Valores de THD para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.	37

3.6	Valores de error en estado estacionario para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.	37
3.7	Valores de THD para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.	39
3.8	Valores de error en estado estacionario para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.	39
3.9	Valores de THD para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.	41
3.10	Valores de error en estado estacionario para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.	42
4.1	Parámetros utilizados en simulación del sistema VSI con filtro LC para el algoritmo operando a frecuencia fija.	50
4.2	Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga lineal para control operando a frecuencia fija.	53
4.3	Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga no lineal para control operando a frecuencia fija.	54
4.4	Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga desbalanceada para control operando a frecuencia fija.	56
4.5	Valores de THD para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.	59
4.6	Valores de error en estado estacionario para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.	59
4.7	Valores de THD para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.	62
4.8	Valores de error en estado estacionario para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.	62
4.9	Valores de THD para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.	64
4.10	Valores de error en estado estacionario para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.	64
5.1	Valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{min}	72
5.2	Valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{vmc}	75
5.3	Parámetros de filtro Butterworth.	78
5.4	Valores de THD y error para algoritmo operando a frecuencia variable con implementación de observador de estados evaluado para distintas cargas.	98
5.5	Valores de THD y error para algoritmo operando a frecuencia fija con implementación de observador de estados evaluado para distintas cargas.	103

5.6	Valores de THD error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{min} con implementación de observador de estados.	105
5.7	Valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{vmc} con implementación de observador de estados.	106

1. Introducción

1.1. Introducción general

Un convertidor de potencia es aquel circuito eléctrico que al conectarse a una fuente de energía eléctrica es capaz de alterar las características relacionadas con la tensión y la corriente en la entrada de este, permitiendo obtener en la salida una tensión y corriente modificada tanto en magnitud como en frecuencia acorde a la aplicación a la que se encuentra destinado el convertidor [1].

Las múltiples características que le son permitidas controlar al usuario dotan a los convertidores de potencia de una gran versatilidad, por lo que pueden ser encontrados desde redes de baja potencia destinados principalmente a aplicaciones residenciales, hasta redes de alta potencia utilizados en el accionamiento de maquinaria industrial, encargándose de poner en funcionamiento desde un extractor de aire de una instalación cerrada o el control de grandes motores que dotan de movimiento a un proceso industrial de gran escala, proveyendo durante el proceso de conversión de energía una mayor calidad y estabilidad a las redes eléctricas involucradas [2].

La amplia variedad de aplicaciones de los convertidores de potencia es el resultado directo de las distintas topologías de convertidores existentes, donde cada una junto a determinados sistemas de control permiten obtener diferentes características de conversión en la energía eléctrica, según los requerimientos específicos de la aplicación evaluada [3]. De este modo, es posible generar dos grandes distinciones, los convertidores de corriente alterna (Alternating Current (AC)) y los convertidores de corriente directa (Direct Current (DC)). Los convertidores de potencia pueden ser encontrados en alguna de estas 4 principales combinaciones de operación [1]:

- AC/DC: conversión desde una entrada AC a una salida DC que puede o no ser regulada. Ejemplos de esta son los rectificadores o fuentes de alimentación conmutadas.
- DC/DC: conversión desde una entrada DC a una salida DC con características distintas. Ejemplos de este tipo de convertidores conmutados son los reductores y elevadores de voltaje que pueden o no poseer aislamiento eléctrico.
- DC/AC: conversión desde una entrada de voltaje o corriente DC a una salida controlada AC. Ejemplo de estos son conocidos como inversores, utilizados desde pequeñas fuentes de alimentación de computadoras, pasando por aplicaciones de energía renovable hasta el accionamiento industrial de cargas de alta potencia.
- AC/AC: es la conversión directa desde una entrada AC de determinada amplitud y frecuencia a una salida AC controlada. Los transformadores y autotransformadores son dispositivos que permiten esta conversión de energía en cuanto a amplitud, pero no es posible variar la frecuencia de la señal de salida respecto a la de entrada, por lo que se mantienen en investigación dispositivos de estado sólido que permiten la conversión directa de la señal alterna sin una etapa intermedia DC con esta característica.

Según la topología y requerimientos de la aplicación específica en donde se implementará el convertidor existirán distintos esquemas de control, los cuales a lo largo de los años se han mantenido en desarrollo debido al avance en el campo de los dispositivos semiconductores, los procesadores cada vez más potentes y los requisitos en calidad de energía cada vez más estrictos. De este modo, al revisar históricamente es posible identificar que en el pasado los esquemas de control eran de carácter analógico, debido a que estas técnicas de control eran realizados por medio de complejos circuitos electrónicos que utilizaban como componente base los amplificadores operacionales, los cuales permitían comparar una señal de referencia con una portadora (esta última generalmente triangular) para así definir el estado que debía tomar el semiconductor. El desarrollo de estas técnicas de control permitieron sentar las bases de lo que es hoy el control digital moderno [4].

Con el paso de los años, la introducción de nuevas tecnologías permitieron la implementación de algoritmos totalmente digitales haciendo uso de la gran capacidad de procesamiento que presentan los microprocesadores y los procesadores digitales de señales (Digital Signal Processor (DSP)), además de la introducción de transistores de potencia más sofisticados que ofrecían la posibilidad de mayores frecuencias de conmutación, permitiendo así que estos algoritmos escalaran en complejidad, pero a la vez logrando una mayor eficiencia y calidad en la conversión de energía [4]. Actualmente, producto de la investigación y desarrollo continuo en el área, es posible encontrar una amplia variedad de propuestas de control. Algunas de estas se encuentran ampliamente estudiadas y permiten una implementación simple en muchas plataformas de procesamiento como lo es el control no lineal por histéresis, mientras que otros esquemas nuevos presentan una mayor complejidad tanto en diseño como en implementación, pero que logran un mejor comportamiento como el control predictivo o el control mediante inteligencia artificial [2].

El aumento en la demanda de energía eléctrica también ha supuesto que los nuevos convertidores de potencia posean cada vez una mayor eficiencia y estabilidad al realizar la conversión de energía en un mayor rango de operación. Debido a esto es que el desarrollo de esquemas de control apunta cada vez más a la búsqueda de soluciones que contemplen la naturaleza no lineal del sistema, para de este modo obtener algoritmos que posean un mayor rango de operación, y permitan un funcionamiento sin supervisión por mayores periodos sin presentar fallas o la necesidad de realizar ajustes por parte de un operador. Para lograr esto, se deben considerar un mayor número de limitaciones y restricciones, originadas desde los aspectos físicos inherentes que conforman al convertidor (componentes electrónicos, estados válidos, limitaciones físicas) y las características que presentan las plataformas de control actuales (implementación en tiempo discreto, capacidad de procesamiento y modelos matemáticos descriptivos). Todas estas variables al día de hoy apuntan al uso de un modelo de control predictivo [2], un esquema que permite hacer un seguimiento eficiente de las variables de voltaje, corriente, frecuencia y fase en un amplio rango de operación.

El uso de sistemas de potencia basados en convertidores generalmente van destinados a dos aplicaciones principales: como accionamiento de máquinas eléctricas o como elemento de suministro de energía eléctrica. Aunque estas áreas tienen un distinto enfoque de control y de diseño, actualmente en ambos campos la investigación se enfoca en aumentar la eficiencia y la confiabilidad del sistema de control, mediante el diseño e implementación de elementos

de construcción de mayor calidad y el uso de variadas técnicas de control que permiten una mayor eficiencia y confiabilidad. Mientras que el desarrollo de nuevos elementos de construcción con un índice de calidad y eficiencia mayores conlleva años de investigación y un alto gasto en $I+D$, gracias al avance de los sistemas computacionales y simuladores de elementos eléctricos y de control, la investigación y desarrollo de algoritmos de control es un campo más asequible para alcanzar mejores rendimientos de los sistemas de potencia. Basado en esto, se propone una investigación para el desarrollo de algoritmos de control que permitan alcanzar un mejor rendimiento en los sistemas de potencia, enfocado a aquellos que funcionan como elemento de administración de energía eléctrica.

Uno de los sistemas de administración de energía ampliamente utilizados al día de hoy son los sistemas de poder ininterrumpido (Uninterrupted Power System (UPS)). Estos son sistemas de potencia cuya función principal es la de suplir de energía de emergencia a equipos conectados a la red en caso de que la fuente principal falle. Generalmente son utilizados en redes donde se desea una administración continua de energía eléctrica o para asegurar, en el caso de tener conectado equipos sensibles, la mayor calidad y estabilidad de la red. Debido a los requerimientos de estos equipos y a la amplia variedad de situaciones a los que deben ser sometidos y aún así mantener la calidad de la red de alimentación que generan, es que se debe contar con un sistema de control robusto ante variaciones del sistema y mantener esta característica a lo largo del tiempo. Basándose en esta situación es que se propone el estudio de distintas propuestas de algoritmos de control que logren alcanzar los objetivos de diseño y, proponer mejoras a estos que permitan una mayor eficiencia y confiabilidad en un sistema de potencia enfocados en la administración de energía de alta calidad en múltiples aplicaciones.

En un trabajo anterior se diseñó un inversor fuente de voltaje (Voltage Source Inverter (VSI)) y se implementó una técnica de control predictivo de corriente para este. Su objetivo era alimentar una carga pasiva controlado mediante una técnica de control predictivo clásica operando a frecuencia variable de conmutación y una técnica modificada que permite la operación a frecuencia fija de conmutación. Con el fin de aportar al avance del área es que se plantea como continuación de ese trabajo, el desarrollo de esquemas de control predictivo de voltaje para el convertidor VSI de 2 niveles, en cuya salida se encontrará un filtro LC . El desarrollar una técnica de control predictivo para el convertidor VSI con un filtro LC en su salida, permitirá entre varias cosas, la conexión de cargas completamente desconocidas y de distinta naturaleza, obteniendo voltajes que cumplan con el estándar IEEE 519-2014 para el grado de distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion (THD)) que estas señales posean. El desarrollo de estos algoritmos y las propuestas de mejoras que se plantean a lo largo del documento permitirán el uso más eficiente de la energía transformada por dispositivos eléctricos, además de que la implementación de convertidores que cumplan con estas características es cada vez más requerido en aplicaciones de toda índole debido a la reducción en los costos asociados a su fabricación y control, además de las ventajas que presenta al momento de alimentar aplicaciones sensibles ante inestabilidades de la red. De este modo el uso de un filtro LC permite obtener una señal filtrada que aumenta la calidad del suministro eléctrico, por lo que el estudio de un sistema de control que integre este elemento con técnicas que reducen la distorsión armónica será de interés. Con esto se busca el desarrollo de algoritmos que mejoren el rendimiento general del convertidor de potencia en

el proceso de conversión de energía, disminuyendo de este modo las pérdidas que reducen la eficiencia energética del sistema, y así generar un sistema de control robusto que conserve sus características en el tiempo y presente una operación segura.

El documento presentado se divide en una serie de capítulos que permiten establecer las bases del control predictivo de voltaje aplicado a un convertidor VSI de dos niveles con filtro LC en su salida y presentar mejoras en el desempeño global de este. En los primeros capítulos se revisa la teoría base en la que se encuentra sustentado el control predictivo de voltaje, para luego pasar a dos capítulos enfocados a mostrar la teoría e implementación de los algoritmos de control predictivo de voltaje operando a frecuencia variable y fija, midiendo su desempeño y respuesta ante distintos estímulos, comentando los puntos fuertes y débiles de cada propuesta. Luego, se presenta un capítulo que evalúa distintas falencias de las propuestas, presentando posibles soluciones e implementándolas con el objetivo de mejorar el desempeño del sistema. Finalmente, se presentan las conclusiones extraídas de la investigaciones y se plantean trabajos futuros.

1.2. Estado del arte

La siguiente revisión tiene como objetivo clarificar el estado de avance respecto a la implementación específica de sistemas de control predictivo de voltaje en convertidores VSI junto con la implementación de filtros LC para la reducción de componentes armónicas en el voltaje de salida, además de las técnicas empleadas para solucionar los principales problemas a los que se enfrentan sistemas de tipo UPS donde puede ser implementada esta topología.

1.2.1. Filtros LC en distintas topologías del convertidor VSI

El convertidor VSI ha jugado un rol relevante en una amplia rama de la conversión de energía, teniendo una notoria participación dentro de aplicaciones de energías renovables y generación distribuida, junto a sistemas de almacenamiento de energía, sistemas de alimentación ininterrumpida UPS y microrredes, pudiendo estar indistintamente funcionando en redes de baja o alta potencia [5] [6]. Debido a esto es posible encontrar un vasto número de trabajos de investigación enfocados a alguna de estas áreas, en donde cada una de estas emplea un convertidor VSI, pero que dependiendo de los elementos constructivos, cantidad de fases y potencia requerida, tendrán como dispositivo de estudio topologías específicas que permitirán la mejor respuesta según la aplicación final.

Dentro de las redes de baja potencia de carácter doméstico y en algunas aplicaciones industriales es usual encontrar redes de tipo monofásica que, a pesar de sus características, dentro de algunas aplicaciones pueden presentarse fallas que afecten su fiabilidad. Es así como en [7] se propone un esquema para una UPS. Este sistema de fase única hace uso de un convertidor del tipo VSI, cuyo fin es proveer de energía a cargas críticas como lo pueden ser equipos de emergencias, centro de datos, sistemas de computadores y aplicaciones con sensibilidad a las perturbaciones eléctricas. Dentro del documento se explica cómo el convertidor con esta topología presenta una rápida respuesta dinámica, que lo hace una buena opción para aplicaciones de este tipo, pero que dadas las características de la modulación por ancho de pulso (Pulse-Width Modulation (PWM)) que presenta la señal de salida, es necesario utilizar filtros para mejorarla. Es así como se presenta el uso de un filtro pasivo de tipo LC , el cual tiene como objetivo reducir las componentes armónicas. Los beneficios del uso de un filtro LC son expuestos en [8]. En este documento se explica cómo el uso de convertidor sin un filtro en su etapa final presenta un comportamiento PWM en su salida debido al proceso de conmutación de los transistores lo cual, también dependiente de la cantidad de niveles que presente la topología del convertidor, genera gran cantidad de armónicos que aleja a la señal de salida del ideal sinusoidal. Es por esto que el uso de un filtro LC permite obtener una salida sinusoidal con una baja tasa de armónicos, proveyendo de este modo voltajes en la carga de mayor calidad. En este documento también se explica cómo los filtros LC comparados con otros filtros pasivos que pueden ser utilizados en los convertidores VSI, como lo son los filtros L o LCL , logran una atenuación mayor ante armónicos de alta frecuencia y por tanto adecuados en aplicaciones autónomas de microrredes o sistemas de alimentación.

Para redes trifásicas, implicadas generalmente en ambientes industriales, también existen soluciones para obtener voltajes controlados por medio de convertidores VSI. Estas topologías de múltiples fases presentan una mayor cantidad de niveles debido al aumento de los posi-

bles estados de los transistores de potencia lo que reduce en parte los armónicos, pero en determinados escenarios el uso de filtros para mejorar las características de la señal de salida se hacen necesarios. Esto es explicado en [9] donde se presenta un convertidor VSI trifásico con un filtro LC , el cual cumple un rol fundamental en aplicaciones con energías renovables y sistemas de distribución de energía debido a sus ventajas dadas por la rápida respuesta transiente, baja magnitud en los voltajes armónicos, buen nivel de rechazo a perturbaciones y robustez ante cambios en los parámetros del convertidor, haciéndolo una opción estable en largos períodos de operación. Además de las ventajas intrínsecas que posee esta topología, el documento también expone que producto directo de las numerosas investigaciones, son bien conocidas las respuestas que este convertidor presenta frente a distintos esquemas de control y cómo en comparación al control LBVC (Lyapunov-Based Voltage Control) y ganancias de alimentación - seguimiento unitarias (unity feed-forward gains), el convertidor VSI puede comportarse como una fuente de voltaje ideal. Aunque este comportamiento sería esperado, el trabajo expone que se deben cumplir ciertas condiciones especiales, lo cual en ambientes industriales con demandas de energía dinámicas es poco probable de conseguir y más aún cuando producto de la potencia que manejan algunos equipos no es posible aplicar filtros de ningún tipo. Frente a estos casos es que en [10] se explica que la principal fuente de armónicos que distorsionan la forma de onda se debe a que en general los convertidores VSI presentan un límite en los posibles niveles de voltaje en su salida, por lo que propuestas como el uso de varios convertidores VSI conectados en paralelo logran aumentar el número de estos niveles de voltaje disponibles, mitigando parte de los armónicos generados. Las principales conclusiones del estudio es que para aplicaciones de alta potencia la reducción de armónicos mediante el uso de técnicas de modulación no tiene justificación producto de las grandes pérdidas en conmutación y tampoco la tiene el uso de filtros de cualquier tipo producto de su gran tamaño y alto costo en este tipo de aplicaciones, por lo que otras soluciones deben ser estudiadas para estos casos. Resultados similares son encontrados en [11] y [12].

Como se ha visto, uno de los principales inconvenientes que presentan los convertidores VSI es la existencia de distorsiones armónicas que dependiendo de la magnitud y tiempo de exposición pueden ser dañinas para equipos eléctricos como lo son transformadores y bancos de condensadores. En [13] y [14] se expone cómo estas componentes producen una reducción del factor de potencia debido al aumento de la energía reactiva del sistema, lo que a su vez reduce el correcto funcionamiento de la maquinaria elevando el costo de mantenimiento. Todo esto provoca un incremento en el consumo que a su vez genera un aumento de la temperatura de cables y componentes, por lo que el uso de filtros logra reducir en gran medida estos efectos negativos lo que justifica el costo económico de su implementación. Además de las ventajas que presenta el uso de estos, en trabajos como [5] y [15] donde se hacen uso de filtros LC , los componentes de este se integran al modelo matemático del convertidor, permitiendo realizar un control preciso del voltaje de salida sin la necesidad de conocer el tipo de carga que alimentará el sistema al medir directamente el voltaje de salida sobre el condensador y tomándolo como referencia para el esquema de control. Esta característica permite controlar de manera precisa los voltajes aún cuando las cargas conectadas son completamente desconocidas o sin saber si la naturaleza de esta es lineal, no lineal o desbalanceada.

1.2.2. Control MPC

Uno de los controles más extendidos en los convertidores VSI es el control proporcional - integral (Proportional - Integrative (PI)) debido a su simplicidad de implementación y bajo costo en comparación a otros sistemas de control usados, pero este esquema presenta importantes deficiencias de desempeño en presencia de cargas no lineales, haciendo necesario el realizar adaptaciones a los algoritmos, por lo que la búsqueda de esquemas de control efectivos que logren una precisa regulación de voltaje con bajo error estacionario y rápida respuesta dinámica ha sido uno de los principales enfoques de los últimos años, dando como resultado el desarrollo de esquemas como el ahora extendido control predictivo. El esquema conocido como modelo de control predictivo (Model Predictive Control (MPC)) tiene una serie de variantes, pero ha logrado posicionarse como un candidato de amplio uso al cumplir con la mayoría de los requisitos deseados en su aplicación a convertidores VSI y de otros tipos, lo que ha fomentado la búsqueda de constantes mejoras de este [16, 17].

Los algoritmos MPC presentarán ciertas diferencias según la aplicación y las características del sistema para el cual están siendo diseñados, pudiendo encontrarse algoritmos destinados a sistemas lineales y no lineales, además de variaciones que buscan mejorar el desempeño y la robustez del controlador. De este modo, al revisar los algoritmos MPC destinados a operar en sistemas de electrónica de potencia, se pueden identificar dos variantes principales de este [18], siendo el primero conocido como control de estados continuos (Continuous Control Set (CCS)) y el segundo siendo el control de estados finitos (Finite Control Set (FCS)), pero dadas las ventajas que presenta la segunda opción al no necesitar etapas intermedias de modulación [19, 20], es que se propone el algoritmo de control FCS-MPC como algoritmo base para el estudio en este documento.

El uso de controles predictivos para convertidores basados en un modelo matemático presenta múltiples ventajas frente a métodos clásicos de control, es así como en [21] y [22] luego de obtener el modelo matemático de sus respectivos convertidores y evaluar los posibles estados del mismo, se desarrollan algoritmos de control cuyas principales características son que no requieren un lazo directo de regulación de voltaje ni una etapa de modulación PWM como si es necesario en otros sistemas de control. El algoritmo debido a esto, permite directamente aplicar el vector de estados óptimo, por lo que esta técnica puede ser utilizada tanto para realizar un modelo de control predictivo de corriente, el cual logra controlar la corriente de salida del convertidor, o un modelo de control predictivo de voltaje para controlar los voltajes que serán aplicados a las cargas conectadas. Estas características permiten al sistema controlar correctamente la salida incluso con cargas no lineales, obteniendo una baja distorsión armónica que al compararse con el control PI, el algoritmo MPC obtiene mejores resultados en cuanto a diferentes cargas, respuesta dinámica y baja distorsión armónica se trata, incluso en cambios repentinos de carga. Aunque como punto negativo, el algoritmo al ser dependiente de un modelo matemático, cualquier discrepancia entre los valores de componentes físicos y el modelo matemático del convertidor repercutirá en la precisión y el error del control como es expuesto en [23].

El gran número de cálculos que exige un modelo predictivo de control generalmente obliga a realizar un tiempo de muestreo más largo, es por esto que en [24] se plantea una variación

para reducir las pérdidas en eficiencia producto del retraso entre cada cambio de estado. Este consiste en una primera fase en disminuir el número de posibles estados válidos, eliminando aquellos que generan la misma respuesta, lo que permite optimizar el algoritmo evitando repetir cálculos que generan un tiempo de retraso y, en una segunda fase se implementa al control el principio de predicción con horizonte de 2 periodos. El principal problema es que el tiempo requerido entre la medición de señales, realizar los cálculos y aplicar el estado adecuado resulta en un aumento de la distorsión armónica, por lo que para compensar este retraso se propone realizar predicciones del voltaje de carga en un período posterior. Esto genera que el estado calculado no sea aplicado en el periodo actual, sino en al inicio del siguiente, reduciendo el retraso producido por el tiempo entre cálculos. Esta compensación es mayor cuando el número de operaciones aumenta debido a la aparición de nuevos posibles estados en configuraciones más complejas. Ejemplo de esto es estudiado en [25] donde el convertidor VSI de 3 niveles y 3 fases posee 27 posibles estados, lo cual introduce un considerable retraso al realizar todos los cálculos requeridos por el control FCS-MPC, por lo que se aplica una estrategia de predicción de múltiple periodo para compensar el retraso en la aplicación de estados. Esta propuesta tiene la ventaja que al compararse con algoritmos de simple periodo, presentan una mejor precisión y menor distorsión armónica, especialmente en cargas no lineales.

Las pérdidas de energía en forma de calor es una de las formas más comunes que afectan negativamente la eficiencia de los sistemas eléctricos, por eso en [5] se explica que estas pérdidas en un convertidor se deben al constante cambio de estado de los transistores de potencia, lo que provoca a su vez las altas temperaturas en los componentes y por tanto la necesidad del uso de grandes disipadores de calor. Para reducir estas pérdidas se evalúa el uso de un factor de peso en la función de costo que forzaría al sistema a buscar el estado que produce la menor desviación de la referencia, pero además busca minimizar tanto los transistores en un estado encendido como la cantidad de conmutaciones que se realizan por cada periodo. Esta propuesta logra reducir de manera simple la temperatura del convertidor, siendo mayor la reducción entre mayor sea el factor de peso, pero provoca a su vez un incremento en la distorsión armónica, por lo que debe evaluarse la aplicación y buscar el equilibrio apropiado.

En [6] se explica cómo la implementación de un control FCS-MPC en convertidores VSI con filtros *LC* requiere mediciones constantes en el voltaje del condensador y en la corriente del inductor, lo que irremediablemente aumenta la complejidad, el costo de implementación y operación del sistema, por lo que se presenta una propuesta que aspira a eliminar la necesidad de utilizar los sensores de corriente del sistema. La propuesta funciona aprovechando la relación interna que presentan las matrices predictivas siendo posible simplificar el sistema dejando al voltaje del condensador y su corriente como variables de estado. Realizar esta simplificación al clásico modelo predictivo requiere de una estimación de corriente que es realizada a partir solo del voltaje medido en el condensador, por lo que se prescinde de la implementación de sensores de corriente. La reconstrucción del modelo dinámico del sistema necesario para que la propuesta sea operacional no interfiere en las funciones de costo de las propuestas clásicas de control predictivo y tiene un desempeño similar a estas, por lo que realizar compensación de retrasos y otras propuestas para mejorar los tiempos de respuesta transiente y reducir la distorsión armónica pueden ser aplicados en conjunto a este algoritmo, inclusive logrando obtener un menor costo computacional.

Una de las principales desventajas del control FCS-MPC es la frecuencia variable de conmutación que se aplica sobre los transistores, lo que genera un considerable ‘ripple’ o ruido en la señal de salida generada. Para solucionar esto, en [8] se plantea una modificación al algoritmo que supla esta falta de una etapa de modulación, forzando al sistema a que opere en una frecuencia fija de conmutación. Esto lo realiza primeramente evaluando distintas secuencias para el vector de conmutación con el fin de reducir el ruido de salida, para luego ser aplicado en un modelo predictivo con secuencia de conmutación óptima que permite obtener una frecuencia fija de conmutación. El documento también ofrece una respuesta a la problemática de extender el algoritmo con secuencia de conmutación óptima a sistemas de mayor orden debido a la dificultad generada por el efecto de acoplamiento que presentan los filtros LC , por lo que para solucionarlo proponen lo que definen como una “estimación de un periodo” para el cálculo del gradiente, lo cual provee de una solución general para sistemas de mayor orden que deseen implementar este control.

El estudio en torno al área del control predictivo en aplicaciones con inversores fuente de voltaje posee varias aristas que se enfocan en distintas problemáticas que se han encontrado a lo largo del tiempo. Tal como fue revisado, se ha comprobado mediante diversos estudios que las propuestas basadas en modelos predictivos presentan ventajas comparativas respecto a otras estrategias de control al integrar el aspecto no lineal del convertidor, pero que existen otras características que provocan una reducción en el rendimiento general de este. En busca de minimizar las falencias en esta estrategia de control es que se generan nuevas propuestas aprovechando estudios anteriores y así dar cabida a esquemas con distintos enfoques, permitiendo obtener controles predictivos cada vez con mejores respuestas, alcanzando de este modo los objetivos de rendimiento y calidad esperados, pero aunque esta área de la electrónica de potencia ha avanzado con fuerza en los últimos años, aún existe un margen de mejora que debe ser explorado.

1.2.3. Sistemas de poder ininterrumpido (UPS)

Las UPS son dispositivos que proveen de energía eléctrica cuando la fuente de energía principal no puede hacerlo, asegurando de este modo un suministro constante de energía de alta calidad [26]. Las topologías que permiten la construcción de una UPS son variadas, permitiendo tener características diferenciadoras dependiendo de la elección de esta, pero dada la polivalencia y simplicidad de la topología del convertidor VSI es vista en múltiples investigaciones e implementaciones asociadas a este tipo de sistemas. Aunque independiente de la topología seleccionada, este tipo de dispositivos se encuentran expuestos a los mismos desafíos de diseño, y deben cumplir los mismos requerimientos para entrar en los estándares establecidos para los sistemas UPS. Aunque el propósito final de esta investigación no es la implementación de un sistema UPS, los requerimientos específicos que deben cumplir los controladores de estos dispositivos se encuentran en gran medida alineados con la obtención de un control de voltaje de alta calidad, por lo que conocer las estrategias, desafíos y avances en el área entregará una visión importante para el desarrollo de las propuestas planteadas en este trabajo.

La investigación relacionada a las UPS tiene una basta historia y aunque en sus ini-

cios el uso de estos dispositivos no fue masivo, con el aumento del uso de instrumentación electrónica y dispositivos computacionales la investigación alrededor de las UPS fomentó diseños de mayor calidad y sofisticación [27]. Con la creciente popularidad de estos dispositivos múltiples empresas aprovecharon la confusión en la terminología asociada para ofrecer soluciones que no cumplieran con todos los requisitos necesarios para ciertas aplicaciones, por lo que se desarrolló un estándar que permite clasificar a estos dispositivos bajo ciertos parámetros para eliminar terminología vaga que genere malos entendidos [28]. Este estándar corresponde al IEC 62040 y permite clasificar a los dispositivos UPS en 3 distintas clases según los fenómenos de voltaje que logra mantener bajo control y/o corregir [29]. De este modo tanto fabricantes como investigadores se han enfocado en cumplir con las especificaciones descritas en el estándar, por lo que es posible encontrar múltiples investigaciones que hacen uso de este como base de investigación para el desarrollo de sus productos [30–32].

Los desafíos a los que se encuentran sometidos las UPS están estrechamente relacionadas al campo en el que se desenvolverán, pero en forma general, estas siempre buscarán la mejor calidad del voltaje generado bajo un mayor número de condiciones y cargas, por lo que entre más desafíos supere el dispositivo, tendrá una clasificación más alta [28]. Al día de hoy, variadas aplicaciones se encuentran enfocadas en el área de energías renovables y la operación conjunta con redes eléctricas tradicionales, por lo que debido a la complejidad de las redes eléctricas modernas y el gran número de dispositivos sensibles conectados a estas (dispositivos computacionales, equipo especializado, dispositivos de control, etc.), se requiere que las UPS sean de alta calidad para afrontar estos desafíos. Dentro de los sistemas de mayor importancia en que las UPS se desenvuelven son los relacionados a la distribución de potencia en redes. Estos dispositivos permiten al momento de detectar algún problema en la red, como lo pueden ser cortes de energía, inestabilidades en la red o falta de potencia, suministrar la energía faltante y mantener la estabilidad de todos los elementos involucrados, otorgando así al sistema de mayor fiabilidad y seguridad. Es así como en distintas investigaciones, los esfuerzos se centran en conseguir sistemas con una rápida respuesta dinámica para responder a los repentinos cambios en las condiciones de las redes y que además tengan la capacidad de suministrar energía de alta calidad bajo distintas condiciones de carga por largos periodos. El uso de estos dispositivos como fuentes de energías auxiliares provenientes de bancos de baterías o fuentes renovables de energías permiten mantener las redes de potencia funcionando constantemente, por lo que los controladores deben poseer características que otorguen al sistema de un control estable en un amplio rango de operación y condiciones, con tal de mantener las redes y la calidad de la energía en el mejor estado posible [33–37].

Los sistemas UPS y sus controladores asociados han evolucionado constantemente para adaptarse a problemáticas generales y puntuales, otorgando a los dispositivos de funcionalidades que amplían sus áreas de implementación. Los sistemas UPS pueden ser encontrados en múltiples sectores y del mismo modo las soluciones abarcan un variado abanico de posibilidades según sea necesario, encontrando soluciones portables como la vista en [38], soluciones conectadas a internet como en [39] o sistemas que permitan mejorar la fiabilidad en sistemas residenciales como es estudiado en [37], entre muchas otras, pero en cada una de estas el objetivo es suministrar energía de alta calidad al dispositivo y a la red, pudiendo incluso utilizarse estos sistemas para corregir factores de potencia como es estudiado en [36]. Para lograr estos objetivos, múltiples estudios se enfocan en dotar a los sistemas físicos y sus controladores de

elementos que permiten mejorar el suministro de energía y la fiabilidad de los equipos para un funcionamiento más seguro, encontrando estudios como [40] que propone un sistema de control que ante la detección de bajas cargas cambia el proceso de conversión de energía, aumentando la eficiencia y complementándolo con protecciones contra sobre consumos. Del mismo modo, sistemas como el propuesto en [41] permiten adaptarse a las condiciones de carga de la red, sincronizando las distintas fuentes eléctricas según las demandas de energía de los equipos. Por otra parte, en [42] se propone un sistema de control multitarea que permite controlar las distintas etapas del sistema de manera independiente, lo que a su vez permite su implementación en placas con menor capacidad computacional. De este modo el enfoque de variadas investigaciones converge a obtener sistemas UPS que tengan la capacidad de adaptarse a las condiciones de operación a las que son sometidas, manteniendo la calidad y estabilidad de la energía suministrada, pero a la vez creando dispositivos seguros.

En forma general, los sistemas que hacen uso de dispositivos UPS y las aplicaciones en las que pueden ser encontradas es cada vez más amplia debido a la fiabilidad, seguridad y estabilidad que ofrecen en la energía que proveen a las redes eléctricas, características altamente deseables cuando los procesos y/o instrumentos que se desean alimentar son sensibles a las variaciones en la red o no pueden dejarse sin energía. Debido a esto, el enfoque en el desarrollo de productos se basa en la fiabilidad y seguridad que estos ofrezcan, adaptándose a las distintas condiciones a los que son sometidos para impactar positivamente en la eficiencia de las cada vez más complejas redes de suministro de energía y los dispositivos que son alimentados con estas.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

Desarrollar y optimizar estrategias de control predictivo de estados finitos para regular el voltaje en un convertidor VSI de dos niveles operando a frecuencia de conmutación variable y fija.

1.3.2. Objetivos específicos

- Desarrollar una técnica de control predictivo de voltaje de estados finitos operando a frecuencia variable en un inversor fuente de voltaje.
- Desarrollar una técnica de control predictivo de voltaje de estados finitos operando a frecuencia fija en un inversor fuente de voltaje.
- Proponer mejoras a los algoritmos de control predictivo de voltaje de estados finitos desarrollados que operarán en un inversor fuente de voltaje.
- Evaluar mediante software de simulación los algoritmos desarrollados en un inversor fuente de voltaje.

1.4. Alcances y limitaciones

1.4.1. Alcances

- El trabajo a desarrollar se realizará en un inversor fuente de voltaje de dos niveles, considerando un filtro LC en la salida.
- Los semiconductores son considerados ideales.
- Los componentes del filtro LC son considerados ideales.
- No se considerarán pérdidas por conducción en los elementos del convertidor.

1.4.2. Limitaciones

- Las propuestas presentadas solo se evaluarán mediante software de simulación.

1.5. Metodología

Dados los objetivos que se desean cumplir, el proyecto puede ser dividido en 3 distintas etapas, siendo estas: estudio teórico, desarrollo de algoritmos y comprobación mediante software especializado de simulación.

En la etapa de estudio teórico se examinarán los conceptos relacionados a la conversión de energía, las topologías de convertidores de potencia y sus esquemas de control, para luego realizar una revisión bibliográfica que se centrará, pero no limitará, en las investigaciones de los últimos 5 años en el área del control predictivo de voltaje aplicado a un inversor VSI. Revisando las distintas propuestas de control existentes es posible definir los principios que rigen el control predictivo y las consideraciones especiales que se deben tomar en cuenta al momento de trabajar con inversores fuente de voltaje que poseen filtros en su salida. Durante esta etapa también se definirá el modelo matemático del convertidor y el proceso de cálculo de distintas variables a considerar durante el resto del proyecto.

Durante el desarrollo de algoritmos se tiene como objetivo plantear la lógica que seguirán los esquemas de control, tomando en consideración el modelo matemático y las características propias del convertidor con filtro LC . Estas propuestas se realizarán utilizando la información obtenida en la primera etapa del proyecto, teniendo como fin cumplir el seguimiento básico de referencias de voltaje, pero además integrando mecanismos que logren producir una buena respuesta ante distintos tipos de cargas y que permitan reducir señales que generen distorsiones armónicas que pueden ser perjudiciales para el sistema eléctrico.

Con el planteamiento de distintos algoritmos de control que basan su funcionamiento en los principios del modelo predictivo, se analizarán las propuestas generadas mediante el software de MATLAB y Simulink, ya que estos presentan herramientas especializadas en el análisis de circuitos eléctricos y de potencia, además de contar con una vasta documentación. Esta primera validación de los esquemas de control tiene como objetivo mostrar el comportamiento ante distintos estímulos y analizar las respuestas de control y la forma de onda generada para verificar que estos cumplen con los requisitos mínimos de funcionamiento y seguimiento de referencias. Durante esta etapa se hará una revisión minuciosa de los datos obtenidos para así detectar posibles fallas o deficiencias en el control, detectando las causas y describiendo sus efectos con tal de proponer mejoras a los algoritmos de control. Este análisis se generará luego de cada propuesta de control y se dedicará un capítulo específico al desarrollo de mejoras en estos algoritmos que hagan uso de la información obtenida a partir de las simulaciones y análisis.

Por último, se hará un sumario del trabajo realizado y se generarán conclusiones de acuerdo a los resultados obtenidos.

2. Marco teórico

En este capítulo se presentan los conceptos claves que permitirán el entendimiento del trabajo, centrándose en una descripción del inversor fuente de voltaje, la teoría que permitirá su control y las herramientas para la evaluación del grado de calidad de las señales generadas.

2.1. Inversor fuente de voltaje VSI

El inversor fuente de voltaje (VSI) es un dispositivo electrónico de potencia que permite obtener un voltaje AC desde una fuente de voltaje DC, logrando regular voltajes en un amplio rango y manejar grandes potencias según los parámetros de construcción definidos por la aplicación en que será utilizado el convertidor [2]. Existen múltiples topologías de convertidores VSI que satisfacen distintas exigencias según el campo de estudio en el que se desenvolverán, variando en precisión, complejidad, robustez y eficiencia, pudiendo encontrarse versiones monofásicas y trifásicas, siendo de este último tipo la topología en la que se centrará este trabajo.

2.1.1. Descripción de la topología en estudio

El inversor trifásico de 2 niveles VSI es un convertidor de potencia del tipo DC-AC. Este permite desde una fuente de voltaje continua obtener una tensión por niveles con características PWM producida por la conmutación de los transistores de potencia en un adecuado orden que es entregado por el controlador. Este dispositivo electrónico se encuentra fabricado con 6 transistores de potencia distribuidos en 3 líneas, siendo obtenida una fase distinta de cada una de estas, formando así la red trifásica. Los transistores de potencia comúnmente encontrados en estas topologías son del tipo IGBT debido a su capacidad para manejar altas corrientes y su reducido voltaje de saturación, aunque para bajas potencias y/o altas frecuencias de conmutación, el transistor MOSFET puede ser una opción más adecuada [43].

La topología en la que se centrará el estudio de este documento corresponde a la Fig. 2.1. En esta se muestra un convertidor VSI de 2 niveles al cual le fue conectado un filtro pasivo LC para mejorar la forma de onda de la salida. Esta diferencia en el voltaje de salida entre el uso o no del filtro es mostrado en la Fig. 2.2 para una sola fase. El uso del filtro permite eliminar las características PWM del voltaje de salida del convertidor, dando así una tensión de tipo sinusoidal que es deseable en aplicaciones con hardware sensible a las variaciones de voltaje súbitas.

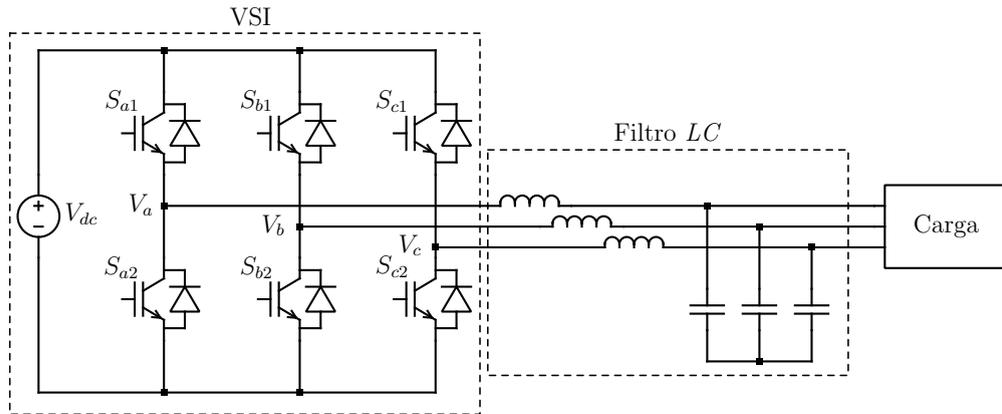
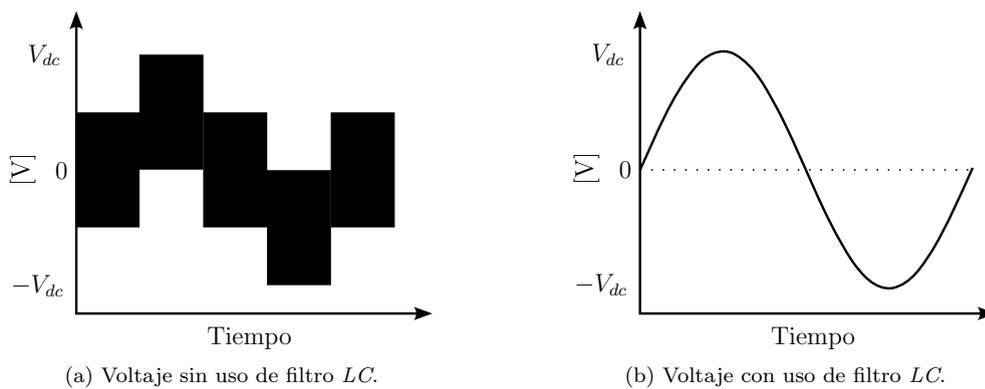


Fig. 2.1: Circuito convertidor VSI de 2 niveles y 3 fases con filtro LC .



(a) Voltaje sin uso de filtro LC .

(b) Voltaje con uso de filtro LC .

Fig. 2.2: Configuraciones de filtros pasivos conectados a un convertidor VSI.

2.1.2. Estados del inversor

En los convertidores conmutados, como el de este estudio, existen ciertas restricciones que el controlador debe considerar dentro de su acción de control. El convertidor VSI tiene como componente base en su construcción el transistor de potencia. Este en su forma ideal funciona como un interruptor que puede operar en solo dos estados: encendido o apagado, por lo que en el caso del convertidor estudiado que posee 6 dispositivos semiconductores, existen 64 posibles combinaciones de estos, sin embargo, algunas de estas combinaciones no son posibles de aplicar. Las siguientes reglas deben seguirse en un convertidor VSI para determinar si la combinación es válida o no.

- El enlace DC que actúa como fuente del convertidor no puede ser cortocircuitado.
- La salida del convertidor no debe presentar voltajes indeterminados.
- La corriente en la carga no puede ser interrumpida, por lo que existe un camino que complete el circuito desde el lado DC al AC y viceversa, para así asegurar la correcta circulación de corriente, siempre y cuando no se rompan las reglas anteriores.

De esto se desprende que en una pierna del convertidor no es posible que todos los transistores se encuentren en el mismo estado, por lo que el convertidor en estudio puede ser descrito conociendo solamente los estados de los 3 transistores superiores de cada pierna,

mientras que los inferiores serán el estado negado de estos (o viceversa). De forma general la cantidad de estados posibles en un convertidor está determinado por $N = x^y$ donde x es el número de los estados posibles en cada pierna e y son la cantidad de fases o piernas que posee el convertidor [2], por lo que para el caso del convertidor VSI de 2 niveles estudiado, este posee $N = 8$ posibles combinaciones, pero para términos de este trabajo, al tratarse de un convertidor trifásico serán nominados como vector de voltajes o vector de estados. En la Tabla 2.1 se observan las combinaciones posibles para el convertidor de la Fig. 2.1.

Tabla 2.1: Vectores de estado del convertidor VSI de 2 niveles.

Vectores de Estado						
Vector	S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	S_{a2}	S_{b2}	S_{c2}
v_0	0	0	0	1	1	1
v_1	1	0	0	0	1	1
v_2	1	1	0	0	0	1
v_3	0	1	0	1	0	1
v_4	0	1	1	1	0	0
v_5	0	0	1	1	1	0
v_6	1	0	1	0	1	0
v_7	1	1	1	0	0	0

2.1.3. Modelo matemático del convertidor

El convertidor VSI puede ser tratado como un sistema lineal cuando se emplean técnicas de control por modulación como lo es PWM, pero dado que el objetivo de este trabajo es desarrollar un algoritmo de control de carácter predictivo, que considerará la naturaleza no lineal del convertidor, es necesario contar con el modelo matemático del sistema. En la Fig. 2.3 se muestran las corrientes y voltajes involucrados dentro de un modelo simplificado del convertidor mostrado en la Fig. 2.1.

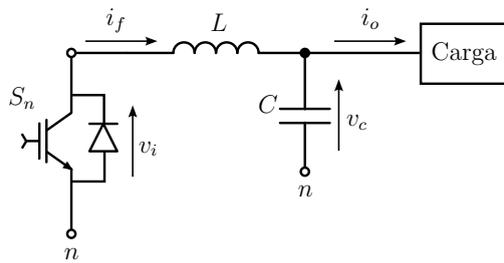


Fig. 2.3: Modelo del convertidor VSI simplificado.

Utilizando la ley de Kirchhoff para analizar una pierna del circuito como la mostrada en la Fig. 2.3 y considerando los transistores como semiconductores ideales, la ecuación (2.1) muestra el comportamiento de la corriente en la inductancia del filtro, mientras que la ecuación (2.2) expresa el voltaje de salida del convertidor en función del voltaje del condensador del filtro.

$$L \frac{di_f}{dt} = v_i - v_c \quad (2.1)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_f - i_o \quad (2.2)$$

Donde L y C son el valor de inductancia y capacitancia del filtro respectivamente, i_f es la corriente de fase, i_o es la corriente de salida que es entregada a la carga, v_c es el voltaje del condensador que coincide con el de salida y por último v_i es el vector de voltajes de carga generados por la conmutación de los transistores en el VSI.

Cabe señalar que un modelo más elaborado podría incluir los tiempos muertos y la caída de tensión en el semiconductor, pero se harán estas aproximaciones en busca de la simplicidad del modelo.

El vector v_i se genera a partir de la selección del vector de estados y los voltajes que son generados por este. Sabiendo que el valor de los voltajes de salida son dependientes del estado en que se encuentra el transistor, se pueden definir de la siguiente manera, donde V_{dc} es el enlace DC.

$$v_a = S_{a1}V_{dc} \quad (2.3a)$$

$$v_b = S_{b1}V_{dc} \quad (2.3b)$$

$$v_c = S_{c1}V_{dc} \quad (2.3c)$$

Con el fin de facilitar la representación del sistema es que se considerará una conversión desde el marco abc al marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ que se hace a través de la transformación de Clarke. Esto se puede realizar considerando el desplazamiento de 120° que existe entre las 3 fases en la salida del convertidor, por lo que se define el vector unitario $a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\sqrt{3}/2$. Utilizando esta definición es posible generar un vector de estados dado por (2.4) y un vector de voltajes de salida (2.5) [2].

$$S = \frac{2}{3} (S_{a1} + aS_{b1} + a^2S_{c1}) \quad (2.4)$$

$$v_i = \frac{2}{3} (v_a + av_b + a^2v_c) \quad (2.5)$$

Relacionando las ecuaciones (2.4) y (2.5) es posible obtener el vector de voltajes v_i en función de los estados posibles del convertidor S , obteniendo de este modo la ecuación (2.6).

$$v_i = V_{dc}S \quad (2.6)$$

Luego, evaluando para todos los posibles estados se encuentran los voltajes en el marco de referencia $\alpha\beta$, siendo la componente real el eje α y la parte imaginaria el eje β . La Tabla 2.2 muestra estos resultados [2].

Tabla 2.2: Estados posibles y vector de voltaje v_i en el marco $\alpha\beta$.

Vector	S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	v_i
v_0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$
v_2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
v_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_7	1	1	1	0

2.2. Filtros

Uno de las principales debilidades que presenta el convertidor VSI es la alta tasa de armónicos producido por el voltaje entregado mediante niveles discretos en la salida de este. El uso de filtros pasivos y/o activos son los principales mecanismos para reducir los niveles de THD en sistemas eléctricos. Los filtros activos tienen la capacidad de mitigar de manera eficiente una amplia variedad de componentes armónicas y adaptarse constantemente a los cambios que pueden generarse en la red en que se encuentra operando, pero el costo de implementación es elevado y su justificación debe ser minuciosamente estudiada. Por otro lado los filtros pasivos son una solución económica y de simple implementación para la reducción de distorsión armónica, pero debe tenerse en consideración que estos tienen un punto de operación específico, por lo que deben ser diseñados según la aplicación a la que serán destinados.

2.2.1. Filtros pasivos

El filtro que es conectado en la salida del convertidor tiene como finalidad la reducción de las componentes armónicas que son producidos por la conmutación de los transistores de potencia del convertidor durante su operación. Existen múltiples variaciones de este tipo de filtros, pero todos basan su funcionamiento en una combinación de los componentes resistencias, inductores y condensadores, que en distintas configuraciones permiten reducir en varias magnitudes el efecto por distorsión armónica, siendo una de sus características el que no dependen de ninguna fuente de energía externa para su operación, lo que reduce su complejidad y costo de implementación.

La efectividad los filtros mencionados en convertidores, se basa en el comportamiento natural que estos exhiben al conectarse a la señal de salida del convertidor. Por una parte los altos valores de capacitancia tienen efectos positivos en la calidad del voltaje, suavizando los bruscos cambios que se presentan entre niveles, mientras que por otro lado, la alta inductancia corta las señales de alta frecuencia, evitando que ingresen a la carga y reduciendo la tasa

de armónicos en frecuencias superiores. En la Fig. 2.4 se observan distintas configuraciones básicas para filtros pasivos que son comúnmente utilizadas en convertidores. El filtro L mostrado en la Fig. 2.4a es un filtro de primer orden, debido al uso de un solo elemento reactivo, el cual presenta buena respuesta en convertidores con frecuencias de conmutaciones elevadas. La Fig. 2.4b presenta un filtro LC que puede ser implementado en un amplio rango de operación y que produce una mejor respuesta de amortiguación a señales de distintas frecuencias cuando es comparado con el filtro L de la Fig. 2.4a. Debido a su diseño simple y robustez en la operación es una opción utilizado ampliamente cuando se necesita un filtro de propósito general. Por último el filtro de la Fig. 2.4c es del tipo LCL . Este filtro es utilizado en aplicaciones en donde se presentan bajas frecuencia de conmutación, presentando una buena reducción de armónicos, pero inestabilidades y posibles resonancias en el sistema.

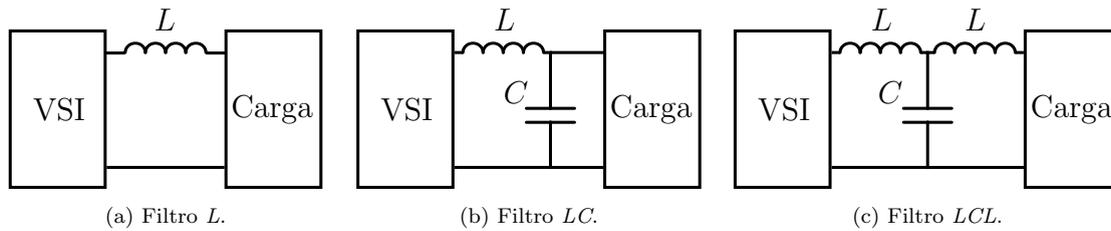


Fig. 2.4: Configuraciones de filtros pasivos conectados a un convertidor VSI.

2.2.2. Filtro LC

El filtro LC es un filtro de segundo orden que permite la generación de una onda sinusoidal en la salida del convertidor con baja distorsión armónica. Este filtro se comporta como un filtro pasa banda, donde el inductor bloquea las altas frecuencias, pero dejando pasar las bajas. Por el contrario, el condensador no permite el paso de bajas frecuencias, pero no afectando el paso de las altas. La frecuencia de corte del filtro LC limita el ancho de banda del sistema, por lo que la selección de esta frecuencia determinará el punto en que las componentes armónicas serán atenuadas. Cabe recalcar que cualquier implementación práctica de un filtro LC siempre tendrá pérdidas debido a una pequeña resistencia (que no es igual a cero), entre los componentes y cables de conexión, pero para el análisis teórico se considerarán ideales, tanto conexiones como componentes, para una mejor comprensión de los efectos que produce el uso de estos elementos.

La frecuencia de corte del filtro LC es calculada según la ecuación (2.7).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.7)$$

La respuesta del filtro pasa banda LC de segundo orden tiene como respuesta esperada la mostrada en la Fig. 2.5 [44]. En esta se observa cómo existe una zona de resonancia correspondiente a la frecuencia de corte calculada con la ecuación (2.7) y determina el punto de operación del filtro, presentado una atenuación por cada década posterior a este punto, pero siendo lejano a un filtro ideal, por lo que aún con la implementación de este filtro existirán distorsiones en la señal producidas por componentes armónicas que se escapan de la acción del filtro, pero en menor medida en comparación al no uso de este. Al momento de

diseñar el filtro LC se debe tener en consideración el punto de resonancia del filtro, el cual debe diseñarse de tal modo que este punto quede lejano a la frecuencia de la señal de voltaje generada y también fuera de la frecuencia de conmutación de los transistores del convertidor, para así evitar comportamientos inesperados del sistema [45].

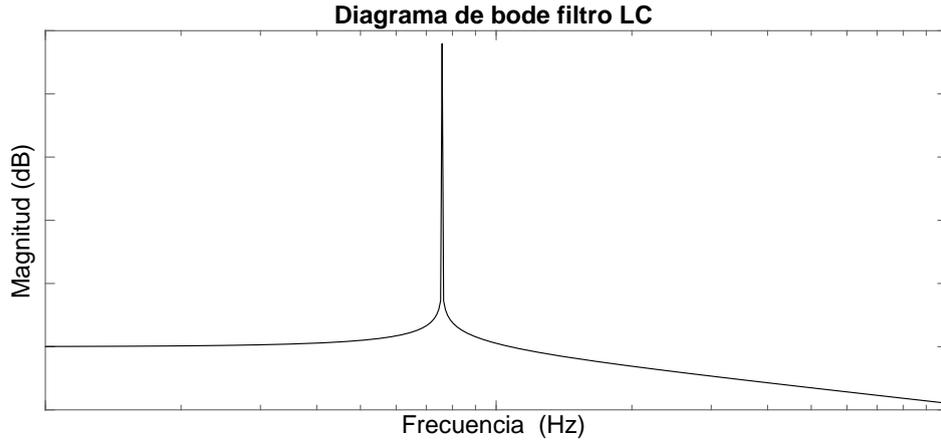


Fig. 2.5: Diagrama de bode de un filtro LC genérico.

2.3. Métodos de evaluación de señales

Para evaluar la calidad de las señales y la efectividad de los distintos métodos de control presentados a lo largo del documento, es necesario contar con mecanismos que evalúen los datos entregados por las simulaciones y así lograr una comparación de los resultados obtenidos. Para esto se utilizarán dos técnicas utilizadas ampliamente en el campo y que son compatibles para evaluar las técnicas basadas en control predictivo: THD y error en estado estacionario.

2.3.1. Distorsión armónica total

En los sistemas y equipos alimentados mediante energía eléctrica AC existen componentes en las señales conocidos como armónicos, los cuales son frecuencias de valor múltiplo a una frecuencia fundamental, que es aquella a la que el sistema o equipo debe o se desea que opere y que va reduciendo su valor de amplitud a medida que estas frecuencias aumentan [46]. Estos armónicos generan distorsiones en la señal periódica fundamental, por lo que para cuantificar el impacto de estos en señales de voltaje o corriente se emplea el término THD. Existen dos definiciones para THD, una se enfoca en el área de los amplificadores de audio, mientras que la otra se utiliza como medida general del grado de linealización en sistemas. Esta segunda definición es la utilizada para la medida de distorsión armónica en convertidores de potencia. Esta dice que el THD es calculado mediante la comparación de la forma de onda con su frecuencia fundamental [47]. La ecuación (2.8) permite obtener el porcentaje de distorsión armónica de cualquier señal periódica medible, siendo A_1 la amplitud de la señal a la frecuencia fundamental y A_n las amplitudes de las señales a las frecuencias armónicas.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1} \quad (2.8)$$

La obtención de las componentes armónicas de la forma de onda de interés se lleva a cabo mediante un análisis de Fourier, funcionalidad que generalmente viene integrada en software destinado al cómputo de potencia en sistemas eléctricos. El resultado obtenido mediante la ecuación (2.8) medido en porcentaje es una herramienta para determinar la calidad de la señal, siendo a mayor valor una señal de baja calidad, muy distorsionada respecto a su frecuencia fundamental, mientras que a menor valor esta será más cercana a la ideal. El estándar IEEE 519-2014 es un documento que permite tener una referencia en cuanto a los límites esperados en aplicaciones de conversión de energía y de este modo evitar problemas en fases de operación y el deterioro prematuro de equipos, siendo el límite aconsejado para sistemas de potencia menores a 69 kV de 5% de THD total para las señales de voltaje generados por el convertidor [48].

2.3.2. Error en estado estacionario

El error en estado estacionario es el término acuñado para referirse a la diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida de un sistema una vez que ha pasado un tiempo suficiente luego de que el comportamiento transitorio se ha disipado [49]. El error en estado estacionario permite conocer la precisión con la que el controlador integrado al sistema es capaz de seguir la referencia de entrada definida por el usuario, y aunque idealmente no debería existir este error en la respuesta de salida del sistema, esta siempre se presentará dada la naturaleza de los sistemas de control y los sistemas físicos que se intentan controlar [50]. También es necesario mencionar que el control predictivo, a pesar de que asegurará el mínimo error del sistema, este no siempre tendrá la capacidad de asegurar el error en estado estacionario, debido a que los vectores finitos de estado disponibles no siempre generan un voltaje que esté justo donde se establece la referencia.

$$e(t) = Y^*(t) - Y(t) \quad (2.9)$$

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (2.10)$$

La ecuación (2.9) define el cálculo del error como la diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida del sistema, siendo $Y^*(t)$ la señal de referencia e $Y(t)$ la respuesta del sistema. La ecuación (2.10) define el error en estado estacionario como el valor del error en el instante cuando el límite de t tiende a infinito.

2.4. Control predictivo

El control predictivo basado en modelo MPC es un algoritmo de control multi-variable que usa el modelo matemático del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables de interés. Usando esta información el controlador es capaz de seleccionar la óptima acción de corrección que es calculada mediante una función de costo, cuyos criterios varían según la aplicación. Este tipo de control tiene múltiples variantes, pero puede ser subdividido en dos principales, los controles predictivos de estado continuo y los controles predictivos de estados finitos. Para aplicaciones de sistemas de potencia el control predictivo de estados finitos será el utilizado [2].

2.4.1. Control predictivo de estados finitos

El control predictivo de estados finitos MPC-FCS aprovecha la característica que tienen algunos sistemas de contar con una cantidad limitada de estados válidos en su funcionamiento, tal como es el caso de los convertidores de potencia. Las principales características de este tipo de control es que no requieren de un modulador para su funcionamiento, la frecuencia de conmutación es variable, posee una baja complejidad de implementación para horizontes de evaluación cercanos y pueden ser incluidas múltiples restricciones dentro del algoritmo según sean las necesidades específicas de cada aplicación. Estas características han hecho de esta técnica una opción atractiva para distintas áreas enfocadas a la conversión de energía [51].

El uso de un modelo matemático para la predicción de variables y su posterior evaluación para generar la acción de control mediante la minimización de una función de costo en sistemas electrónicos de potencia, es una técnica reciente debido a los rápidos tiempos de muestreo que son necesarios para su funcionamiento, los cuales fueron alcanzados en las últimas décadas [2]. El diseño de este tipo de control en su forma clásica y variaciones siguen un esquema común en las propuestas para convertidores de potencia, siendo necesario identificar el modelo matemático del sistema y todos los estados posibles de este. Luego, se obtiene el modelo discreto de este mediante alguna aproximación, como el método de Euler, y por último es necesario definir la función de costo según la variable que se desea controlar en el sistema.

La Fig. 2.6 presenta el diagrama de operación de una técnica clásica de control MPC-FCS. Se observa que el sistema comienza con la obtención de mediciones de $v_{(k)}$ e $i_{(k)}$ correspondientes a los voltajes y corrientes en cada fase del convertidor en el periodo actual, las que son enviadas para el cálculo de predicciones de variables mediante el modelo predictivo y que luego son evaluadas por la función de costo, la cual determinará los estados idóneos (S_n) de cada uno de los transistores que conforman el convertidor de potencia y así lograr regular los voltajes según la referencia $v_{(k)}^*$.

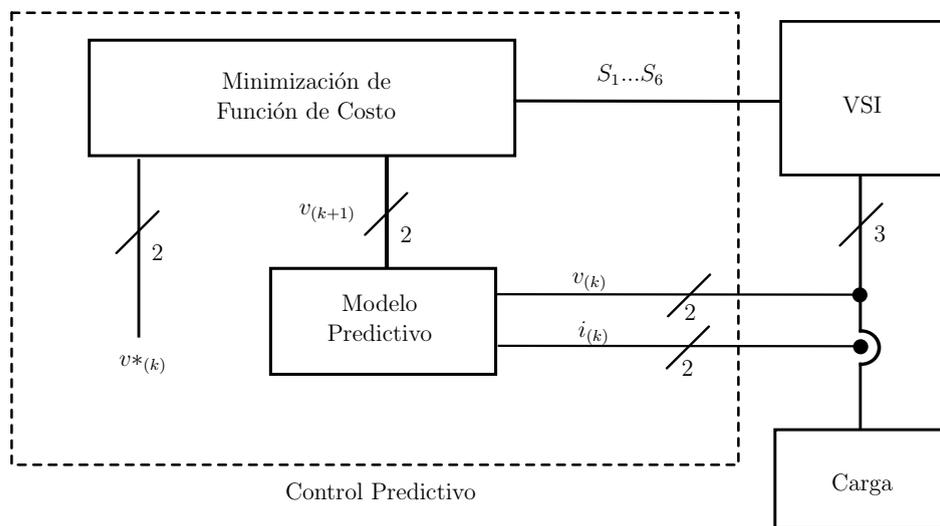


Fig. 2.6: Diagrama de bloques del esquema de control MPC-FCS.

Las ventajas que supone el uso de esta técnica de control se resumen en lo siguiente [2]:

- Aplicación a gran variedad de sistemas.
- Algoritmo puede o no considerar sistemas multi-variables.
- Tiempos muertos pueden ser integrados al algoritmo.
- Apto para sistemas con modelos no lineales.
- Implementación de restricciones mediante código sin alterar el modelo.
- Permite implementación mediante variadas plataformas de desarrollo.
- Flexibilidad en cuanto a modificaciones y extensiones en el algoritmo.

2.4.2. Marcos de referencia

El uso de transformaciones en el campo de control de máquinas eléctricas trifásicas es común, siendo las transformadas de Clarke y Park las más usadas. La transformada de Clarke permite convertir las componentes trifásicas a , b y c desde el dominio del tiempo a un marco de referencia estacionario ortogonal conocido como $\alpha\beta$ que cuenta con dos componentes del mismo nombre. Por otro lado la transformada de Park convierte las dos componentes $\alpha\beta$ desde el marco estacionario a un marco de referencia ortogonal rotatorio, lo cual permite convertir las componentes AC de corriente y voltaje en señales DC [52]. La implementación de alguna de estas transformaciones se traduce en un menor gasto computacional al reducir el número de variables que el controlador debe evaluar. La selección de una u otra dependerá del objetivo de control de la aplicación y el tipo de controlador a utilizar. Para el caso a estudiar se ha seleccionado la transformada de Clarke.

La ecuación (2.11) muestra el cálculo correspondiente a la transformada de Clarke, permitiendo la transformación desde el sistema trifásico al marco $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En caso de tener un sistema balanceado, la transformación puede ser reducida a solo 2 componentes de salida como se muestra en la ecuación (2.12). Con la implementación de esta transformación es posible hacer los cálculos necesarios del control predictivo con un menor uso de variables.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

3. Estrategia de control predictivo de voltaje operando a frecuencia variable

En este capítulo se define la lógica a seguir para lograr el control predictivo de voltaje en un convertidor VSI con filtro LC utilizando una aproximación clásica basada en la operación a frecuencia variable de conmutación. Primeramente se obtiene una descripción detallada del modelo matemático del convertidor y las consideraciones realizadas, con lo cual se plantea un esquema de flujo de control que luego será simulado mediante el software de MATLAB y Simulink. Los datos obtenidos se analizan y se generan conclusiones que finalmente permitirán identificar los puntos fuertes y débiles de esta técnica de control.

3.1. Modelo discretizado del convertidor VSI

La propuesta de control predictivo empleada hace uso del modelo matemático del convertidor VSI, por lo que para poder ser implementada en un controlador digital, estas deben ser discretizadas. Para el algoritmo presentado en este capítulo se utilizará como método de discretización una aproximación de las derivadas para un tiempo de muestreo, como es definido en la ecuación (3.1), donde T_s es el tiempo de muestreo seleccionado.

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.1)$$

Utilizando esta aproximación es posible encontrar desde las ecuaciones (2.1) y (2.2) un modelo en estado discreto que describe el comportamiento del sistema. Las ecuaciones de la corriente del filtro y voltaje de salida son mostradas en (3.2) y (3.3), donde v_c es el voltaje del condensador, i_f es la corriente del filtro, i_o es la corriente en la carga, v_i es el voltaje aplicado por el convertidor y por último, L_f y C_f son los parámetros del filtro correspondientes a la inductancia y capacitancia respectivamente.

$$i_f(k+1) = i_f(k) + \frac{T_s}{L_f} (v_i(k) - v_c(k)) \quad (3.2)$$

$$v_c(k+1) = v_c(k) + \frac{T_s}{C_f} (i_f(k) - i_o(k)) \quad (3.3)$$

Para la implementación de este control se utilizarán sensores de corriente y voltaje que realizarán mediciones en las variables de estado del filtro LC , es decir i_f y v_c . Por otro lado, también es necesario tener mediciones de la corriente de la carga i_o , pero para reducir el número de sensores a utilizar es posible realizar una medición indirecta de la corriente que alimentará la carga mediante una aproximación, pudiendo ser estimada a partir de la ecuación (2.2). Mediante el mismo método de discretización usado anteriormente, es posible encontrar la ecuación (3.4). Esta corriente se asumirá que no cambia considerablemente en un solo tiempo de muestreo por lo que se considerará que $i_o(k) \approx i_o(k-1)$.

$$i_o(k) \approx i_o(k-1) = i_f(k-1) - \frac{C_f}{T_s} (v_c(k) - v_c(k-1)) \quad (3.4)$$

3.2. Propuesta de control

El desarrollo de una propuesta de control predictivo puede ser generada a partir de la consideración de distintos horizontes de predicción, pero el incremento de este horizonte suele provocar un aumento significativo del costo computacional que demandará el control. Para aplicaciones en donde se desea mantener este costo en el mínimo posible, es usual utilizar horizontes de predicción $N = 1$, sin embargo si se desea mejorar el comportamiento y respuesta del convertidor este horizonte puede ser ampliado.

Para un horizonte de predicción $N = 2$ se evalúan las posibles secuencias del vector de estados para el voltaje y corriente del periodo $k + 1$ y luego a partir de estas se hace una segunda predicción de estas variables para el periodo $k + 2$, con lo cual es posible calcular mediante la función de costo la secuencia óptima a implementar. El uso de esta técnica realiza una evaluación de las 7^N posibles combinaciones, en este caso 49, lo que requiere una gran cantidad de cálculos, lo que puede ser difícil de lograr en la implementación de aplicaciones reales producto de las limitantes que pueden presentar los procesadores utilizados en el controlador. Como alternativa al uso de un horizonte de predicción $N = 2$, es posible realizar una compensación de retardo para mejorar el comportamiento del controlador, el que busca reducir los efectos negativos debido al retraso generado por la obtención de las mediciones y los cálculos del algoritmo [53]. Esta consiste en el uso del vector de estados aplicado al convertidor en el periodo actual para realizar las estimaciones de las variables de voltaje y corriente para el periodo $k + 1$, luego se realiza la evaluación de todos los posibles estados para la obtención de una predicción en el periodo $k + 2$, lo que reduce en gran medida el número de cálculos necesarios [54]. Al comparar ambas técnicas para un horizonte de predicción $N = 1$ con compensación de retardo, estas presentan un desempeño similar y mejor que el caso de un horizonte $N = 1$ simple [53], por lo que se utilizará esta técnica con el fin de minimizar los costos computacionales.

La Fig. 3.1 muestra la propuesta de control para un horizonte $N = 1$ con compensación de retardo para el convertidor VSI. El ciclo de control propuesto sigue los pasos descritos a continuación:

- Obtener mediciones de los valores para el periodo k de la corriente en el filtro i_f y el voltaje en el condensador v_c .
- Realizar predicciones para el valor de voltaje de salida y corriente en el filtro para el periodo $k + 1$ considerando el voltaje que está siendo aplicado por el convertidor en el periodo actual.
- Realizar predicción del voltaje v_c para el periodo $k + 2$ para todas las posibles combinaciones que el convertidor puede generar, utilizando los valores calculados en el punto anterior.
- Seleccionar el vector de estados que minimice la función de costo.
- Aplicar los estados encontrados a partir de la minimización de la función de costo.
- Esperar el inicio del siguiente tiempo de muestreo y repetir.

La función de costo que será implementada para la evaluación del grupo de estados que serán aplicados al convertidor corresponde a la ecuación (3.5). Esta función será expresada en términos de coordenadas ortogonales $\alpha\beta$ y tendrá como objetivo reducir el error entre los voltajes de referencia y el generado como voltaje de salida.

$$g = (v_{c\alpha}^* - v_{c\alpha}(k+2))^2 + (v_{c\beta}^* - v_{c\beta}(k+2))^2 \quad (3.5)$$

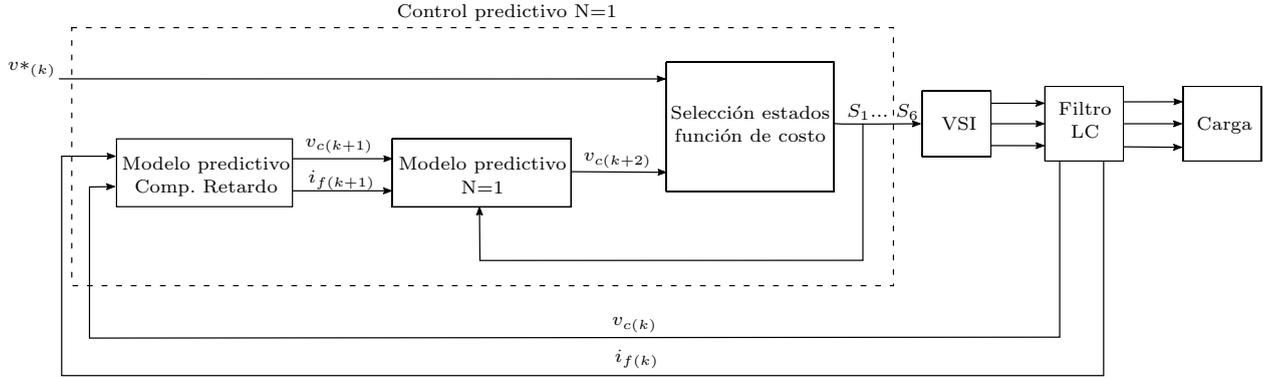


Fig. 3.1: Esquema de control predictivo propuesto.

3.3. Resultados de simulación

Para comprobar el funcionamiento del algoritmo de control y evaluar su desempeño se utiliza el software de MATLAB y Simulink. El comportamiento del sistema es evaluado primeramente para un cambio escalón en la referencia de voltaje para después someterse a una prueba ante una carga lineal puramente resistiva, luego una carga del tipo no lineal y por último se evalúa la respuesta ante una carga desbalanceada. Para todos los casos son utilizados los parámetros mostrados en la Tabla 3.1. La Fig. 3.2 muestra la topología del sistema simulado y las variables asociadas a las 3 fases de alimentación.

Tabla 3.1: Parámetros utilizados en simulación del sistema VSI con filtro LC para el algoritmo operando a frecuencia variable.

Parámetro	Valor
Voltaje enlace DC	1000 V
Inductancia del filtro L	2.2 mH
Capacitancia del filtro C	20 μ F
Tiempo de muestreo	25 μ s
Voltaje de referencia	220 V_{RMS}
Frecuencia de referencia	50 Hz

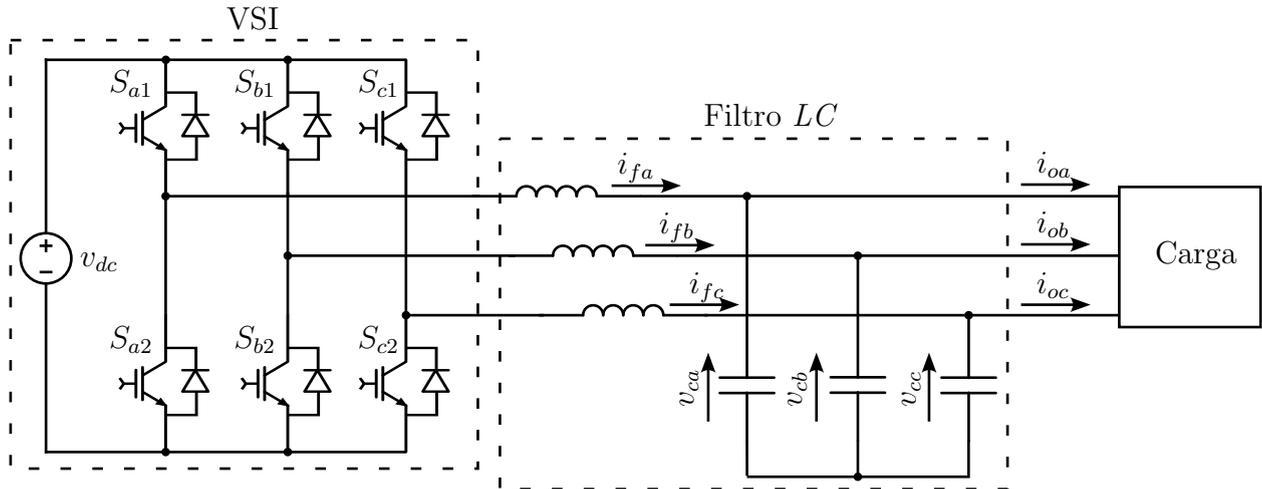


Fig. 3.2: Topología en estudio simulada.

3.3.1. Cambio escalón de referencia de voltaje

La Fig. 3.3 muestra la gráfica de voltaje en la carga cuando el sistema es evaluado para un cambio repentino de tipo escalón de la referencia de voltaje trifásica desde $110 V_{RMS}$ a $220 V_{RMS}$ de manera de obtener información sobre la respuesta dinámica del sistema. La evaluación se realiza mientras el convertidor se encuentra conectado a una carga de naturaleza lineal. El algoritmo al ser simulado presenta una frecuencia de conmutación promedio de 12.5 kHz cuando se opera a una frecuencia de muestreo de 40 kHz , frecuencia promedio que se mantiene durante las distintas evaluaciones. La Fig. 3.4 muestra el comportamiento de uno de los transistores de potencia, observándose como el estado conmuta en tiempos variables, característica intrínseca a esta propuesta.

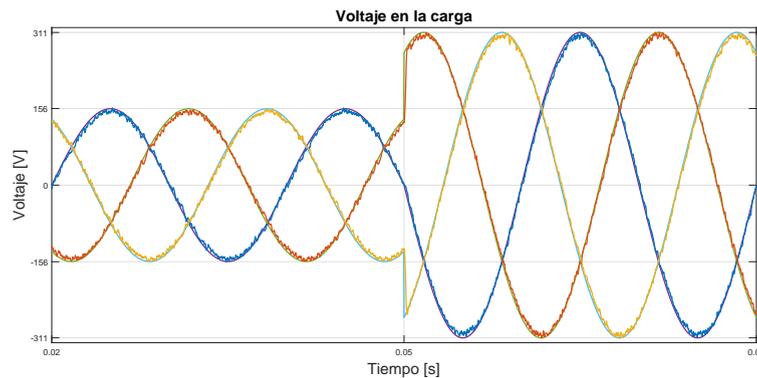


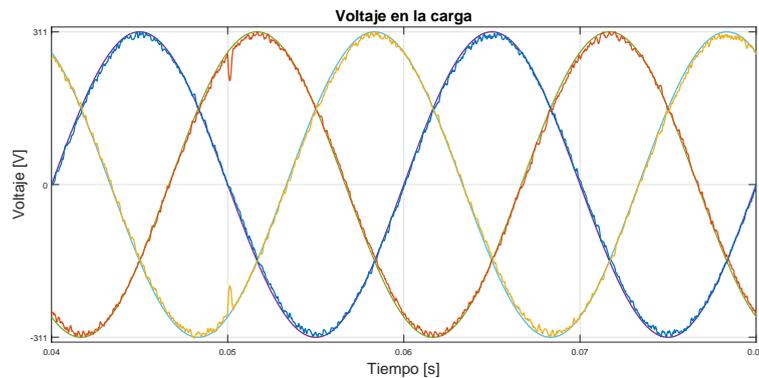
Fig. 3.3: Respuesta ante cambio escalón de referencia de voltaje con control operando a frecuencia variable.



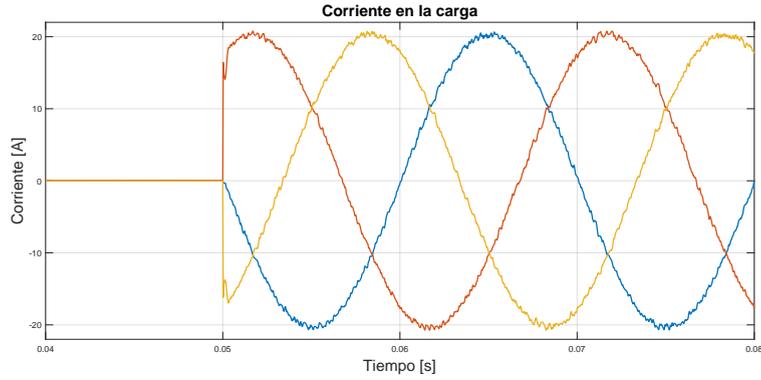
Fig. 3.4: Conmutación del transistor S_{a1} con control predictivo operando a frecuencia variable de conmutación.

3.3.2. Cargas lineales

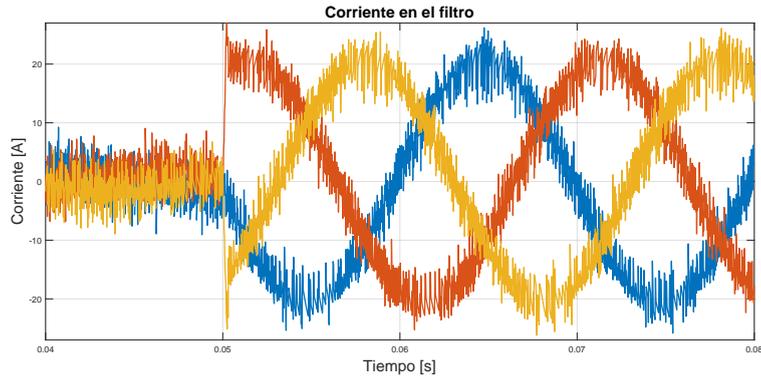
El algoritmo es evaluado para una carga puramente resistiva, realizándose la aplicación de esta carga en forma escalón al convertidor. Las Fig. 3.5a, 3.5b y 3.5c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente. La carga aplicada corresponde a una carga puramente resistiva de valor $R_L = 15 \Omega$ por fase, valor que permite exigir la corriente para un sistema de potencia nominal de 10 kVA.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga resistiva.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga resistiva.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga resistiva.

Fig. 3.5: Respuesta ante escalón de carga lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia variable.

Para evaluar la calidad de las señales de voltajes generadas se realiza un análisis mediante la transformada de Fourier, para de este modo obtener el valor de THD para cada una de las líneas trifásicas. Del mismo modo se calcula el error promedio en estado estacionario para el sistema. Los valores obtenidos para la distorsión armónica total y el error son mostrados en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga lineal para control operando a frecuencia variable.

Variable	THD	Error
Voltaje A	1.59 %	2.02 %
Voltaje B	1.65 %	1.87 %
Voltaje C	1.68 %	1.94 %

Dado que el sistema de potencia y el algoritmo de control de voltaje evaluado son utilizados en variadas aplicaciones destinadas como UPS, se realiza un análisis como indica el estándar IEC 62040-3 destinado a regular equipos de esta índole [28]. La Fig. 3.6 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga lineal de 0 % a 100 % en el sistema de potencia. Esta es evaluada según la clasificación 2 del estándar IEC 62040-3 que establece los límites del error porcentual en operación desde el estado transiente a estacio-

nario ante la aplicación de una carga. Estudios similares que hacen uso de esta clasificación son vistos en [55] y [56].

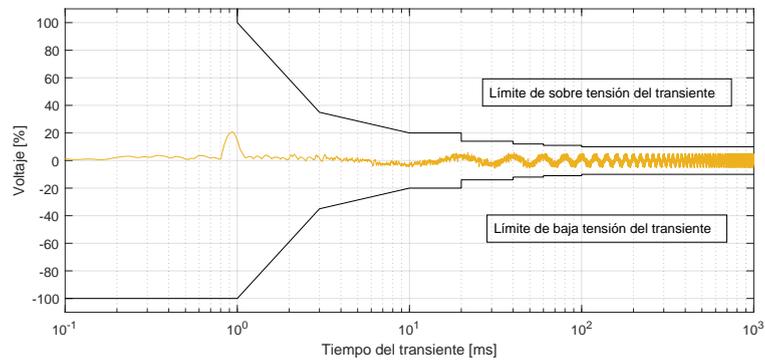
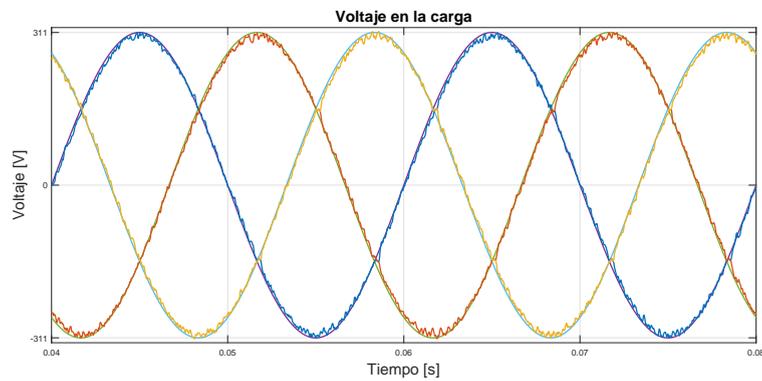


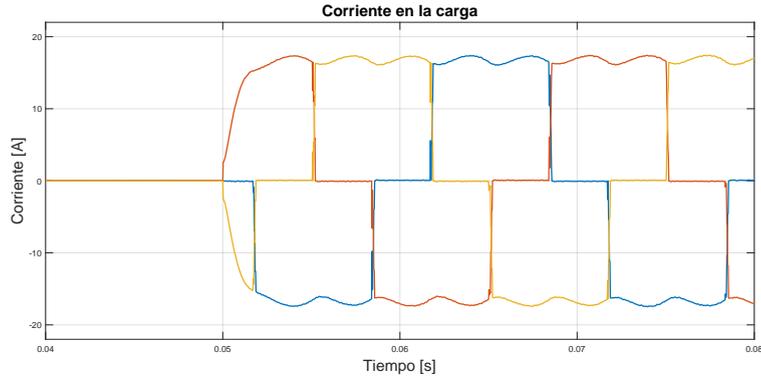
Fig. 3.6: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga lineal.

3.3.3. Cargas no lineales

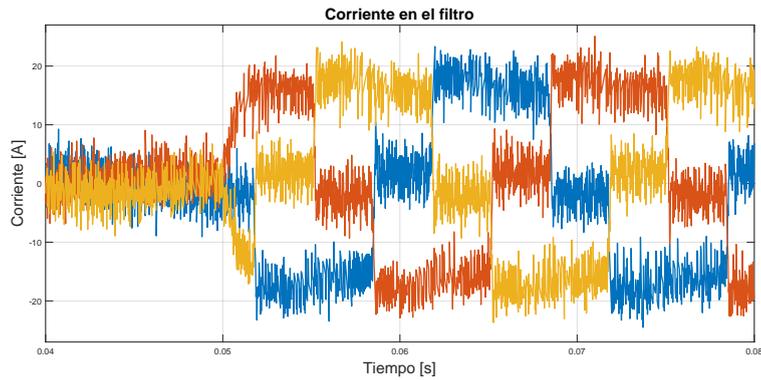
El algoritmo es evaluado para una carga no lineal, compuesta por un puente rectificador en la etapa de entrada que alimenta un circuito RLC con valores de $R_L = 30 \Omega$, $L_L = 30 \text{ mH}$ y $C_L = 10 \mu\text{F}$. La aplicación de esta carga se aplica en forma escalón al convertidor, mostrándose los resultados obtenidos en las Fig. 3.7a, 3.7b y 3.7c para los voltaje en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga no lineal.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga no lineal.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga no lineal.

Fig. 3.7: Respuesta ante escalón de carga no lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia variable.

La evaluación de la calidad del voltaje generado para el caso de una aplicación de una carga no lineal se realiza mediante el cálculo de THD y el error promedio para cada una de las líneas trifásicas. Los valores obtenidos para este caso son mostrados en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga no lineal para control operando a frecuencia variable.

Variable	THD	Error
Voltaje A	1.97 %	1.89 %
Voltaje B	1.99 %	1.91 %
Voltaje C	1.96 %	1.90 %

La Fig. 3.8 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga no lineal de 0% a 100% en el sistema de potencia.

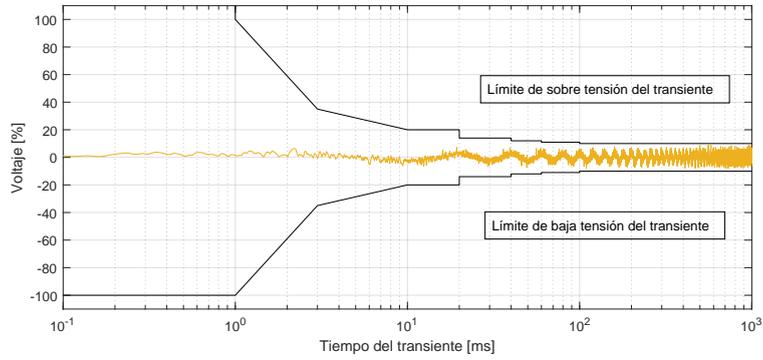
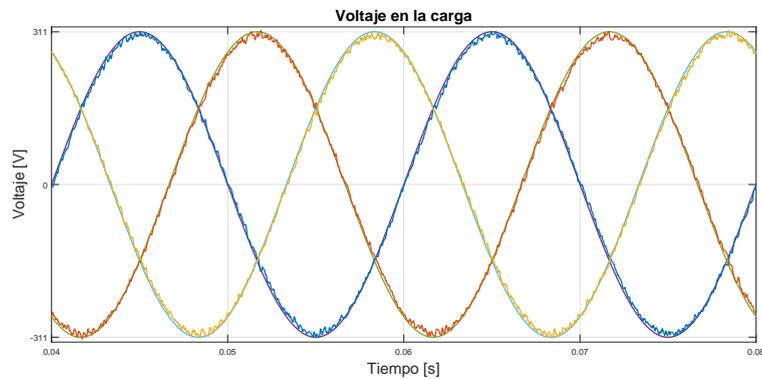


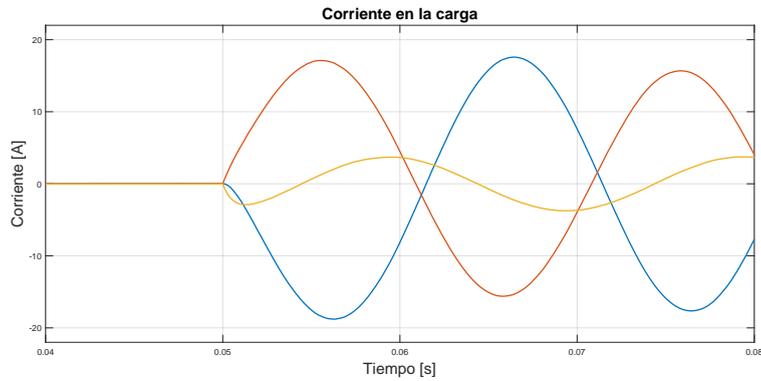
Fig. 3.8: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga no lineal.

3.3.4. Cargas desbalanceadas

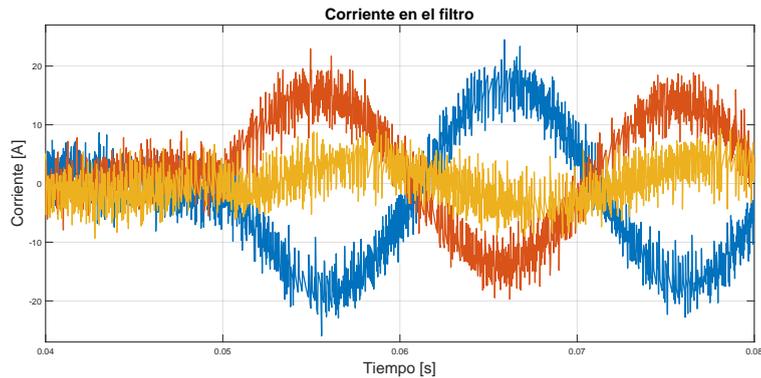
En los sistemas trifásicos es deseable que la carga que es alimentada tenga una naturaleza balanceada, pero esto no siempre es posible de conseguir debido a la complejidad de las redes y/o a la amplia variedad de dispositivos conectados a esta que demandan un consumo variado y no constante en el tiempo. Debido a esto es que el algoritmo es evaluado para una carga desbalanceada. La aplicación de esta carga se aplica en forma de escalón al convertidor, mostrándose los resultados obtenidos en las Fig. 3.9a, 3.9b y 3.9c para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga desbalanceada.



(b) Corriente en la carga para escalón de desbalanceada.



(c) Corriente en el filtro para escalón de desbalanceada.

Fig. 3.9: Respuesta ante escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con control operando a frecuencia variable.

La evaluación de la calidad del voltaje generado para el caso de una aplicación de una carga no lineal se realiza mediante el cálculo de THD y el error promedio para cada una de las líneas trifásicas. Los valores obtenidos para este caso son mostrados en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4: Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga desbalanceada para control operando a frecuencia variable.

Variable	THD	Error
Voltaje A	1.78 %	1.92 %
Voltaje B	1.77 %	1.89 %
Voltaje C	1.77 %	1.82 %

La Fig. 3.10 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga desbalanceada de 0 % a 100 % en el sistema de potencia.

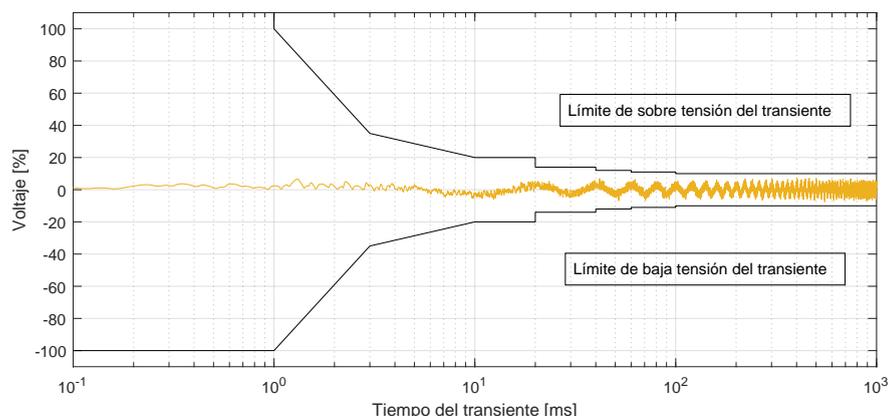


Fig. 3.10: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga desbalanceada.

3.3.5. Efecto de la variación de parámetros del filtro LC para propuesta de control operando a frecuencia variable

El uso de un algoritmo basado en un modelo predictivo es sensible a cambios en los parámetros del sistema, producto del uso de valores ya definidos para la aproximación del modelo matemático. Con el fin de analizar el efecto que un error en la medición o el cambio en el valor de los parámetros que podrían sufrir los componentes (producto del desgaste, calor u otras variables fuera del control del usuario), es que se simulará mediante software un error controlado en los componentes del filtro LC y de este modo evaluar el efecto producido sobre el algoritmo de control.

Para evaluar la respuesta del algoritmo de control ante discrepancias en los valores integrados al programa, es que se variará cada valor de capacitancia e inductancia tanto al alza como baja de manera individual, para de este modo analizar el efecto que provoca cada componente en la señal final generada. Para apreciar de mejor manera el efecto, también se realizarán estas pruebas considerando la conexión en escalón de una carga puramente resistiva, minimizando de este modo las diferencias entre la operación ideal y esta prueba simulada con valores modificados. Este mismo proceso de evaluación del algoritmo se llevará a cabo en una carga no lineal y desbalanceada.

El primer set de simulaciones se llevará a cabo realizando un cambio en los valores de capacitancias e inductancias para una carga puramente resistiva. Se evaluará el comportamiento cambiando el valor de los componentes a la mitad del valor declarado en el programa de control y luego en un 50% superior, siendo estos valores elegidos debido a que permiten observar de manera clara los efectos que tienen los cambios de los componentes en cada variable evaluada. Los siguientes sets de simulaciones sufrirán la misma evaluación, sólo que utilizando una carga de tipo no lineal y desbalanceadas para así ver los efectos en estas.

Las Fig. 3.11 y 3.12 muestran el efecto que se produce al variar el valor de los componentes del circuito en los voltajes de carga, corrientes de carga y corrientes en el filtro para una carga de tipo lineal puramente resistiva conectada al convertidor VSI. Esta variación se hace para valores que modifiquen la capacitancia e inductancia del filtro en un 50% y un 150% del valor nominal declarado en el algoritmo de control.

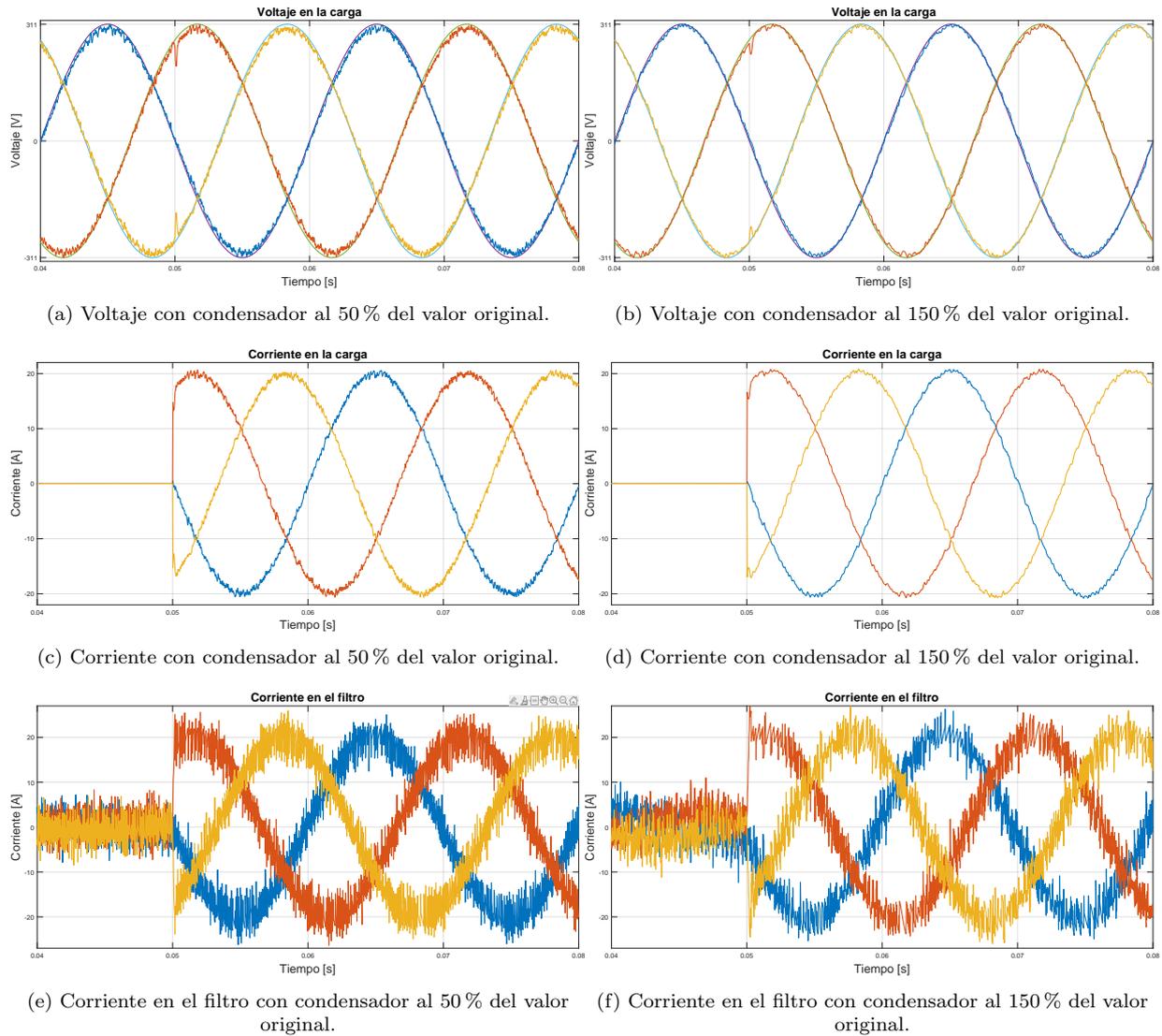


Fig. 3.11: Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga lineal.

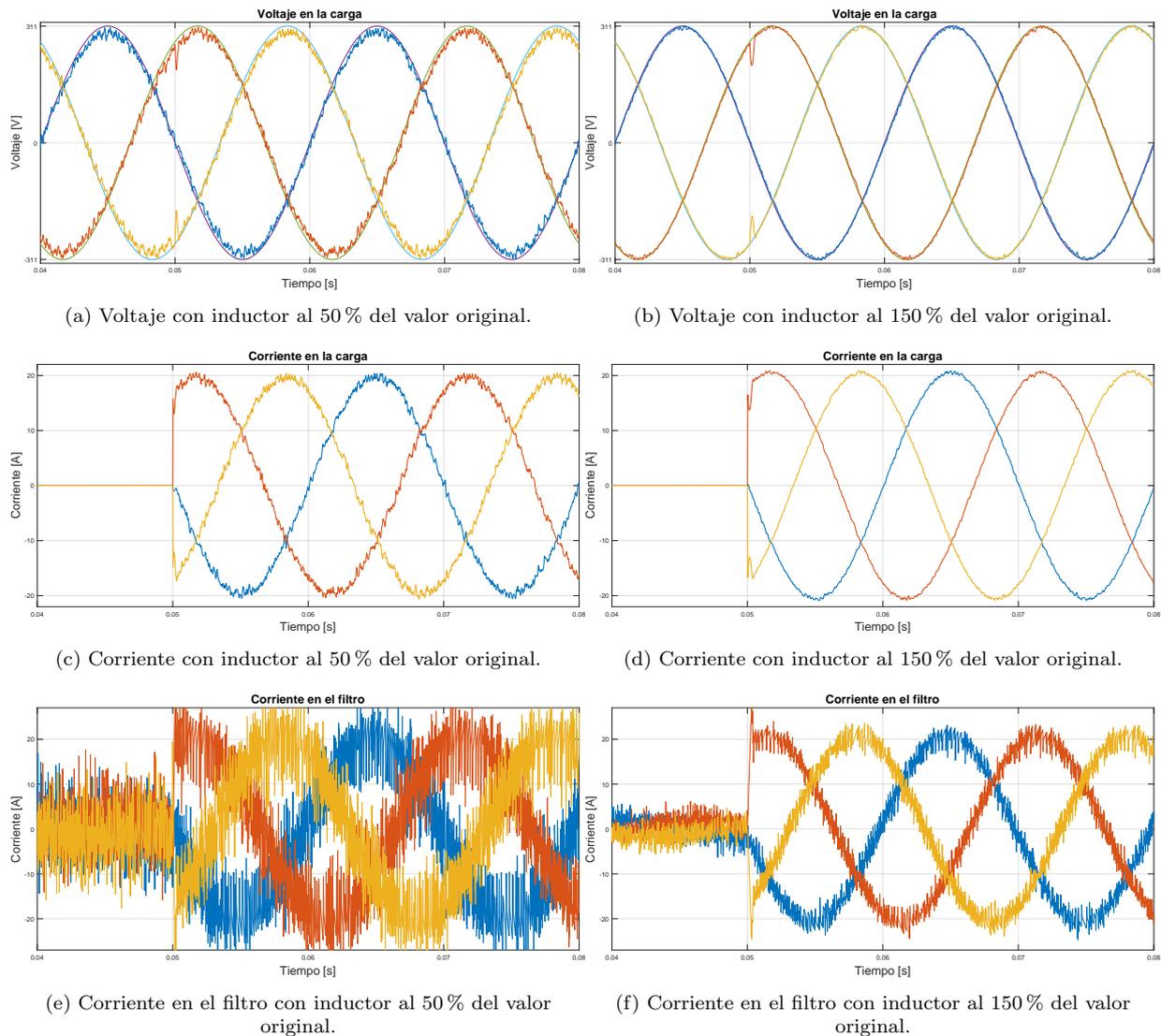


Fig. 3.12: Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga lineal.

Evaluando la calidad de las señales ante la variación de los componentes del filtro LC es que se calcula el THD de los voltajes de fase para el caso de conexión de una carga lineal puramente resistiva, obteniéndose la Tabla comparativa 3.5, donde se muestra el cambio en el porcentaje de distorsión armónica presentes en la simulación. En la Tabla 3.6 es presentado los errores promedio para cada una de las situaciones evaluadas para el caso de conexión de carga lineal.

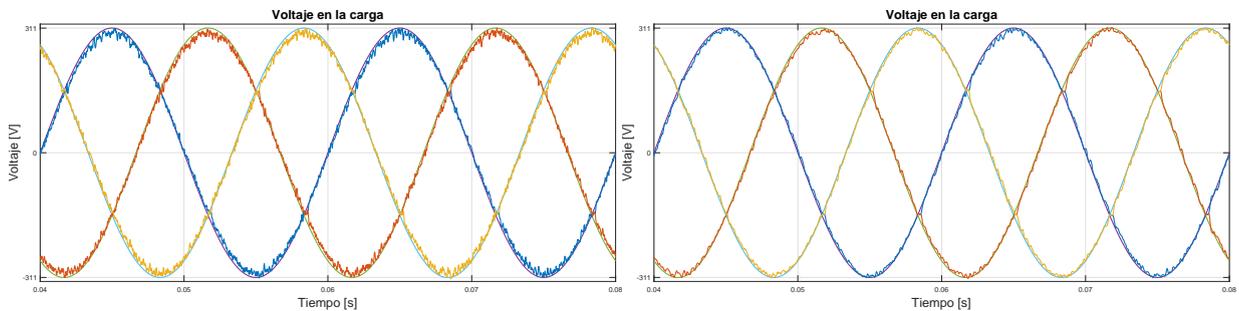
Tabla 3.5: Valores de THD para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.

Variable a evaluar	THD con carga lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.25 %	1.64 %	3.67 %	1.04 %
Voltaje B	2.40 %	1.66 %	3.62 %	1.06 %
Voltaje C	2.30 %	1.70 %	3.76 %	1.05 %

Tabla 3.6: Valores de error en estado estacionario para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.

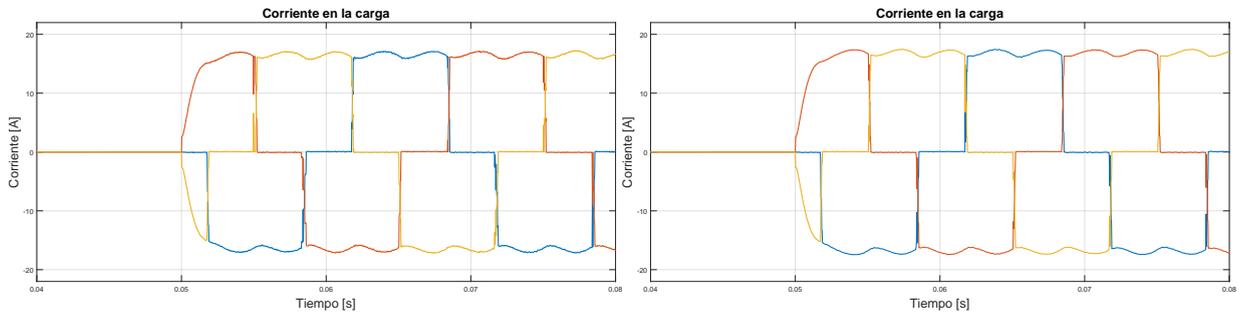
Variable a evaluar	Error con carga lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.85 %	1.71 %	4.04 %	1.34 %
Voltaje B	2.87 %	1.70 %	3.90 %	1.34 %
Voltaje C	2.73 %	1.73 %	4.04 %	1.38 %

Las Fig. 3.13 y 3.14 muestran el efecto que se produce al variar el valor de los componentes del circuito en los voltajes de carga, corrientes de carga y corriente en el filtro para una carga de tipo no lineal conectada al convertidor VSI, para valores que modifiquen la capacitancia e inductancia del filtro en un 50 % y un 150 % del valor nominal declarado en el algoritmo de control.



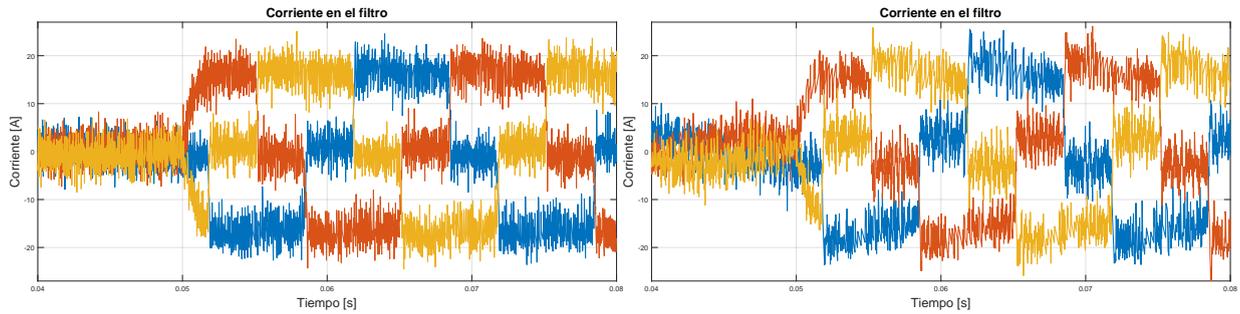
(a) Voltaje con condensador al 50 % del valor original.

(b) Voltaje con condensador al 150 % del valor original.



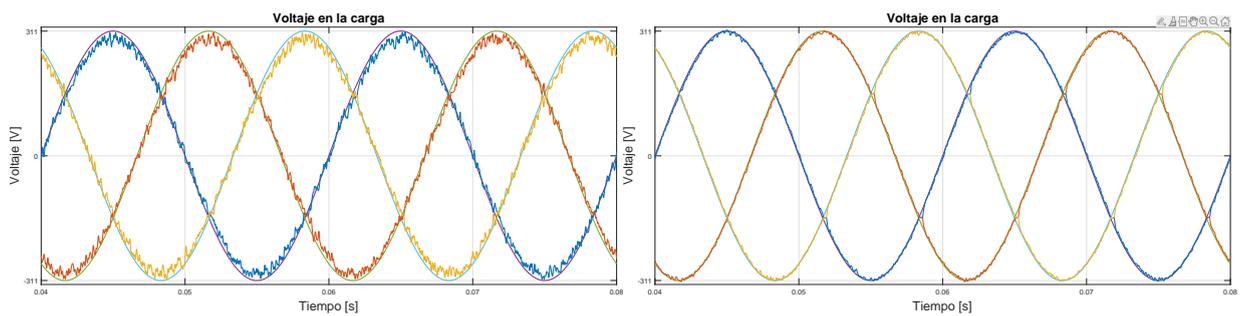
(c) Corriente con condensador al 50 % del valor original.

(d) Corriente con condensador al 150 % del valor original.

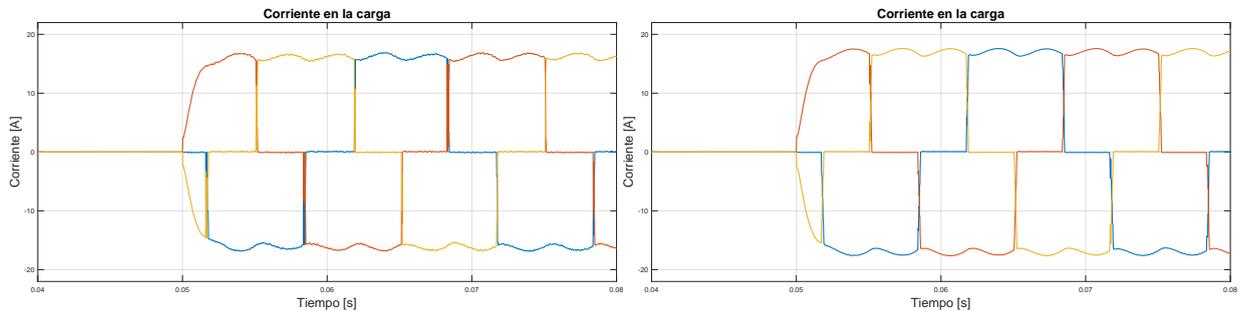


(e) Corriente en el filtro con condensador al 50 % del valor original. (f) Corriente en el filtro con condensador al 150 % del valor original.

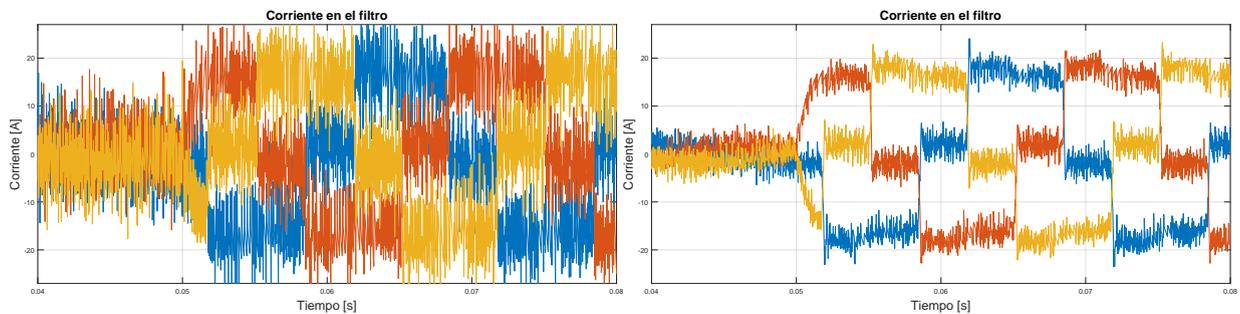
Fig. 3.13: Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga no lineal.



(a) Voltaje con inductor al 50 % del valor original. (b) Voltaje con inductor al 150 % del valor original.



(c) Corriente con inductor al 50 % del valor original. (d) Corriente con inductor al 150 % del valor original.



(e) Corriente en el filtro con inductor al 50 % del valor original. (f) Corriente en el filtro con inductor al 150 % del valor original.

Fig. 3.14: Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga no lineal.

De la misma forma que para la carga lineal se evalúa la calidad de las señales ante la

variación de los componentes del filtro LC mediante el cálculo del THD de los voltajes de fase para el caso de conexión de una carga de naturaleza no lineal, obteniéndose la Tabla comparativa 3.7, donde se muestra el cambio en el porcentaje de distorsión armónica presentes en la simulación. En la Tabla 3.8 es presentado los errores promedio para cada una de las situaciones evaluadas para el caso de conexión de carga no lineal.

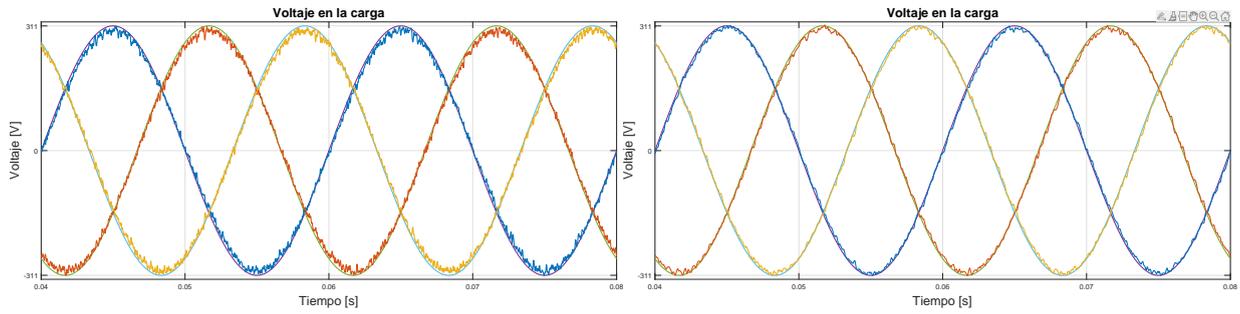
Tabla 3.7: Valores de THD para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.

Variable a evaluar	THD con carga no lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.80 %	2.00 %	4.03 %	1.48 %
Voltaje B	2.83 %	1.98 %	3.99 %	1.49 %
Voltaje C	2.78 %	1.96 %	3.98 %	1.48 %

Tabla 3.8: Valores de error en estado estacionario para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.

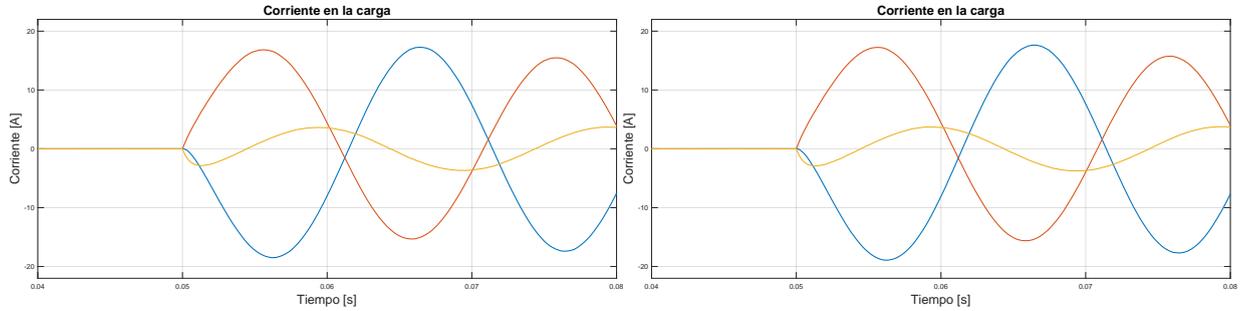
Variable a evaluar	Error con carga no lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.85 %	1.78 %	4.14 %	1.37 %
Voltaje B	2.86 %	1.77 %	4.13 %	1.37 %
Voltaje C	2.84 %	1.77 %	4.14 %	1.36 %

Las Fig. 3.15 y 3.16 muestran el efecto que se produce al variar el valor de los componentes del circuito en los voltajes de carga, corrientes de carga y corriente en el filtro para una carga de tipo desbalanceada conectada al convertidor VSI, para valores que modifiquen la capacitancia e inductancia del filtro en un 50 % y un 150 % del valor nominal declarado en el algoritmo de control.



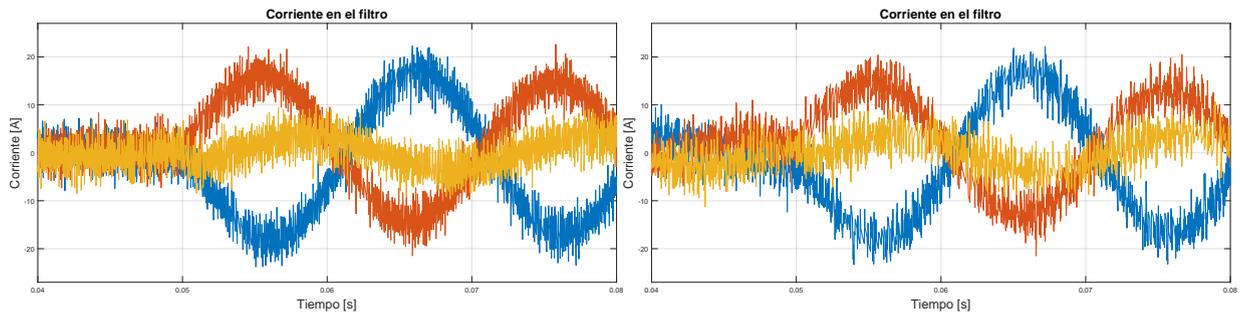
(a) Voltaje con condensador al 50% del valor original.

(b) Voltaje con condensador al 150% del valor original.



(c) Corriente con condensador al 50% del valor original.

(d) Corriente con condensador al 150% del valor original.



(e) Corriente en el filtro con condensador al 50% del valor original.

(f) Corriente en el filtro con condensador al 150% del valor original.

Fig. 3.15: Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga desbalanceada.

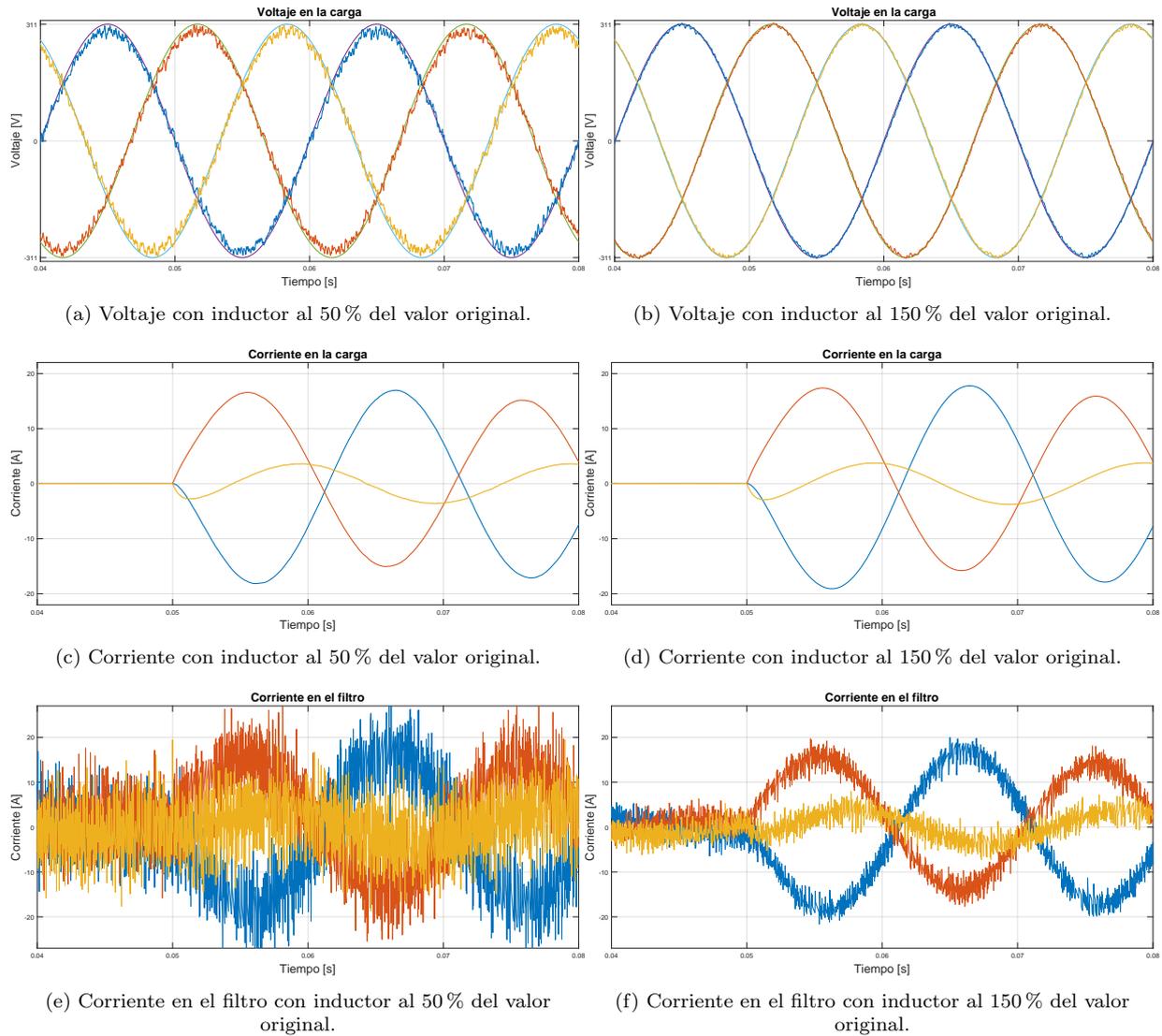


Fig. 3.16: Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga desbalanceada.

Se evalúa la calidad de las señales ante la variación de los componentes del filtro LC mediante el cálculo del THD de los voltajes de fase para el caso de conexión de una carga desbalanceada, obteniéndose la Tabla comparativa 3.9, donde se muestra el cambio en el porcentaje de distorsión armónica presentes en la simulación. En la Tabla 3.10 es presentado los errores promedio para cada una de las situaciones evaluadas para el caso de conexión de carga desbalanceada.

Tabla 3.9: Valores de THD para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.

Variable a evaluar	THD con carga desbalanceada			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.73 %	1.77 %	3.93 %	1.11 %
Voltaje B	2.77 %	1.77 %	3.94 %	1.11 %
Voltaje C	2.71 %	1.75 %	3.94 %	1.10 %

Tabla 3.10: Valores de error en estado estacionario para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia variable.

Variable a evaluar	Error con carga desbalanceada			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.88 %	1.76 %	4.17 %	1.35 %
Voltaje B	2.81 %	1.76 %	4.20 %	1.30 %
Voltaje C	2.77 %	1.67 %	4.14 %	1.26 %

Los resultados muestran que ante una variación en los parámetros del filtro para una carga lineal en el algoritmo operando a frecuencia variable de conmutación, se obtienen variaciones en las mediciones de THD de hasta un 125 % respecto a los valores obtenidos sin la variación de los parámetros, en un 102 % para la evaluación ante una carga no lineal y para la carga desbalanceada se alcanzan variaciones de hasta un 122 %, siendo todos estos valores un deterioro de los voltajes generados. Los resultados muestran que el parámetro que en mayor medida afecta el desempeño del algoritmo y el convertidor corresponde a la inductancia L del filtro, provocando una merma considerable en la calidad de las señales cuando se realiza el cambio escalón al 50 % del valor declarado para la inductancia, mientras que al hacer este cambio al 150 % del valor original se produce una mejora que llega hasta el 36 % para la carga lineal, mientras que en el caso no lineal es de un 25 % y ante cargas desbalanceadas este alcanza un 38 %. El comportamiento del error presenta una evolución similar a la del THD, encontrando que este se ve en mayor medida afectado por los cambios en los valores de la inductancia tanto de manera negativa como positiva.

3.3.6. Efecto en la variación del tiempo de muestreo del algoritmo operando a frecuencia variable

La frecuencia de muestreo determina el número de muestras que se obtendrán por cada unidad de tiempo. A mayor frecuencia de muestreo, la señal discreta que se genera a partir de la señal continua que se está evaluando, se aproximará de mejor manera a esta última, pero a la vez requerirá una mayor capacidad de procesamiento por parte de los sensores y controladores debido al tiempo de muestreo más reducido. En cambio, a una menor frecuencia de muestreo se producirá el efecto contrario, obteniéndose una señal discreta con un mayor error respecto a la señal continua, pero que permitirá la operación del circuito con sensores y controladores que posean una menor capacidad de procesamiento.

La elección del tiempo de muestreo en los algoritmos de control tiene un impacto directo en el desempeño global de este. El uso de un tiempo de muestreo muy alto, asociado a una frecuencia de muestreo baja, provocará errores en la toma de decisiones del algoritmo, al existir una mayor diferencia entre el valor que se está tomando como muestra y el valor real que se encuentra presente en el sistema. Debido a esta situación, el uso de una frecuencia de muestreo mayor permitirá al algoritmo poseer de información más fidedigna a la situación actual, que a su vez dará paso a una mejor toma de decisiones.

Al inicio del documento, se planteó como objetivo el desarrollo de algoritmos que presentarán un bajo nivel de THD en la señal de voltaje generada por el convertidor, para de este modo ser una propuesta viable para aplicaciones sensibles según el estándar IEEE 519-2014.

Considerando esto, se plantea conocer el punto en que el tiempo de muestreo provocará una merma considerable en el rendimiento general del algoritmo, tal que genere un aumento en el porcentaje de THD de la señal generada que supere el umbral establecido por el estándar, provocando que la propuesta sea inviable para aplicaciones sensibles. Para establecer la frecuencia de muestreo mínima que mantiene al convertidor operando bajo el umbral del 5% de THD para la señal de voltaje, se procede a evaluar para distintos valores de frecuencia de muestreo los niveles de distorsión armónica generados, comenzando en un valor de 50 kHz y reduciendo este valor de manera paulatina hasta sobrepasar el límite establecido. Esta evaluación se realiza tanto para el algoritmo de control de voltaje operando a frecuencia variable con una carga de tipo lineal como no lineal. Los datos obtenidos para la carga desbalanceada son omitidos al presentar en las distintas simulaciones datos intermedios entre los otros dos tipos de cargas, de este modo se obtiene una gráfica más comprensible. Los datos obtenidos son mostrados en la Fig. 3.17.

A lo largo del capítulo, se ha observado al simular la propuesta de control predictivo de voltaje operando a frecuencia variable, que existe una clara tendencia del sistema a obtener un menor nivel de THD cuando se evalúa su operación al conectar una carga lineal puramente resistiva en lugar de una carga de naturaleza no lineal o desbalanceada. Este comportamiento se mantiene al modificar la frecuencia de muestreo del algoritmo, obteniendo en un inicio a una frecuencia de muestreo mayor a la utilizada correspondiente a 50 kHz un valor de THD promedio de 1.11% para la propuesta conectada a una carga lineal y de 1.27% para la carga no lineal. Estos valores a medida que se aumenta el tiempo entre cada muestreo del algoritmo, tienen una tendencia a incrementar de manera casi lineal, lo que se traduce en un aumento del ruido de las señales de voltaje generadas por el convertidor VSI y por tanto el incremento del valor de THD en la operación. Para el caso de la carga no lineal, el límite establecido por el estándar se alcanza a una frecuencia de muestro de 24.8 kHz, punto en que el sistema comienza a superar el umbral de 5% requerido, situación que es mejorada para el caso de la carga lineal, pudiendo rebajar esta frecuencia de muestreo hasta poco más de 23.5 kHz.

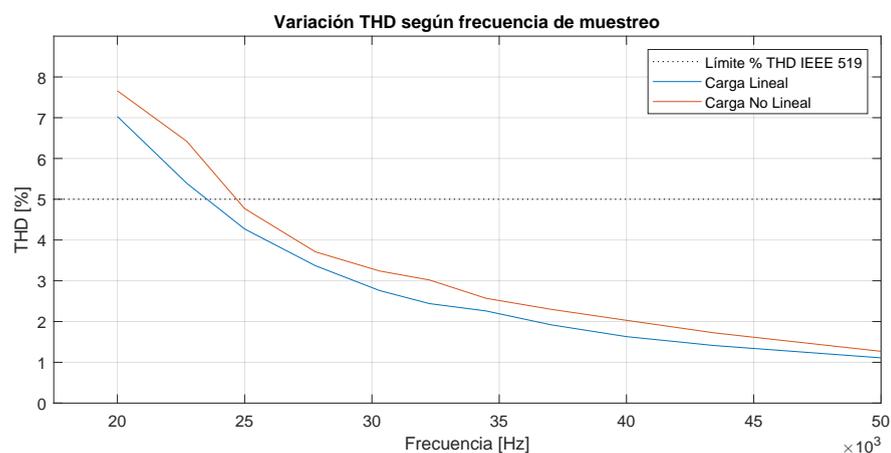


Fig. 3.17: Variación en el valor de THD según frecuencia de muestreo para control operando a frecuencia variable.

3.4. Análisis de la propuesta

La propuesta de control predictivo de voltaje a frecuencia variable planteada para el convertidor VSI con filtro LC en su salida en este capítulo, presenta un comportamiento acorde a lo encontrado en la literatura, mostrando una buena regulación de voltajes ante distintos tipos de cargas conectadas.

Al evaluar el algoritmo para una carga de tipo lineal puramente resistiva, es posible observar cómo los voltajes para las tres fases siguen las referencias de manera correcta, incluso aún cuando se conecta una carga lineal en forma de escalón al tiempo de 0.05 segundos, presentando una rápida respuesta dinámica frente a perturbaciones, logrando la regulación en un corto periodo y manteniendo la referencia sinusoidal definida. En cuanto a la calidad de esta señal generada, se puede observar que al momento de realizar el estudio en relación a la distorsión armónica de los voltajes, todos presentan un valor menor a 5 % (Tabla 3.2), lo cual lo hace una opción viable para aplicaciones sensibles según el estándar recomendado por la IEEE 519-2014.

Al realizar la evaluación para una carga de tipo no lineal, consistente en un puente rectificador y una carga RLC , se obtiene que al conectar en forma de escalón esta carga, el voltaje regulado se mantiene con la forma sinusoidal requerida, siguiendo la referencia de manera correcta. Aún cuando la corriente presenta un comportamiento distorsionado, la señal generada para el voltaje no presenta irregularidades. Al evaluar la calidad de estos voltajes mediante su THD (Tabla 3.3) es posible notar que a pesar de ser mayores en valor que el caso de una carga lineal, aún es posible obtener valores de distorsión armónica menor al 5 % requerido para aplicaciones sensibles. Del mismo modo, al evaluar el algoritmo ante una carga desbalanceada aplicada en escalón, se obtiene que el algoritmo es capaz de mantener la referencia definida aún cuando las distintas fases presentan una distinta demanda de corriente. La calidad de los voltajes generados por el algoritmo presentan una distorsión armónica (Tabla 3.4) menor al 5 % requerido, colocando a este tipo de carga en un punto intermedio entre los valores encontrados para los otros dos tipos de carga.

El estudiar el error de los voltajes generados respecto a la referencia, se observa para todos los casos que el error promedio se encuentra bajo el 2 % para cada una de las fases una vez que el sistema se ha estabilizado. Del mismo modo, al estudiar el error del voltaje en estado transiente al momento de aplicar una carga en escalón de 0 % a 100 % de la capacidad definida para el sistema, se observa que para los 3 tipos de cargas propuestos, el algoritmo es capaz de conseguir quedar dentro de los márgenes establecidos por la clasificación 2 del estándar IEC 62040-3, lo cual sitúa al sistema simulado dentro de propuestas aceptables para ser utilizadas como soluciones UPS.

Dado que el algoritmo de control propuesto hace uso de un modelo matemático del sistema para realizar los cálculos predictivos de cada una de las variables involucradas, provoca que la propuesta de control sea sensible a cambios en las variables declaradas del sistema, por esto es que se evalúa el grado de impacto que tiene un error en la medición de los componentes del filtro LC . Al realizar esta comprobación mediante simulación de manera independiente para cada uno de los elementos (capacitor e inductor) se obtiene que el sistema

responde aún de forma correcta ante esta variación, pudiendo mantener el seguimiento de la referencia del sistema, pero observándose una modificación en todos los casos de la distorsión armónica generada en las señales de voltaje y presentándose irregularidades mayores en las corrientes del filtro del convertidor, por lo que para estos casos es necesario realizar un estudio detallado de los elementos a alimentar con este dispositivo para no superar la recomendación de un máximo de 5% de THD.

La frecuencia de muestreo de 40 kHz utilizada en este algoritmo, permite obtener una medición detallada de las señales de voltaje generadas por el convertidor VSI, lo que a su vez da la posibilidad al algoritmo de seleccionar un conjunto de estados apropiados a la situación real. Aunque debido al alto costo computacional y el mayor costo monetario de los equipos que supone trabajar con frecuencias tan altas de muestreo y de conmutación, es de interés conocer la frecuencia de muestreo mínima en que el objetivo de estudio sigue siendo viable de alcanzar. De este modo se obtiene que la frecuencia mínima de muestreo en que el algoritmo de control operando a frecuencia variable cumple con su objetivo se da cercano a 23.5 kHz, aunque este valor solo se da ante la conexión de una carga lineal puramente resistiva, ya que al conectar una carga no lineal al sistema, este valor aumenta a los 24.8 kHz. Aunque al considerar que se trata de un entorno de simulación, estos valores pueden ser menores a una implementación física, debido a otros factores y limitantes que deben considerarse, por lo que ante una situación real es esperable que el algoritmo pueda cumplir con el estándar a una frecuencia de muestreo mayor a estas mínimas estudiadas.

La propuesta presentada permite obtener un control predictivo de voltaje que es capaz de regular con precisión referencias de voltaje trifásicas que alimentan a cargas de naturaleza lineal, no lineal y desbalanceadas, logrando una baja distorsión armónica y error promedio en las señales generadas, incluso ante errores en la declaración de valores de capacitancia e inductancia del filtro LC .

4. Estrategia de control predictivo de voltaje operando a frecuencia fija

En este capítulo se propone una técnica de control predictivo de voltaje en el convertidor VSI con filtro LC en su salida operando a frecuencia fija de conmutación. Esta propuesta produce una mejora respecto a las técnicas de control predictivo operando a frecuencia variable de conmutación, como la presentada en el capítulo anterior. Primeramente se explica la nueva propuesta de control, en que se diferencia respecto a la trabajada anteriormente, junto a consideraciones específicas que se presentan en la lógica propuesta. Luego se pasará a la etapa de validación del algoritmo mediante software de simulación. Por último, se analizan los datos obtenidos a partir de los resultados de la propuesta y se compara con el control operando a frecuencia variable.

4.1. Propuesta de control

La propuesta de control predictivo clásico operando a frecuencia variable de conmutación, basa su operación en la evaluación de todos los estados válidos del convertidor para predecir los valores de las variables de interés y de este modo encontrar el estado que minimice el error con la señal de referencia. Al realizar este proceso, el algoritmo selecciona el estado que mejor se aproxima a la referencia en el instante evaluado, lo que puede generar que en dos o más periodos sea seleccionado como vector óptimo el mismo estado del convertidor, como así también podría ser seleccionado uno diferente en cada periodo de evaluación. Este comportamiento es lo que genera la frecuencia variable de conmutación en el convertidor VSI y es una característica intrínseca a las propuestas de control predictiva clásicas en convertidores y tiene como consecuencia la generación del rizado en las señales de salida y una mayor distorsión armónica total tanto en el voltaje como corriente del convertidor, además de que puede generar un mayor estrés de un dispositivo semiconductor respecto a otro dentro del mismo convertidor [57, 58].

La propuesta de control que se presenta en este capítulo tiene como fin mejorar la respuesta de control que fue presentada en el capítulo 3, solucionando los problemas que se generan por la frecuencia variable de conmutación mediante la emulación de un control por modulación de espacios de vectores (Space Vector Modulation (SVM)) con un controlador lineal PI, pero usando el control predictivo como base de operación [59–61].

El modelo matemático utilizado en la propuesta de control predictivo clásico puede ser implementado también en la propuesta de control operando a frecuencia fija, pero es preferible seleccionar un horizonte de predicción $N = 1$ para mantener bajo el número de cálculos numéricos del algoritmo [62]. Por otro lado, los estados válidos del convertidor son los mismos 8 estados presentados en la Tabla 2.2, pero que al representarse en coordenadas $\alpha\beta$ como se muestra en la Fig. 4.1 se obtienen seis sectores conformados por estos estados válidos.

La estrategia de control predictivo a frecuencia fija que se propone evalúa en cada tiempo de muestreo cada uno de los seis sectores dispuestos en el plano $\alpha\beta$ de la Fig. 4.1. Como se observa cada sector está compuesto por dos vectores adyacentes que representan los distintos

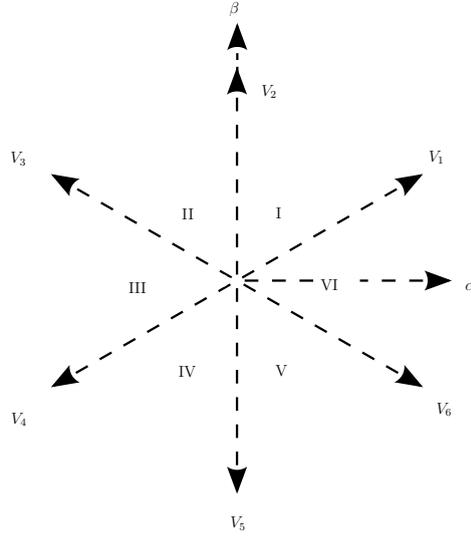


Fig. 4.1: Representación de vectores de estados posibles del VSI en coordenadas $\alpha\beta$.

estados válidos del convertidor VSI, además de integrarse el vector cero en este diagrama que corresponde al estado en que el convertidor genera un voltaje con valor cero. A partir de esto, el algoritmo evaluará cada sector haciendo uso de dos funciones de costo, g_1 y g_2 , para el primer y segundo vector que forman cada sector respectivamente, además de una tercera función de costo g_0 que evaluará el efecto del vector cero de los posibles estados del convertidor. Las funciones g_1 y g_2 se evaluarán para cada uno de los seis sectores en cada tiempo de muestreo, mientras que la función g_0 solo se evaluará una única vez en cada uno de estos, lo que permitirá obtener todas las predicciones de las variables necesarias. Estas funciones de costo tendrán la forma de la expresión (4.1).

$$g_n = [v_{c\alpha}^* - v_{c\alpha}(k+1)]^2 + [v_{c\beta}^* - v_{c\beta}(k+1)]^2 \quad (4.1)$$

Dado que el algoritmo de control busca emular el control SVM con un controlador PI, es necesario definir una serie de expresiones que permiten determinar los ciclos de trabajo que serán asociados a cada vector. Estas expresiones corresponden a las ecuaciones (4.2), (4.3) y (4.4) siendo d_0 , d_1 y d_2 los ciclos de trabajos asociados a cada vector óptimo y D una constante.

$$d_0 = \frac{D}{g_0} \quad (4.2)$$

$$d_1 = \frac{D}{g_1} \quad (4.3)$$

$$d_2 = \frac{D}{g_2} \quad (4.4)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (4.5)$$

Al reemplazar las ecuaciones (4.2), (4.3) y (4.4) en (4.5) se obtiene (4.6). Luego, despejando D se obtiene una expresión para la constante desconocida (4.7).

$$\frac{D}{g_0} + \frac{D}{g_1} + \frac{D}{g_2} = 1 \quad (4.6)$$

$$D = \frac{g_0 g_1 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (4.7)$$

Reemplazando la expresión (4.7) en las ecuaciones (4.2), (4.3) y (4.4) es posible obtener los ciclos de trabajo bajo expresiones y variables conocidas dadas por la ecuaciones (4.8), (4.9) y (4.10).

$$d_0 = \frac{g_1 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (4.8)$$

$$d_1 = \frac{g_0 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (4.9)$$

$$d_2 = \frac{g_1 g_0}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (4.10)$$

De esta manera es posible obtener la función de costo que el algoritmo buscará optimizar, definida por (4.11).

$$g^{(k+1)} = d_0 g_0 + d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (4.11)$$

La función de costo definida permitirá obtener el sector que logra minimizar el error con la referencia de voltaje deseada y del cual se desprenderán los dos vectores de estados óptimos v_1^{opt} y v_2^{opt} que serán aplicados al VSI en el siguiente periodo. Con la selección de los vectores óptimos y ya calculados los ciclos de trabajo asociados a estos vectores y al vector cero, es posible calcular el tiempo por el cual deberán ser aplicados cada vector. Estos tiempos son T_0 , T_1 y T_2 respectivamente para el vector cero y los vectores óptimos v_1^{opt} y v_2^{opt} y son definidos por las relaciones mostradas en (4.12), (4.13) y (4.14) siendo T_s el tiempo de muestreo del programa.

$$T_0 = T_s d_0 \quad (4.12)$$

$$T_1 = T_s d_1 \quad (4.13)$$

$$T_2 = T_s d_2 \quad (4.14)$$

$$T_0 + T_1 + T_2 = T_s \quad (4.15)$$

La estrategia de conmutación que se aplicará en el siguiente periodo de muestreo en el convertidor VSI, tiene como fin establecer un patrón en el que los distintos vectores óptimos que son aplicados solo cambien el estado de una pierna del convertidor a la vez, esto con el fin de obtener los mejores resultados al reducir la posibilidad de generarse estados inválidos que reduzcan la eficiencia del convertidor o pongan en riesgo la integridad de este. Esta estrategia de conmutación es mostrado en la Fig. 4.2 y sigue las reglas que se enumeran a continuación:

1. Vector cero es aplicado un cuarto del tiempo T_0 .
2. Vector v_1^{opt} es aplicado la mitad del tiempo T_1 .
3. Vector v_2^{opt} es aplicado la mitad del tiempo T_2 .
4. Vector cero es aplicado la mitad del tiempo T_0 .
5. Vector v_2^{opt} es aplicado la mitad del tiempo T_2 .
6. Vector v_1^{opt} es aplicado la mitad del tiempo T_1 .
7. Vector cero es aplicado un cuarto del tiempo T_0 .

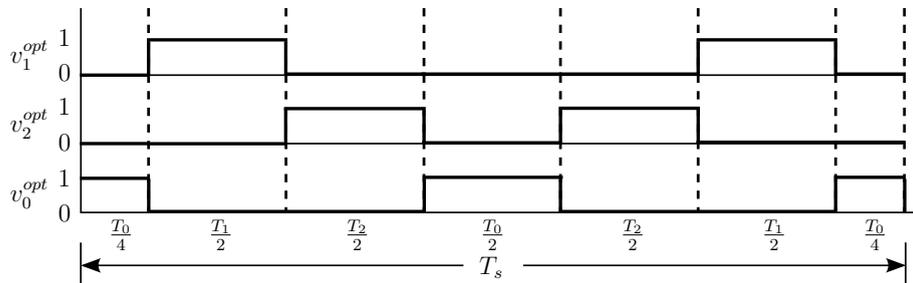


Fig. 4.2: Patrón de conmutación de control predictivo a frecuencia fija.

En la Fig. 4.3 se muestra el diagrama de bloques que rige el comportamiento de la propuesta de control predictiva a frecuencia fija del convertidor VSI. En esta se puede notar el proceso que seguirá el algoritmo, desde la medición de las variables de voltaje y corriente, hasta la aplicación de los vectores de estados correspondiente. Nótese que la principal diferencia con el diagrama de bloques de la Fig. 3.1 que representa a la estrategia de control predictiva operando a frecuencia variable, es la adición de una etapa de modulación que permite otorgar a la propuesta de control la característica de conmutar a frecuencia fija.

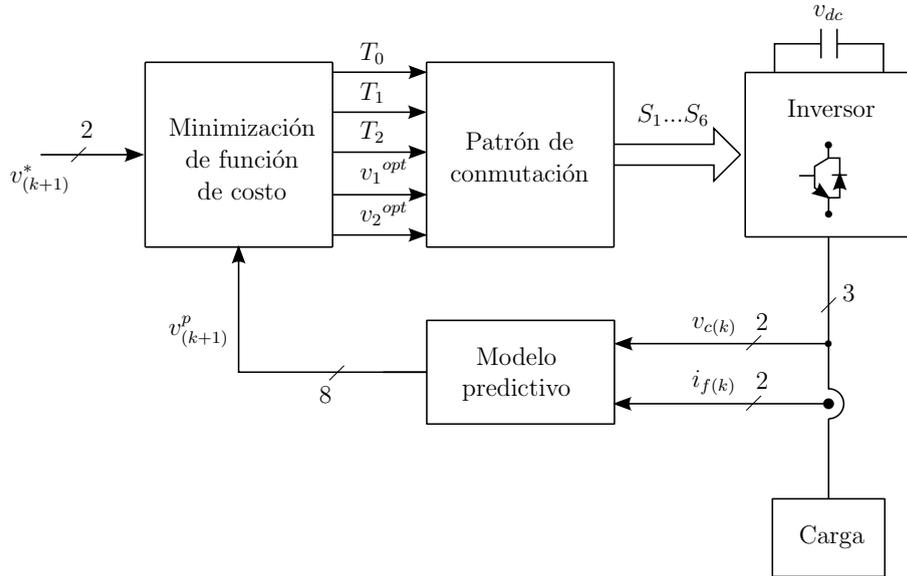


Fig. 4.3: Diagrama de bloques de la propuesta de control predictivo a frecuencia fija.

4.2. Resultados de simulación

Para evaluar la propuesta de control predictivo a frecuencia fija que regirá el comportamiento del convertidor VSI se desarrolló un algoritmo utilizando el software de MATLAB y simulink y tomando como parámetros de esta los mismos utilizados en la propuesta clásica de control operando a frecuencia variable y que son mostrados en la Tabla 4.1, todo esto con el fin de obtener la menor discrepancia entre simulaciones y así lograr una comparativa más fidedigna de ambas propuestas.

Tabla 4.1: Parámetros utilizados en simulación del sistema VSI con filtro LC para el algoritmo operando a frecuencia fija.

Parámetro	Valor
Voltaje enlace DC	1000 V
Inductancia del filtro L	2.2 mH
Capacitancia del filtro C	20 μF
Tiempo de muestreo	25 μs
Voltaje de referencia	220 V_{RMS}
Frecuencia de referencia	50 Hz

4.2.1. Cambio escalón de referencia de voltaje

La Fig. 4.4 muestra la gráfica de voltaje en la carga cuando el sistema es evaluado para un cambio repentino en forma escalón de la referencia de voltaje trifásica desde 110 V_{RMS} a 220 V_{RMS} con el fin de observar la respuesta dinámica del sistema.

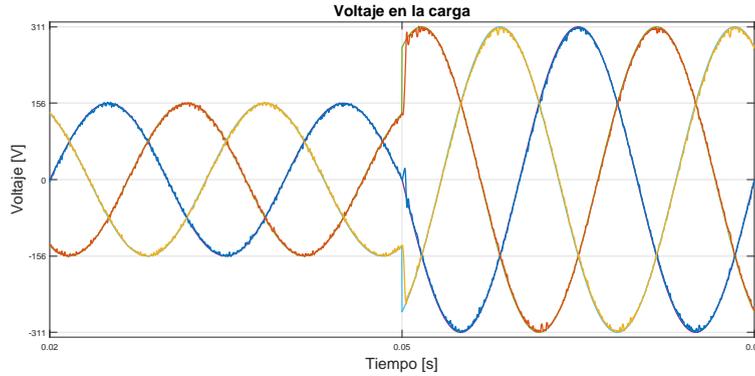


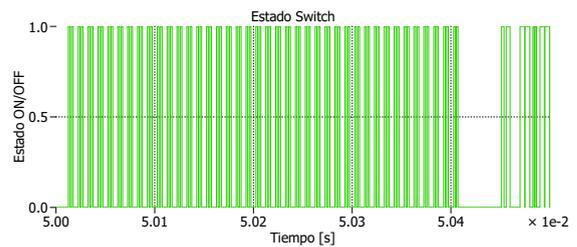
Fig. 4.4: Respuesta ante cambio escalón de referencia de voltaje con control operando a frecuencia fija.

4.2.2. Cargas lineales

El algoritmo de control predictivo a frecuencia fija es evaluado, al igual que en el caso operando a frecuencia variable, para una carga puramente resistiva, realizándose la aplicación de esta carga en forma escalón al convertidor. La Fig. 4.5 muestra una comparativa del patrón de conmutación generado por el control a frecuencia variable y fija, donde se aprecia la diferencia en la frecuencia de conmutación para un mismo intervalo que es característico para cada tipo de control. El algoritmo operando a frecuencia fija según las simulaciones realizadas, presenta una frecuencia conmutación aproximada de 45 kHz, siendo considerablemente mayor a los 12.5 kHz de la propuesta operando a frecuencia variable de conmutación, por lo que se debe tener en consideración este aumento al momento de aplicar este tipo de control en un convertidor real. Las Fig. 4.6a, 4.6b y 4.6c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para el voltaje en la carga, corriente en la carga y corriente en el filtro ante la conexión de una carga lineal.

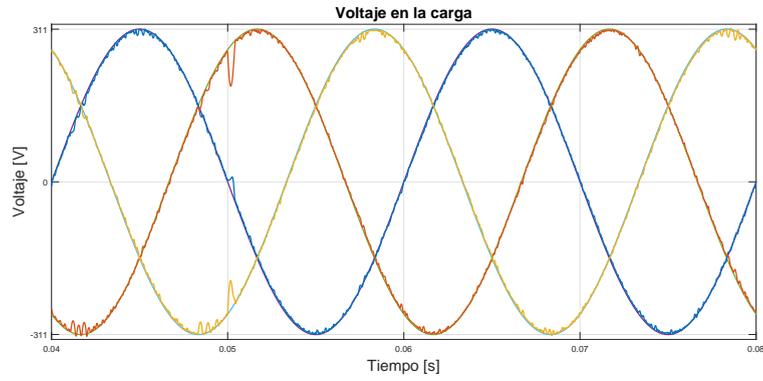


(a) Conmutación del transistor S_{a1} con control predictivo a frecuencia variable.

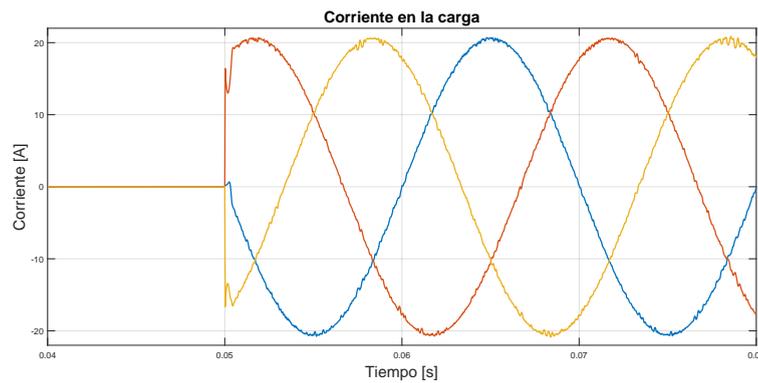


(b) Conmutación del transistor S_{a1} con control predictivo a frecuencia fija.

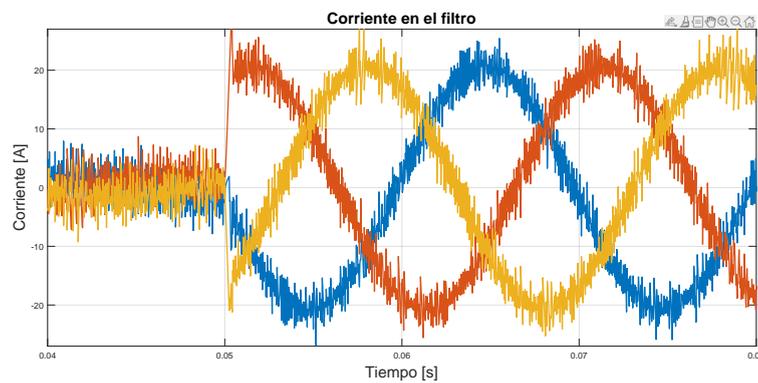
Fig. 4.5: Comparativa del patrón de conmutación del transistor S_{a1} ante control operando a frecuencia variable y fija de conmutación para una carga lineal.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga resistiva con control operando a frecuencia fija.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga resistiva con control a frecuencia fija.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga resistiva con control a frecuencia fija.

Fig. 4.6: Respuesta ante escalón de carga lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia fija.

La evaluación de la calidad de las señales de voltajes generados se realiza mediante un análisis a través de la transformada de Fourier, para de este modo obtener el valor de THD para cada una de las líneas trifásicas, donde también es analizado el error promedio. Estos valores obtenidos son mostrados en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga lineal para control operando a frecuencia fija.

Variable	THD	Error
Voltaje A	1.26 %	1.06 %
Voltaje B	1.29 %	1.06 %
Voltaje C	1.28 %	1.07 %

La Fig. 4.7 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga lineal en el convertidor de potencia con el algoritmo operando a frecuencia fija de conmutación.

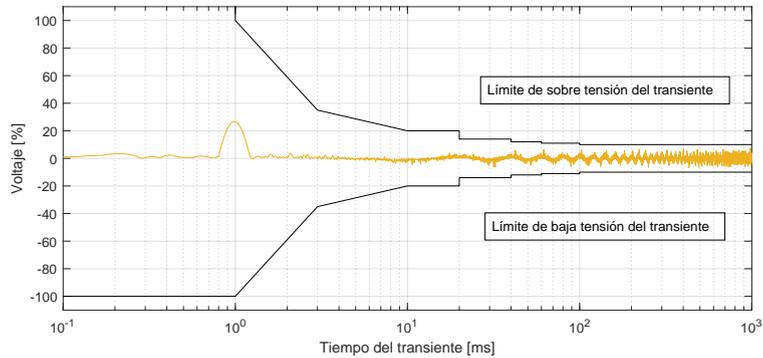
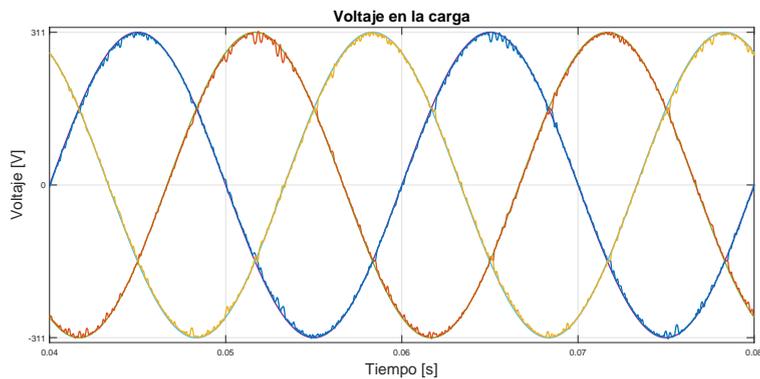


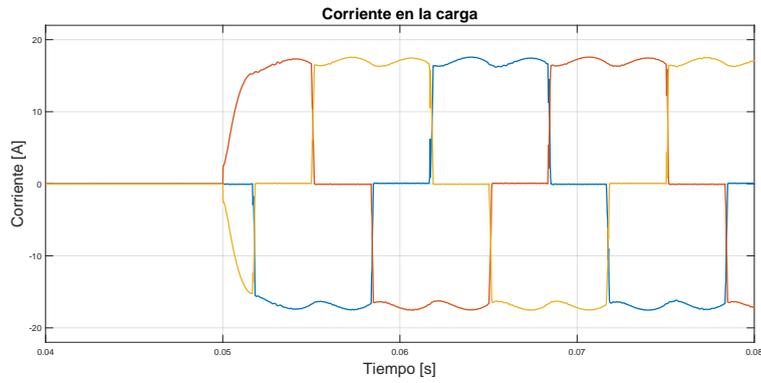
Fig. 4.7: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga lineal.

4.2.3. Cargas no lineales

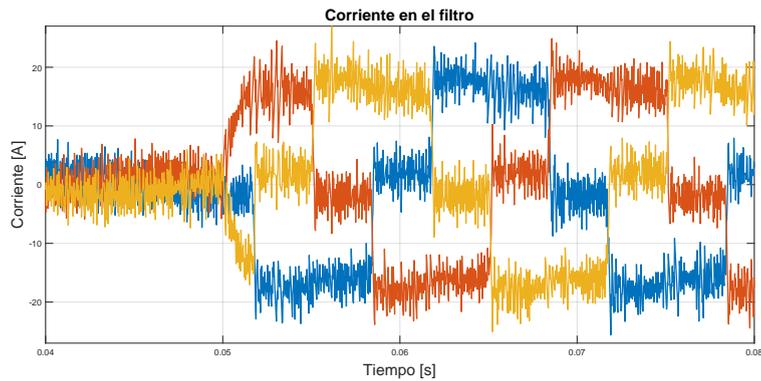
La evaluación del algoritmo se realiza para una carga no lineal, compuesta por un puente rectificador en la etapa de entrada que alimenta un circuito *RLC* de las mismas características que el evaluado en el capítulo 3.3.3. La aplicación de esta carga se aplica en forma escalón al convertidor a los 0.05 segundos, mostrándose los resultados obtenidos en las Fig. 4.8a, 4.8b y 4.8c para el voltaje en la carga, corriente en la carga y corriente en el filtro respectivamente.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga no lineal con control a frecuencia fija.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga no lineal con control a frecuencia fija.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga no lineal con control a frecuencia fija.

Fig. 4.8: Respuesta ante escalón de carga no lineal en convertidor VSI con control operando a frecuencia fija.

Evaluando la calidad del voltaje trifásico generado para una carga no lineal mediante el cálculo de THD y error promedio, se obtienen los resultados mostrados en la Tabla 4.3

Tabla 4.3: Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga no lineal para control operando a frecuencia fija.

Variable	THD	Error
Voltaje A	1.71 %	1.20 %
Voltaje B	1.74 %	1.20 %
Voltaje C	1.75 %	1.21 %

La Fig. 4.9 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga no lineal de 0 % a 100 % en el sistema de potencia.

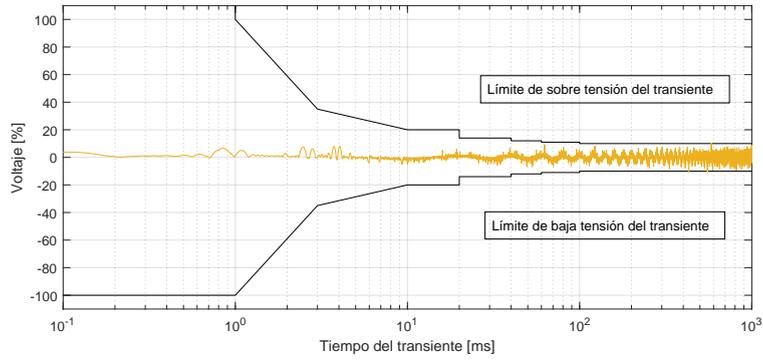
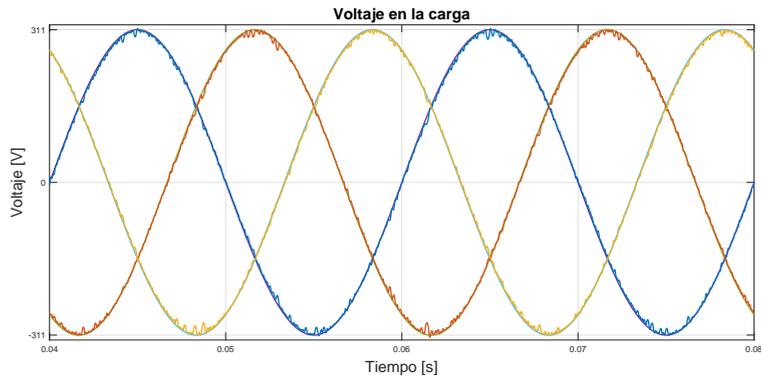


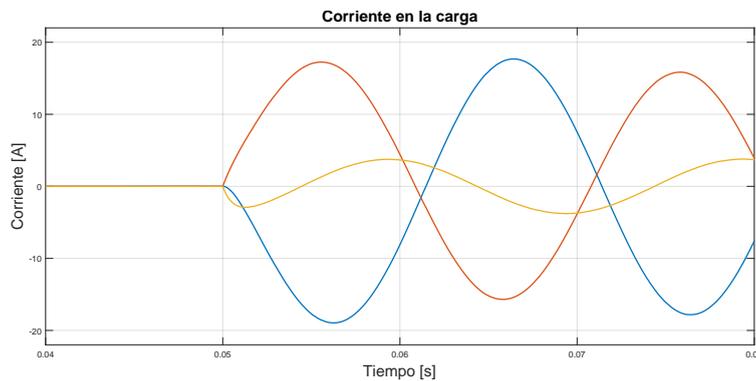
Fig. 4.9: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga no lineal.

4.2.4. Carga desbalanceada

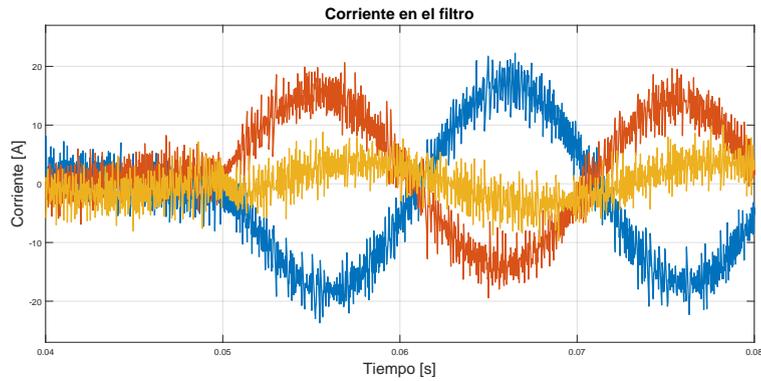
Al igual que en el caso evaluado para el algoritmo operando a frecuencia variable de conmutación, se busca que esta segunda propuesta operando a frecuencia fija presente una buena respuesta ante la aplicación de cargas de distinta naturaleza. El algoritmo es evaluado para una carga desbalanceada aplicada en escalón a los 0.05 segundos, mostrándose los resultados obtenidos en las Fig. 4.10a, 4.10b y 4.10c para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga desbalanceada con control a frecuencia fija.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga desbalanceada con control a frecuencia fija.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga desbalanceada con control a frecuencia fija.

Fig. 4.10: Respuesta ante escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con control operando a frecuencia fija.

La evaluación de la calidad del voltaje generado para el caso de una aplicación de una carga desbalanceada se realiza mediante el cálculo de THD y el error promedio para cada una de las líneas trifásicas. Los valores obtenidos para este caso son mostrados en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4: Valores THD y error en estado estacionario de voltajes de fase con carga desbalanceada para control operando a frecuencia fija.

Variable	THD	Error
Voltaje A	1.71 %	1.25 %
Voltaje B	1.75 %	1.25 %
Voltaje C	1.67 %	1.18 %

La Fig. 4.11 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga desbalanceada de 0 % a 100 % en el sistema de potencia.

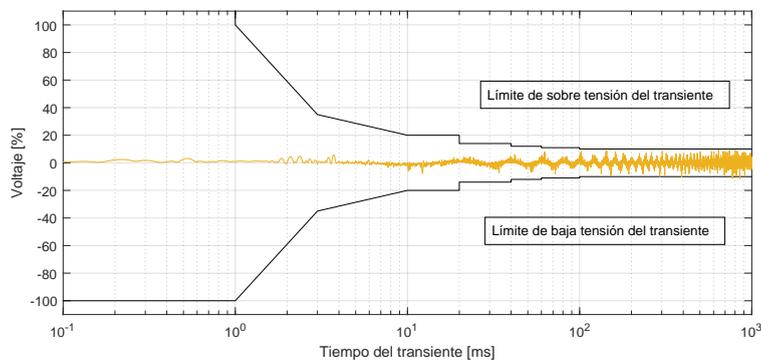


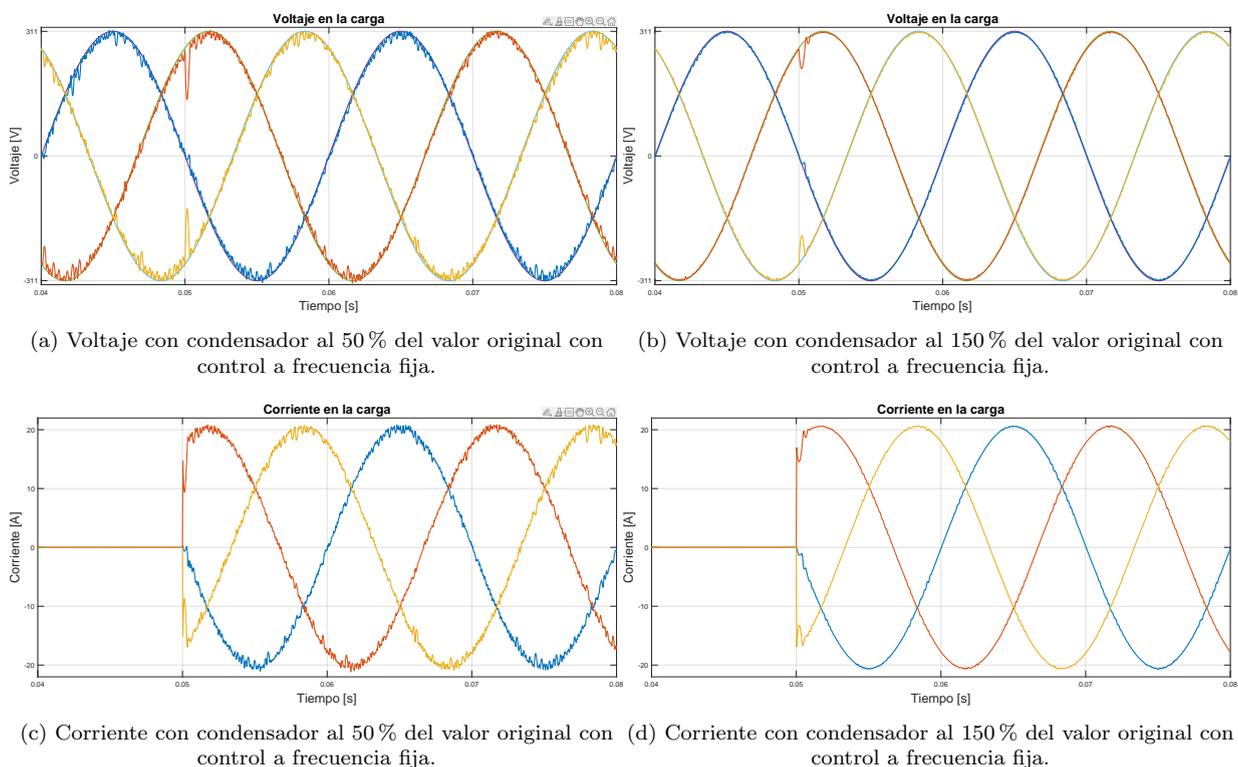
Fig. 4.11: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga desbalanceada.

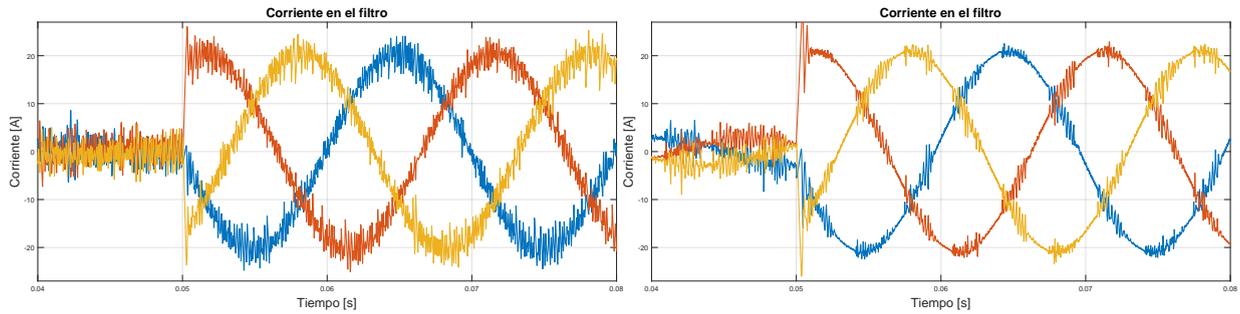
4.2.5. Efecto de la variación de parámetros del filtro LC para propuesta de control operando a frecuencia fija

Basándose en los mismos principios expuestos en el capítulo 3.3.5 respecto a la sensibilidad que presenta el algoritmo de control predictivo antes los cambios en los parámetros de este, y cómo puede afectar de manera negativa al error entre la señal generada y la referencia, junto al aumento de los niveles de componentes armónicos presentes, es que se simula una variación controlada en el valor de los componentes que conforman el filtro LC , para de este modo evaluar el efecto que provoca en la propuesta de control predictivo operando a frecuencia fija y contrastar estos datos con el que opera a frecuencia variable.

Los set de simulaciones que son presentados a continuación, se llevan a cabo realizando un cambio en los valores de los capacitores e inductores que conforman el filtro LC ubicado en la salida del convertidor VSI entre un 50 % y un 150 % del valor nominal declarado. La evaluación se realizará primeramente para una carga lineal puramente resistiva, con la que se obtendrán datos de desempeño, para luego realizar el mismo proceso para una carga de naturaleza no lineal y desbalanceada.

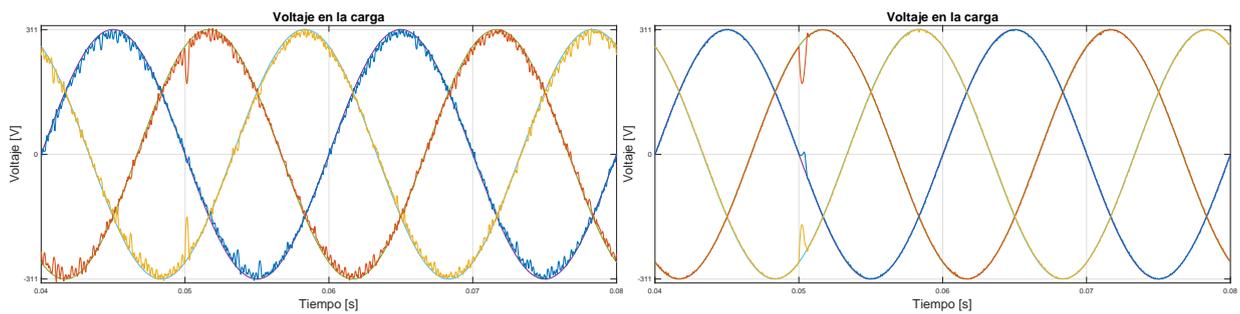
Las Fig. 4.12 y 4.13 muestran el efecto producido por la variación en los parámetros de los componentes del filtro LC en los voltajes de carga, corriente de carga y corriente en el filtro ante la conexión de una carga del tipo lineal puramente resistiva.



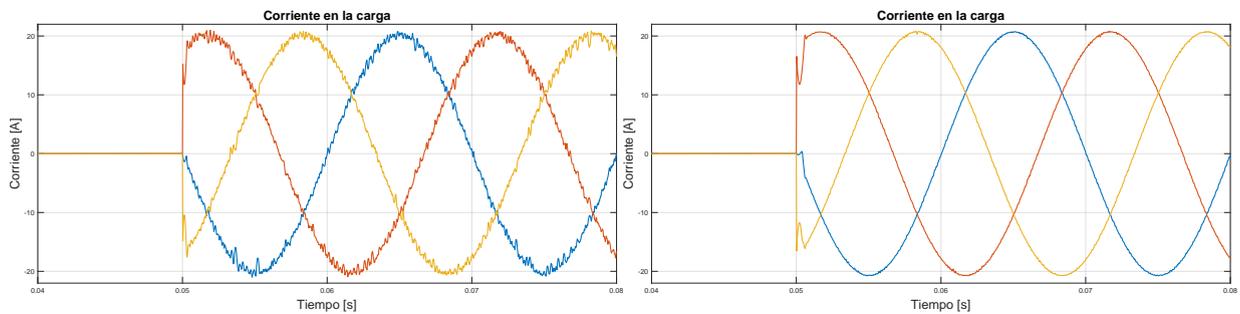


(e) Corriente en el filtro con condensador al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (f) Corriente en el filtro con condensador al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.

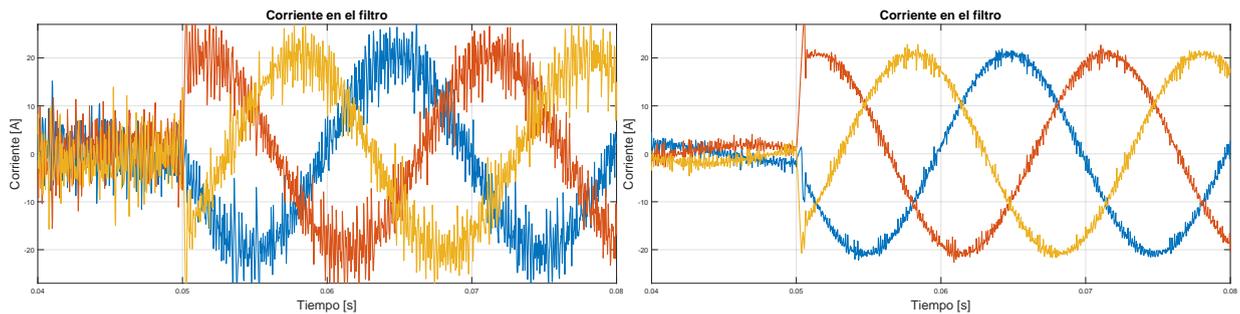
Fig. 4.12: Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga lineal con control operando a frecuencia fija.



(a) Voltaje con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (b) Voltaje con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



(c) Corriente con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (d) Corriente con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



(e) Corriente en el filtro con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (f) Corriente en el filtro con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.

Fig. 4.13: Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga lineal con control operando a frecuencia fija.

Evaluando la calidad de las señales ante la variación de los componentes del filtro LC , es que se calcula el THD de los voltajes de fase para el caso de conexión de una carga lineal, obteniéndose la Tabla comparativa 4.5, donde se muestra el cambio en el porcentaje de distorsión armónica presentes en la simulación. Análisis similar es presentado en la Tabla 4.6 para el error promedio entre las señales de voltaje generadas y las referencias.

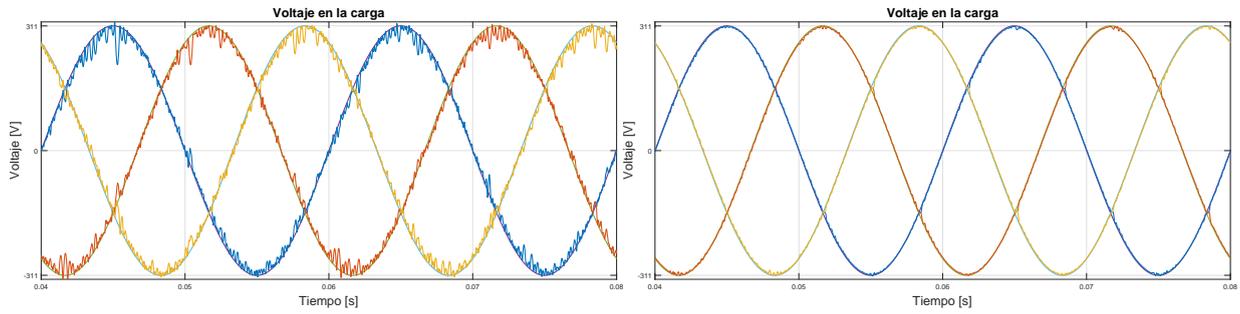
Tabla 4.5: Valores de THD para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.

Variable a evaluar	THD con carga lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.92 %	0.60 %	3.53 %	0.51 %
Voltaje B	2.89 %	0.62 %	3.62 %	0.55 %
Voltaje C	2.94 %	0.62 %	3.52 %	0.54 %

Tabla 4.6: Valores de error en estado estacionario para carga lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.

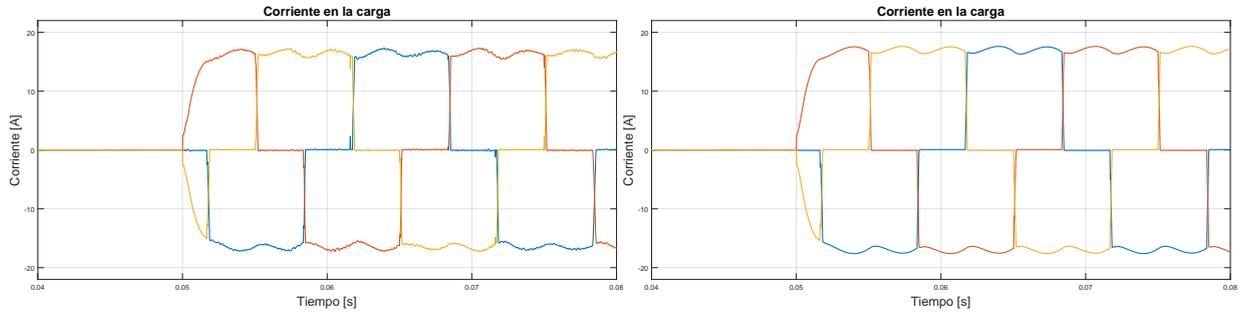
Variable a evaluar	Error con carga lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	2.19 %	0.82 %	2.64 %	0.65 %
Voltaje B	2.17 %	0.82 %	2.66 %	0.66 %
Voltaje C	2.2 %	0.82 %	2.64 %	0.65 %

Las Fig. 4.14 y 4.15 muestran el efecto que se produce al variar el valor de los componentes del circuito en los voltajes de carga, corrientes de carga y corriente en el filtro para una carga de tipo no lineal conectada al convertidor VSI.



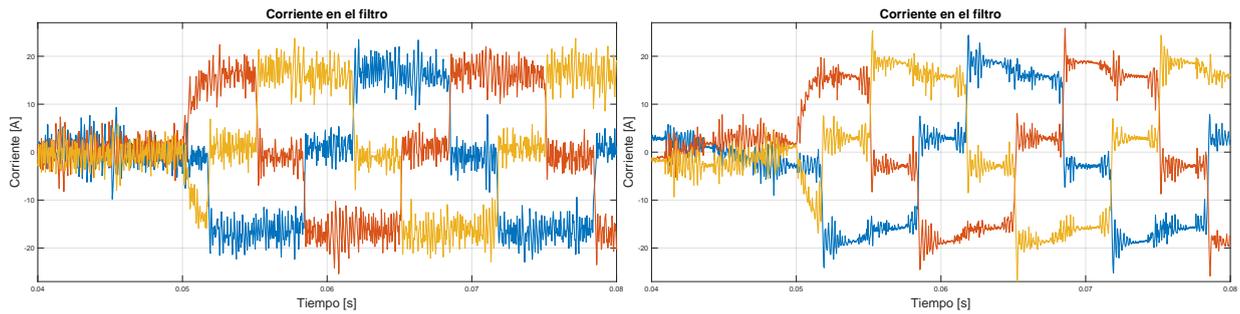
(a) Voltaje con condensador al 50% del valor original con control a frecuencia fija.

(b) Voltaje con condensador al 150% del valor original con control a frecuencia fija.



(c) Corriente con condensador al 50% del valor original con control a frecuencia fija.

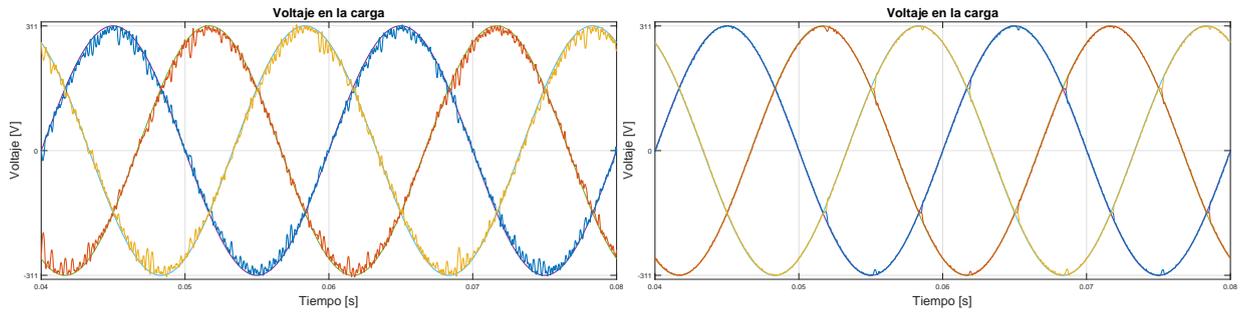
(d) Corriente con condensador al 150% del valor original con control a frecuencia fija.



(e) Corriente en el filtro con condensador al 50% del valor original con control a frecuencia fija.

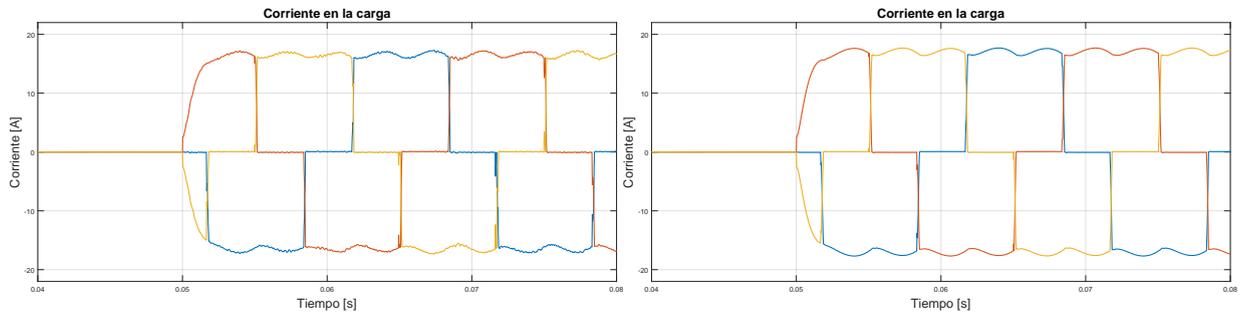
(f) Corriente en el filtro con condensador al 150% del valor original con control a frecuencia fija.

Fig. 4.14: Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga no lineal con control operando a frecuencia fija.



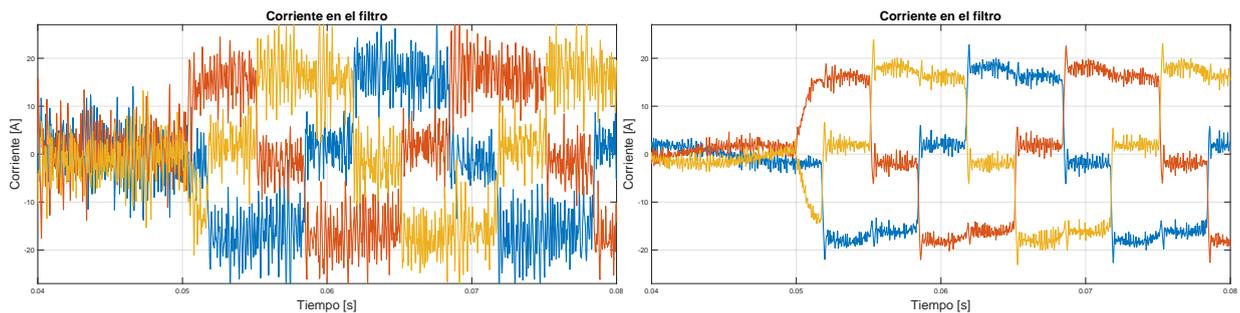
(a) Voltaje con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija.

(b) Voltaje con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



(c) Corriente con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija.

(d) Corriente con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



(e) Corriente en el filtro con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija.

(f) Corriente en el filtro con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.

Fig. 4.15: Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga no lineal con control operando a frecuencia fija.

De la misma forma que para la carga lineal se evalúa la calidad de las señales ante la variación de los componentes del filtro LC mediante el cálculo del THD de los voltajes de fase para el caso de conexión de una carga de naturaleza no lineal, obteniéndose la Tabla comparativa 4.7, donde se muestra el cambio en el porcentaje de distorsión armónica presentes en la simulación.

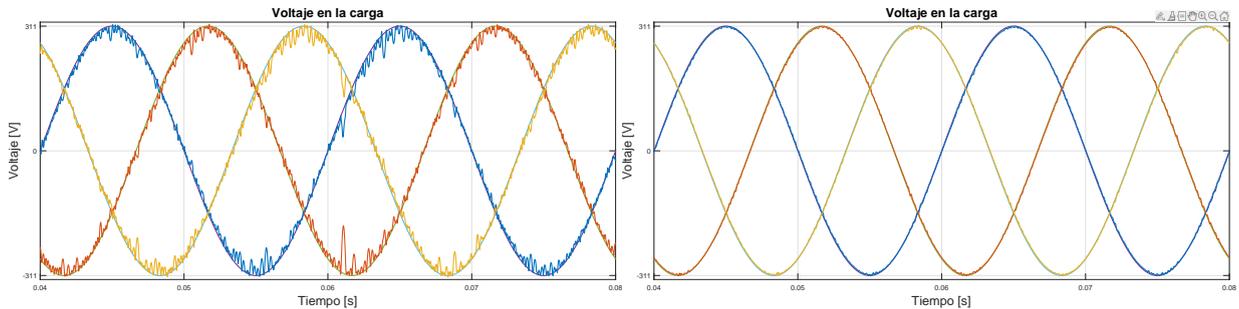
Tabla 4.7: Valores de THD para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.

Variable a evaluar	THD con carga no lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	4.85 %	1.08 %	4.50 %	1.33 %
Voltaje B	5.08 %	1.08 %	4.47 %	1.33 %
Voltaje C	5.07 %	1.09 %	4.46 %	1.36 %

Tabla 4.8: Valores de error en estado estacionario para carga no lineal ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.

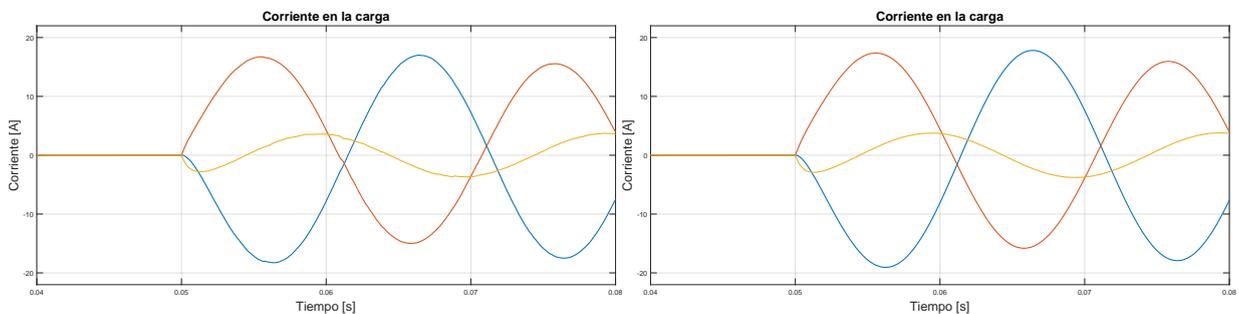
Variable a evaluar	Error con carga no lineal			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	3.12 %	0.90 %	3.07 %	0.81 %
Voltaje B	3.17 %	0.89 %	3.05 %	0.80 %
Voltaje C	3.19 %	0.91 %	3.06 %	0.81 %

Las Fig. 4.16 y 4.17 muestran el efecto que se produce al variar el valor de los componentes del circuito en los voltajes de carga, corrientes de carga y corriente en el filtro para una carga de tipo desbalanceada conectada al convertidor VSI.



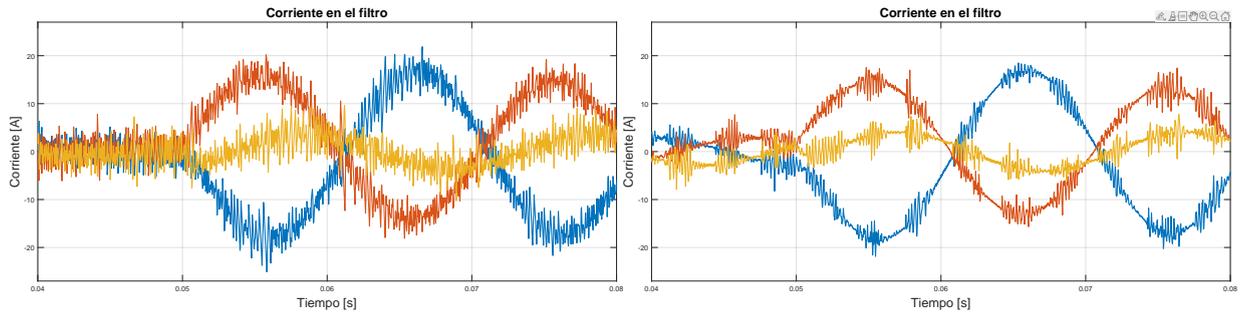
(a) Voltaje con condensador al 50 % del valor original con control a frecuencia fija.

(b) Voltaje con condensador al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



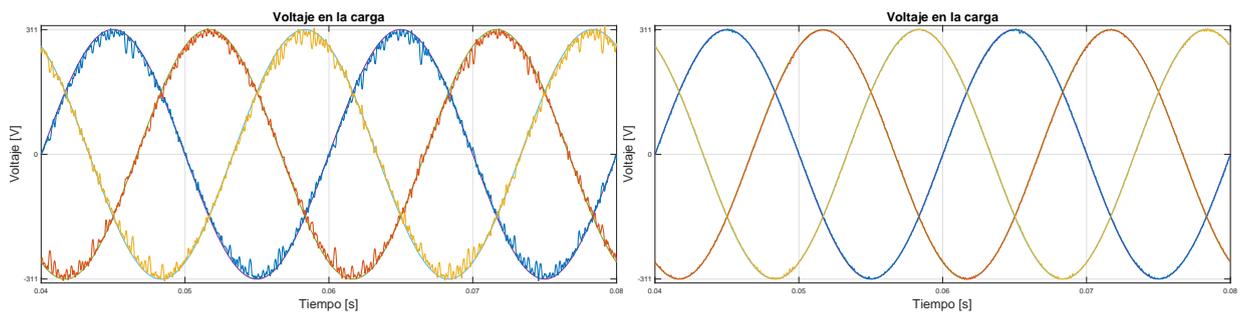
(c) Corriente con condensador al 50 % del valor original con control a frecuencia fija.

(d) Corriente con condensador al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.

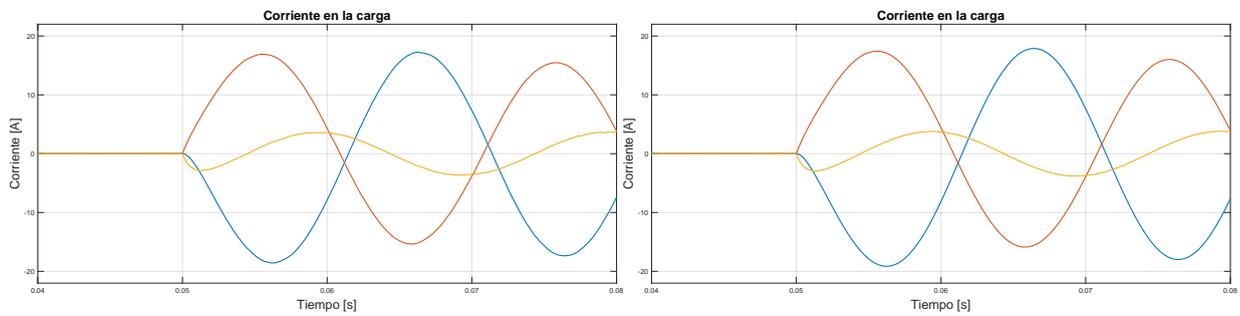


(e) Corriente en el filtro con condensador al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (f) Corriente en el filtro con condensador al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.

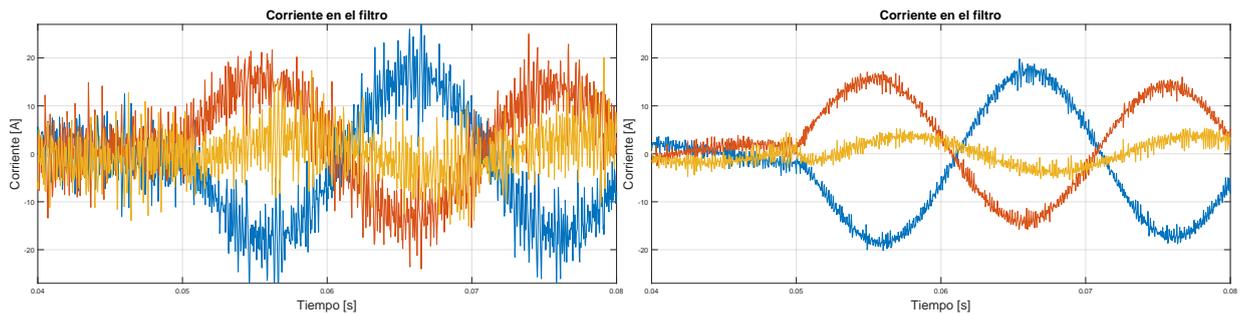
Fig. 4.16: Respuesta ante variación del valor en el condensador del convertidor VSI con carga desbalanceada con control operando a frecuencia fija.



(a) Voltaje con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (b) Voltaje con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



(c) Corriente con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (d) Corriente con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.



(e) Corriente en el filtro con inductor al 50 % del valor original con control a frecuencia fija. (f) Corriente en el filtro con inductor al 150 % del valor original con control a frecuencia fija.

Fig. 4.17: Respuesta ante variación del valor en el inductor del convertidor VSI con carga desbalanceada con control operando a frecuencia fija.

Se calcula el THD de los voltajes de fase para el caso de conexión de una carga desbalanceada, obteniéndose la Tabla comparativa 4.9, donde se muestra el cambio en el porcentaje de distorsión armónica presentes en la simulación. Análisis similar es presentado en la Tabla 4.10 para el error promedio entre las señales de voltaje generadas y las referencias.

Tabla 4.9: Valores de THD para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.

Variable a evaluar	THD con carga desbalanceada			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	5.89 %	0.73 %	4.71 %	0.55 %
Voltaje B	5.71 %	0.72 %	4.69 %	0.57 %
Voltaje C	5.60 %	0.73 %	4.68 %	0.56 %

Tabla 4.10: Valores de error en estado estacionario para carga desbalanceada ante variaciones en los valores de capacitancia e inductancia del filtro LC para control operando a frecuencia fija.

Variable a evaluar	Error con carga desbalanceada			
	Condensador 50 %	Condensador 150 %	Inductor 50 %	Inductor 150 %
Voltaje A	3.60 %	0.85 %	3.18 %	0.66 %
Voltaje B	3.56 %	0.83 %	3.17 %	0.63 %
Voltaje C	3.46 %	0.79 %	3.13 %	0.61 %

Los resultados muestran que ante una variación en los parámetros del filtro para una carga lineal en el algoritmo operando a frecuencia fija de conmutación, se obtienen variaciones en las mediciones de THD de hasta un 178 % respecto a los valores obtenidos sin la variación de los parámetros, en un 189 % para la evaluación ante una carga no lineal y para la carga desbalanceada se alcanzan variaciones de hasta un 235 %, siendo todos estos valores un cambio que va en deterioro de los voltajes generados. Los resultados muestran que a diferencia de la propuesta operando a frecuencia variable de conmutación, en este algoritmo la variación de ambos parámetros afectan en gran medida la operación del sistema, siendo los cambios escalón al 50 % del valor original de la capacitancia e inductancia los que provocan el deterioro de los voltajes generados, mientras que el cambio escalón al 150 % produce una mejora que va desde el 22.7 % ante la conexión de la carga de naturaleza no lineal y hasta un 67 % para la carga desbalanceada. Por otra parte, al igual que en el algoritmo operando a frecuencia variable de conmutación, el error presenta una tendencia a seguir el comportamiento presentado por la distorsión armónica, disminuyendo cuando se presenta el cambio escalón al 150 % de la capacitancia e inductancia, y aumentando cuando se presenta el cambio escalón al 50 % de estos mismos valores.

4.2.6. Efecto en la variación del tiempo de muestreo del algoritmo operando a frecuencia fija

Utilizando la misma estrategia que en el caso del algoritmo de control predictivo operando a frecuencia variable, se busca conocer el impacto que tiene en el desempeño global del algoritmo la elección de la frecuencia de muestreo y cómo esta afecta los niveles de THD presentes en el algoritmo. La evaluación se realiza comenzando con una frecuencia de muestreo mayor

a la utilizada. Se define el punto de partida en 50 kHz, disminuyendo de manera progresiva la frecuencia de muestreo hasta alcanzar el punto en que se supere el 5 % de THD máximo que se estipula en la recomendación de la IEEE 519-2014. Esto se realiza para el algoritmo de control predictivo de voltaje operando a frecuencia fija que rige el comportamiento del VSI, tanto para la conexión de una carga de naturaleza lineal como no lineal, dejando de lado la carga desbalanceada por sus datos intermedios entre las dos primeras cargas mencionadas.

Al analizar el comportamiento ante la variación en el tiempo de muestreo de la propuesta de control predictivo de voltaje operando a frecuencia fija, es posible obtener la gráfica de la Fig. 4.18. Se observa para el caso de conexión de una carga lineal puramente resistiva (curva azul), que desde una frecuencia de muestreo de 50 kHz a 40 kHz, se presenta un nivel de THD que ronda el 1 %, mostrándose solo un leve aumento de este valor a medida que el tiempo de muestreo se incrementa en este rango. Desde este punto, a medida que el tiempo de muestreo aumenta, también lo hace de manera más evidente la distorsión armónica de la señal de voltaje generada por el VSI, alcanzando el nivel de 5 % máximo permitido a una frecuencia que ronda los 17 kHz. Para el caso donde se evalúa la conexión de una carga de naturaleza no lineal (curva roja), se presentan valores de THD mayores que en el caso lineal, obteniéndose a una frecuencia de muestreo de 50 kHz valores cercanos al 1 %, creciendo de manera progresiva hasta alcanzar el límite de 5 % de THD a una frecuencia de 23 kHz. Para ambos casos, es posible notar una mejora en el desempeño del sistema en comparación al algoritmo operando a frecuencia variable, pudiendo cumplir con los límites establecidos en el estándar de la IEEE 519-2014 a una menor frecuencia de muestreo.

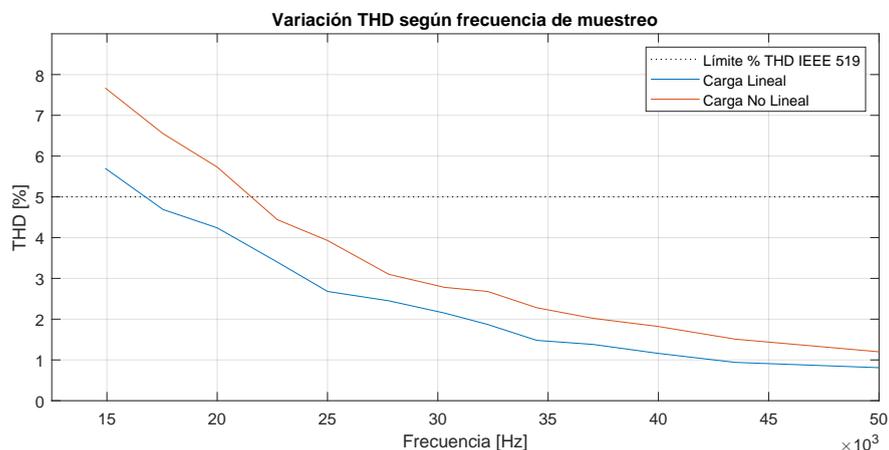


Fig. 4.18: Variación en el valor de THD según frecuencia de muestreo para control operando a frecuencia fija.

Al realizar este análisis se debe tener en consideración que la comparación de las propuestas operando a frecuencia variable y fija de conmutación se está realizando para un mismo tiempo de muestreo, pero dada la diferencia que existe en la aplicación de los vectores de estados óptimos de ambas propuestas al convertidor, la frecuencia de conmutación promedio en ambas propuestas para un mismo tiempo de muestreo es distinta, siendo siempre menor para el algoritmo operando a frecuencia variable de conmutación. La importancia de esta aclaración es que si se desea realizar una comparación en donde las frecuencias de conmutación

sean similares, se deberá modificar la frecuencia de muestreo de alguna de las dos propuestas.

En el caso de aumentar la frecuencia de muestreo del algoritmo operando a frecuencia variable para coincidir con la frecuencia de conmutación de la propuesta de control operando a frecuencia fija, se deberá aumentar hasta 125 kHz la frecuencia de muestreo del primer algoritmo. Al realizar este aumento de más de tres veces de la frecuencia de muestreo original, provocará una drástica reducción en el valor de THD de los voltajes generados, siendo cercanos al 0% según las pruebas realizadas. Por otro lado, si se reduce la frecuencia de muestreo del algoritmo operando a frecuencia fija hasta 9 kHz, se logrará que la frecuencia de conmutación promedio de este sea cercana a la frecuencia de conmutación del algoritmo de control operando a frecuencia variable, pero esto provocará un gran deterioro del controlador operando a frecuencia fija en cuanto a la eficacia del algoritmo para lograr seguir las referencias de voltajes dadas, superando ampliamente el valor de THD máximo establecido por el estándar IEEE 519-2014.

Producto de la diferencia en el desempeño que se produce por el uso de distintas frecuencias de muestreo en los algoritmos de control, es que se plantea la comparación bajo una frecuencia de muestreo única y no bajo una misma frecuencia de conmutación, ya que de esta forma se logra un comportamiento similar entre ambas propuestas, permitiendo el análisis ante distintas condiciones de operación y generar conclusiones según las respuesta de cada algoritmo. Debido a esto, se debe tener en cuenta que la comparación realizada en base a estos criterios puede conducir a una comparación que no toma en cuenta que la mejora producida por el algoritmo de control operando a frecuencia fija se debe en gran medida a este aumento en la frecuencia de conmutación de los transistores que conforman al convertidor.

4.3. Análisis de la propuesta

La propuesta planteada en este capítulo basada en un modelo predictivo de voltaje operando a frecuencia fija en el convertidor VSI con filtro LC muestra una mejora frente a la propuesta a frecuencia variable presentada en el capítulo 3. Estas diferencias se describirán a continuación.

El algoritmo operando a frecuencia fija planteado busca eliminar el principal inconveniente que presenta la propuesta de control predictiva clásica, que es operar a una frecuencia de conmutación variable, característica que provoca un aumento en la distorsión armónica de las señales generadas y que se produce por la selección en reiterados periodos consecutivos de un mismo vector óptimo a aplicar en el convertidor. Como se observa en la Fig. 4.5 se realiza la comparativa en el patrón de conmutación generado por ambas propuestas en un mismo intervalo cuando se intenta controlar el voltaje de salida ante la aplicación de una carga lineal. La Fig. 4.5a muestra al sistema operando con la propuesta clásica de control, siendo posible observar como es seleccionado un mismo vector en múltiples tiempos de muestreo consecutivos (recordar que la propuesta opera a una frecuencia de muestreo de 40kHz para ambos casos), mientras que la Fig. 4.5b correspondiente al algoritmo a frecuencia fija, el patrón es forzado a cambiar de estados en un mismo tiempo de muestreo, eliminando de este modo problemas relacionados a la variabilidad en la que operaba la primer propuesta.

La evaluación del algoritmo predictivo operando a frecuencia fija es evaluado para múltiples tipos de carga con el fin de cuantificar la calidad de las señales generadas y contrastar los datos obtenidos hasta el momento. La primera simulación del algoritmo de control predictivo operando a frecuencia fija se evalúa para una carga lineal puramente resistiva, generándose las gráficas de la Fig. 4.6 y obteniéndose los valores de THD y error de la Tabla 4.2. Los datos muestran una reducción aproximada de un 22 % en el porcentaje de distorsión armónica del voltaje trifásico ante la conexión de una carga de tipo lineal en el sistema cuando se compara con la propuesta clásica de control. De la misma forma, al evaluarse para una carga de tipo no lineal, los datos obtenidos en la Fig. 4.8 y la Tabla 4.3 muestran una reducción en la distorsión armónica en el voltaje trifásico generado en un 12 %, valor levemente peor que el caso lineal, pero mostrando mejoras en la respuesta del convertidor. Por último, al evaluar los datos obtenidos para la carga desbalanceada registrados en las Tablas 3.4 y 4.4 es posible encontrar que esta reducción es solo del 4 % pero, aunque menor que en los otros casos, es posible notar la tendencia del algoritmo operando a frecuencia fija a mantener valores de distorsión armónica menores que la propuesta operando a frecuencia variable. Del mismo modo, al analizar el error promedio que presentan las señales generadas respecto a la señal de referencia entregada, es posible encontrar una reducción de este en un 46 %, 37 % y 35 % para las cargas lineales, no lineales y desbalanceadas, respectivamente. Esta mejora en el sistema responde al patrón de conmutación a frecuencia fija de la propuesta planteada en este capítulo, la que al eliminar la variabilidad en el patrón de conmutación que presenta la propuesta de control clásica reduce la aparición de armónicos en el convertidor, lo que se traduce en una mejor calidad de los voltajes generados, una menor distorsión armónica y por tanto un menor nivel de THD y error en estado estacionario, aunque por otro lado estos resultados implican que también existe una mayor frecuencia de conmutación en relación al método clásico operando a frecuencia variable, lo que se traduce en mayores pérdidas debido a la conmutación de los semiconductores.

Al evaluar el efecto que provoca la variación de parámetros existentes entre el convertidor y los valores declarados en el algoritmo de control predictivo, es posible observar una variación en los niveles de distorsión armónica presentes en los voltajes generados, que si se comparan con los datos obtenidos en la propuesta de control operando a frecuencia variable, el caso operando a frecuencia fija responde de peor manera ante errores en la declaración de los parámetros del filtro LC especialmente ante el parámetro del condensador. Esta situación es menos notable en el caso de conexión de la carga lineal, pero ante los otros tipos de carga, el algoritmo de control operando a frecuencia variable presenta una mejor respuesta.

Modificando la frecuencia de muestreo para analizar el efecto que esta tiene en el algoritmo, se puede concluir que para una carga de tipo lineal, la mínima frecuencia de muestreo en la que puede operar la propuesta de control y aún así cumplir con el estándar IEEE 519-2014 es de cerca de 17 kHz, siendo una frecuencia menor que la alcanzada por la propuesta operando a frecuencia variable. Del mismo modo, al conectar una carga de tipo no lineal, es posible obtener un rendimiento mejorado respecto a la propuesta operando a frecuencia variable, obteniéndose un nivel de THD menor a 5 % a una frecuencia de 23 kHz en contraparte a los 24.8 kHz que alcanzaba la primera propuesta.

Los datos obtenidos al evaluar mediante simulación el algoritmo de control predictivo operando a frecuencia fija en el convertidor VSI, permiten concluir que incluso ante cargas de distinta naturaleza y diferencias ante los valores declarados en el algoritmo, este permite lograr un seguimiento correcto de las referencias de voltaje planteadas con valores bajos de distorsión armónica que no superan el 5% requerido para hacer de la propuesta válida para operar con cargas de carácter sensible, además de permitir una reducción en la frecuencia de muestreo mayor que la propuesta operando a frecuencia variable. Cabe destacar que esta mejora en el rendimiento del algoritmo planteado solo es posible cuando la declaración en los valores utilizados por el modelo matemático del controlador y el sistema real coinciden.

5. Propuestas de mejora, desarrollo y evaluación de algoritmos

A lo largo de este capítulo se estudiarán posibles mejoras a los algoritmos de control propuestos anteriormente, con el fin de aumentar el desempeño general de estos. El desarrollo de este capítulo tiene como objetivo sentar las bases para la elaboración de un algoritmo que presente mejoras comparativas a los anteriores en cuanto a rendimiento, seguimiento de referencias y/o cumplimiento de objetivos secundarios de control.

Se plantean diversas mejoras a las estrategias de control predictivo, las cuales integran los componentes estudiados con el fin de aumentar el rendimiento de los controles ya propuestos. Se planteará la lógica de control a implementar, se realizarán simulaciones y se hará un análisis detallado de la respuesta ante distintos enfoques para las propuestas de control. También se realizarán comparaciones para evaluar en qué medida las distintas modificaciones cambian la acción de control y por tanto la señal de voltaje generada por el VSI.

5.1. Integración de nuevos términos en la función de costo para objetivos secundarios de control

Las estrategias de control predictivo basadas en modelos tienen como ejes centrales dos elementos para asegurar su correcto funcionamiento: identificar correctamente el modelo matemático del sistema a controlar y seleccionar la función de costo adecuada que permita obtener el mejor rendimiento según el objetivo de control planteado. A partir de esto surgirán distintas propuestas que según la aplicación tendrán una mayor o menor validez.

Al inicio del documento se planteó el modelo matemático del convertidor VSI con un filtro LC en su salida y el set de estados finitos que permite la operación del convertidor de manera correcta. Este modelo matemático ha sido estudiado e implementado en diversos trabajos con resultados positivos, por lo que a pesar de no contar con un mayor número de variables que permitan una aproximación más cercana a la realidad, permite un buen balance entre eficacia y complejidad. Por otro parte, los objetivos de control no son estáticos, dependiendo en gran medida del uso que se le dará al equipo y el comportamiento que el diseñador desea para el convertidor. Considerando esto, es que a continuación se presentarán diversas funciones de costo que permitirán modificar y/o ajustar los objetivos de control del convertidor, para luego evaluar cómo las diversas estrategias modifican la operación del equipo.

5.1.1. Función de costo con objetivo de seguimiento de referencia

Hasta este punto, el único objetivo que se ha planteado al momento de seleccionar la función de costo que rige el comportamiento de los algoritmos de control predictivo operando a frecuencia variable y fija, ha sido el seguimiento de la referencia de voltaje trifásica. Este objetivo fue plasmado por la ecuación (3.5) en la propuesta operando a frecuencia variable, siendo la misma utilizada en la propuesta operando a frecuencia fija mostrada en la ecuación (4.1). Ambas ecuaciones hacen uso del error cuadrático para definir la acción de control a ejecutar, teniendo como forma general la ecuación (5.1). Esta expresión es una de las formas más simples que puede tomar una función de costo para el seguimiento de referencias,

pudiendo ser utilizadas en un convertidor para el seguimiento de corrientes en las coordenadas $\alpha\beta$, seguimiento de voltajes, control de potencia, entre otros. Otras formas por las que se puede optar al momento de seleccionar la función de costo para el seguimiento de referencias, es el uso del error absoluto (ecuación (5.2)) o el error integral (ecuación (5.3)). El uso de una u otra dependerá de la cantidad de términos que integrará la función de costo, no teniendo diferencias en los resultados al evaluar solo un término en las ecuaciones propuestas, pero siendo recomendable al momento de trabajar con más de un término la opción que calcula el error cuadrático, dado que de este modo los errores negativos tienen la misma acción que los positivos [63].

$$g = (x^* - x)^2 \quad (5.1)$$

$$g = |x^* - x| \quad (5.2)$$

$$g = \left| \int_k^{k+1} (x^*(t) - x(t)) dt \right| \quad (5.3)$$

El uso de este tipo de funciones de costo, permite obtener un seguimiento de referencias cuando estas son completamente conocidas, siendo de una implementación simple y requiriendo un bajo coste computacional para su evaluación. Hasta el momento, este ha sido el criterio para seleccionar la función de costo con la que operan ambas propuestas de control, pero a continuación se evaluarán otras opciones que permitirán integrar al algoritmo distintos objetivos de control que bajo ciertas circunstancias y aplicaciones pueden ser necesarias o incluso tener prioridad sobre el simple seguimiento de la referencia de voltaje deseada, sea esto por seguridad o por necesidad de operación.

5.1.2. Función de costo con objetivo en la minimización de la frecuencia de conmutación

Los convertidores de potencia tienen como elemento principal de diseño y operación a los transistores de potencia, por lo que el tipo, la calidad de construcción, la tecnología que poseen, las exigencias que se apliquen y las técnicas de control que se utilicen sobre estos, determinará en gran medida las capacidades, efectividad y eficiencia del convertidor. Al controlar el VSI, se desea que el comportamiento del transistor sea lo más parecido a un interruptor ideal, lo cual es fácilmente alcanzable por medio de software de simulación eléctrica, permitiendo al profesional que trabaje en el diseño del convertidor o en su control, minimizar las variables y perturbaciones a analizar en el proceso. En cambio, en una aplicación real el elemento semiconductor presentará características intrínsecas relativas a su construcción. Una de estas será la aparición de pérdidas asociadas al proceso de conmutación, siendo ocasionadas por el paso de la energía en la zona lineal de operación del transistor, mientras pasa de un estado de conducción a no conducción (y viceversa).

En ciertas aplicaciones será de especial interés reducir el número de conmutaciones que cada transistor efectuará, dado que un gran número de conmutaciones provocará pérdidas

de energía considerables que pueden provocar un aumento en la temperatura de los componentes del convertidor, la cual si no es disipada adecuadamente puede resultar en un daño prematuro de estos elementos [5].

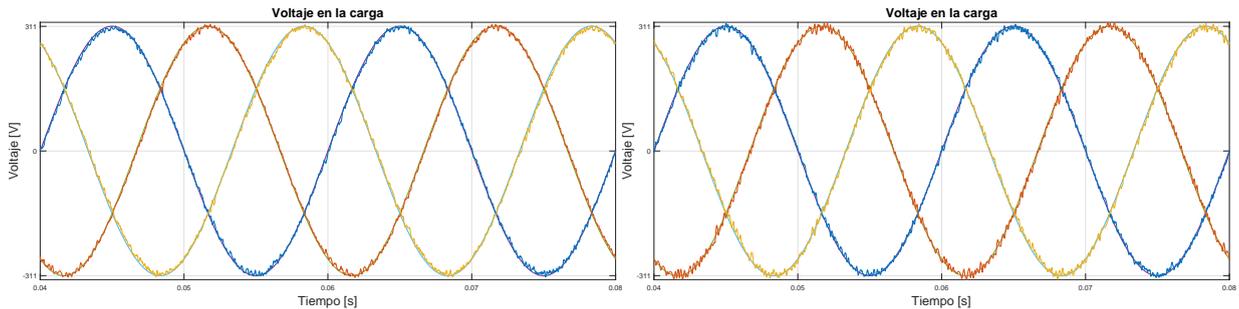
El nuevo término a agregar a la función de costo es dado por la ecuación (5.4). En esta se expresa el número de conmutaciones a realizar entre el estado aplicado previamente $S(k-1)$ y el estado actual $S(k)$ que se encuentra evaluando el algoritmo ¹.

$$F_{min} = (S_{a1}(k) - S_{a1}(k-1))^2 + (S_{b1}(k) - S_{b1}(k-1))^2 + (S_{c1}(k) - S_{c1}(k-1))^2 \quad (5.4)$$

Integrando este nuevo término a la función de costo original definida en la ecuación (3.5) del capítulo 3 se obtiene la ecuación (5.5). En esta, el término definido anteriormente se introduce como una suma ponderada mediante el factor de peso λ_{min} , el cual modificando su valor permite que sus términos provoquen una mayor o menor influencia en la acción de control del algoritmo predictivo.

$$G = (v_{\alpha}^* - v_{\alpha}(k+2))^2 + (v_{\beta}^* - v_{\beta}(k+2))^2 + \lambda_{min} F_{min} \quad (5.5)$$

Al evaluar el comportamiento del convertidor ante este nuevo término en la función de costo, se observa que la operación del convertidor en búsqueda del seguimiento de referencia de voltaje, se verá afectada negativamente en mayor o menor medida según el valor del factor de peso asignado λ_{min} . En la Fig. 5.1 se muestran los voltajes de fase generados para una carga lineal por el convertidor ante distintos valores de λ_{min} , notando que a medida que este valor aumenta, la distorsión de los voltajes también lo hacen.



(a) Voltaje en la carga con $\lambda_{min} = 0.15$.

(b) Voltaje en la carga con $\lambda_{min} = 0.40$.

¹Es necesario aclarar que para un horizonte de evaluación $N = 1$ con compensación de retardo como se ha hecho hasta el momento, estrictamente hablando, el estado anterior corresponde a $S(k+1)$ y el estado actual a $S(k+2)$, pero con el objetivo de mejorar su comprensión se plantea la ecuación (5.4) de este modo.

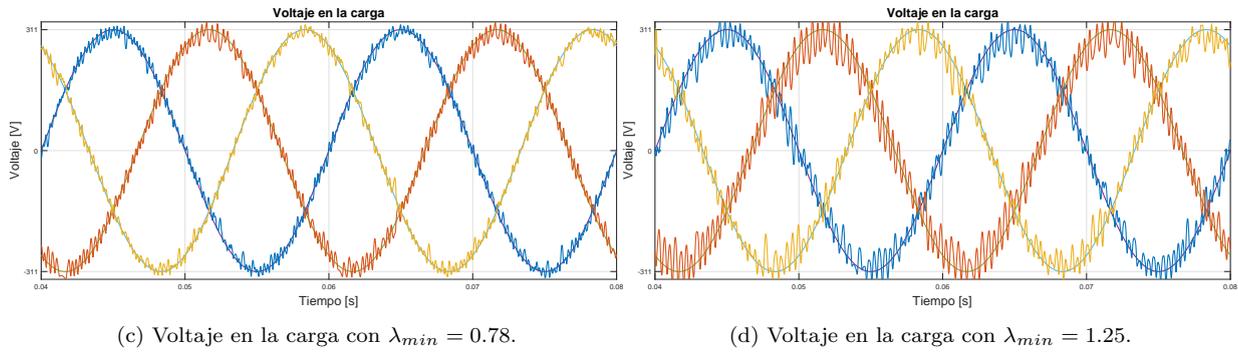


Fig. 5.1: Respuesta de voltajes en la carga con función de costo con minimización de frecuencia de conmutación para distintos valores de λ .

La distorsión observada en los voltajes de fase es producida directamente por la reducción en la frecuencia de conmutación de los transistores de potencia provocada por el nuevo término en la función de costo. La Tabla 5.1 muestra a modo de resumen el nivel de THD, errores y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{min} . El efecto producido por el factor de peso seleccionado tiene un impacto considerable en la acción de control del algoritmo predictivo. Tomando como referencia para una frecuencia de muestreo de 40 kHz, el algoritmo operando a frecuencia variable presentado tiene una frecuencia de conmutación promedio de 12.5 kHz en el transistor S_{a1} , pero con la implementación del término en la función de costo para la minimización de la frecuencia de conmutación, es posible aminorar esta de manera considerable, alcanzando una reducción de más de un 50 % solo modificando el factor de peso. Aunque la reducción pueda ser favorable, entre mayor sea esta reducción, mayor será el deterioro de la señal de voltaje generada, según los datos obtenidos para el nivel de THD y error promedio para las distintas fases mostrados en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{min} .

Factor de peso λ_{min}	% THD promedio	% Error promedio	Frecuencia conmutación promedio (kHz)
0	1.64	1.98	12.5
0.15	1.77	1.48	12.0
0.40	2.51	1.72	10.8
0.65	3.75	2.01	8.2
0.78	5.31	3.38	6.5
1.00	7.52	4.30	5.1
1.25	11.17	7.23	4.0

Para la evaluación del nuevo término en la función de costo, este se integró al algoritmo predictivo operando a frecuencia variable. Dado que se desea ver el efecto de los nuevos términos en el desempeño general del algoritmo, se decidió hacer la evaluación solo para una carga lineal, dado que extrapolando los datos obtenidos en los capítulos 3 y 4 es esperable que los niveles de THD y error promedio para cargas no lineales y desbalanceadas sean levemente mayores. También es importante señalar que el término de reducción de la frecuencia

de conmutación es incompatible con la estrategia operando a frecuencia fija, razón por la que no se realiza una implementación para este término en este tipo de algoritmo, del mismo modo que ocurre con la siguiente propuesta. Otra característica importante sobre la implementación de esta estrategia se encuentra relacionada con la selección del factor de peso λ_{min} . El factor de peso seleccionado variará entre una aplicación a otra, según la magnitud de los datos manejados por la función de costo y las variables del sistema, por lo que según la aplicación y criterios de diseño del sistema, para mismos valores de λ_{min} se producirán distintas respuestas del convertidor. Para el caso específico evaluado, los factores de peso seleccionados fueron escalados con el fin de que se mantuvieran cercanos a cero, para una mejor apreciación y comprensión del efecto de estos. Este escalado también se realiza en la implementación del siguiente objetivo de control, el cual permite que ante la selección de algún factor de peso, se provoque una acción similar en magnitud que la evaluada en este capítulo. Esta decisión se toma con el fin de ejemplificar de mejor manera el efecto de las distintas estrategias de manera teórica, por lo que ante una implementación los factores de peso seleccionados deben tener en cuenta este escalado.

5.1.3. Función de costo con objetivo de minimización de voltaje en modo común

El voltaje de modo común es un problema que afecta principalmente a equipos destinados al accionamiento de motores AC, ya que tienen un gran impacto al provocar daños en los rodamientos de los motores, fallas prematuras en la aislación, daños a conductores, entre otros [64]. Aunque estos problemas son claramente visibles en este tipo de máquinas eléctricas, un alto voltaje de modo común puede provocar problemas en otros tipos de sistemas, como lo es la deterioración prematura de paneles fotovoltaicos [65] y la aparición de interferencia electromagnética que puede afectar el funcionamiento de equipos cercanos [66].

La reducción del voltaje de modo común se puede lograr mediante distintas técnicas, tal como es mencionado en [67]. Estas pueden ser logradas mediante métodos activos o pasivos, como lo son el uso de filtros activos o técnicas de cancelación de ruido electromagnético, junto con la correcta selección de componentes pasivos que permitan atenuar los efectos de este problema. Debido a esto, es que se propone una función de costo para minimizar el voltaje de modo común utilizando una técnica de control predictivo de voltaje.

El voltaje de modo común puede ser reducido integrando un término que reduce de manera indirecta este voltaje, al aprovechar la proporcionalidad que existe entre los estados de los interruptores superiores del convertidor VSI y el enlace DC [68]. Este término es presentado en la ecuación (5.6). Luego, al integrarse a la función de costo original se obtiene la ecuación (5.7) cuyo factor de peso es definido como λ_{vmc} .

$$F_{vmc} = V_{dc} (S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}) \quad (5.6)$$

$$G = (v_{c\alpha}^* - v_{c\alpha}(k+2))^2 + (v_{c\beta}^* - v_{c\beta}(k+2))^2 + \lambda_{vmc} F_{vmc} \quad (5.7)$$

Al integrar el término de reducción de voltaje de modo común al algoritmo operando a frecuencia variable, es posible obtener los resultados mostrados en la Fig. 5.2, donde se

muestra el voltaje en modo común para distintos valores de λ_{vmc} . La Fig. 5.2a muestra el voltaje en modo común cuando el nuevo término de minimización no genera ningún efecto sobre el control, donde es posible apreciar una concentración de las muestras en la zona superior del gráfico, lo que puede provocar los problemas mencionados anteriormente. A medida que se eleva el factor de peso asociado al término de reducción de voltaje de modo común, se puede observar que el voltaje en modo común se reduce en una alta proporción, pero no es posible eliminarlo por completo.

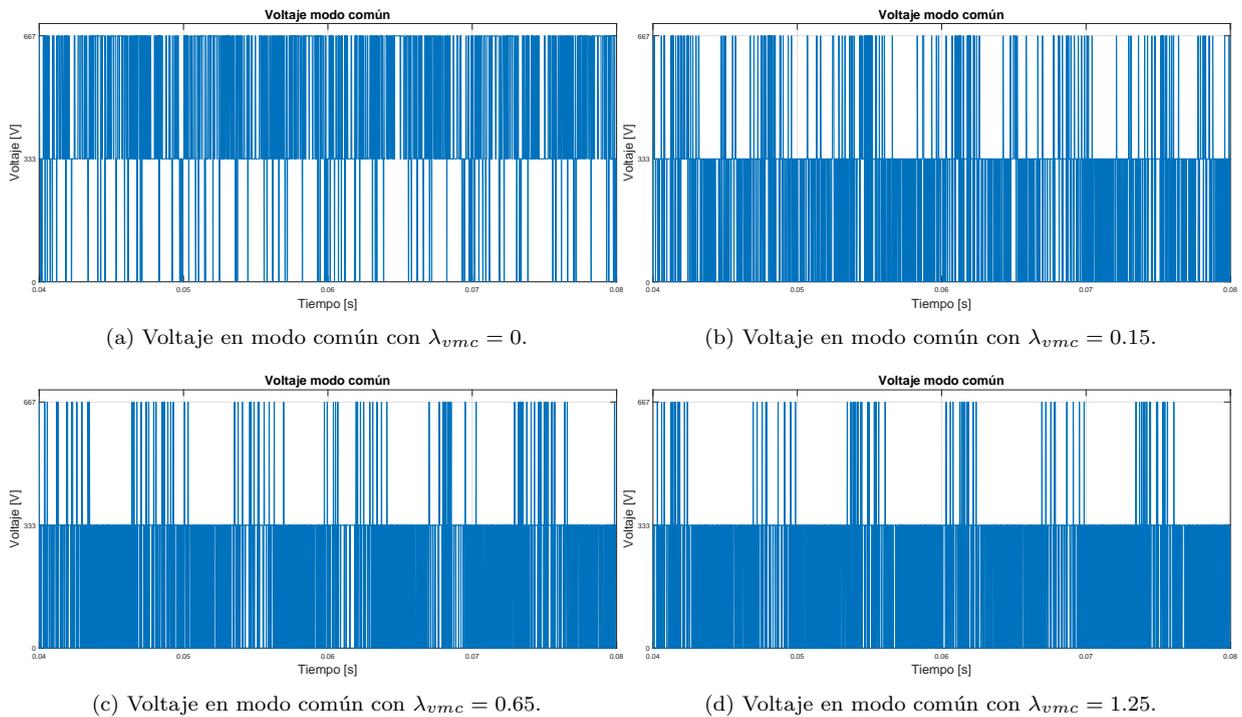


Fig. 5.2: Respuesta del voltaje en modo común para distintos valores de λ_{vmc} .

La Tabla 5.2 resume los resultados obtenidos para la evaluación del algoritmo predictivo operando a frecuencia variable con el término de reducción de voltaje de modo común. Se puede apreciar que incluso ante valores bajos de λ_{vmc} , el voltaje en modo común se reduce considerablemente sin dañar demasiado la calidad del voltaje, pero a pesar de que este valor se aumente, el voltaje en modo común no se reduce en gran medida, pero sí lo hace la calidad del voltaje al presentar mayor distorsión armónica y error promedio. También se puede notar que como efecto secundario se produce una reducción de la frecuencia de conmutación promedio a medida que el valor de λ_{vmc} aumenta, aunque esta reducción no es tan notable en comparación a la propuesta destinada a este objetivo particular. Debido a este efecto secundario que va relacionado a la reducción del voltaje en modo común, es que la evaluación de este término solo se implementa en el algoritmo a frecuencia variable y no en aquel operando a frecuencia fija.

Tabla 5.2: Valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{vmc} .

Factor de peso λ_{vmc}	% THD promedio	% Error promedio	Frecuencia conmutación promedio (kHz)
0	1.65	1.94	12.5
0.15	1.70	1.80	11.0
0.4	2.81	3.65	10.1
0.65	4.76	5.96	9.8
0.78	5.78	7.22	9.5
1.00	7.57	9.25	9.3
1.25	10.15	11.63	9.0

5.1.4. Función de costo con restricciones operacionales

El objetivo principal de cualquier controlador es mantener la salida del sistema con el menor error respecto a la referencia entregada por el usuario, pero durante el proceso pueden ocurrir perturbaciones en el sistema o acciones de control que provocan que ciertas variables o cantidades físicas alcancen valores no deseados y/o peligrosos. Para evitar que durante el proceso de control se produzca esta situación, es que se propone la integración dentro del algoritmo de control predictivo una serie de términos que restrinjan directamente las variables del sistema deseadas.

En un convertidor VSI las variables que pueden llegar a ser deseables limitar dependerán de la aplicación final del sistema, pero entre las más comunes pueden identificarse los voltajes de salida, las corrientes de la carga trifásica y/o las potencias entregadas por el inversor.

La ecuación (5.8) muestra una variable X en las coordenadas $\alpha\beta$, la cual puede ser reemplazada por cualquier otra variable que se tenga el deseo de limitar, siempre y cuando esta pueda ser determinada en cada paso de simulación. Se define que en caso de que la variable exceda alguno de los límites, tanto superior o inferior, el nuevo término adquirirá un valor que tienda a infinito, mientras que si estos no son superados, no se realizará ninguna acción. Estas condiciones producirán que ante la evaluación de un vector de estados que permita que los valores de la variable deseada excedan los límites, el controlador la elimine de las posibles respuestas de control. La ecuación (5.9) muestra la forma general de la función de costo que evalúa el voltaje, pero integrando el término que permite realizar restricciones operacionales. Se debe notar que a diferencia de los casos anteriores, el nuevo término no presenta un factor de peso, ya que lo que se busca es descartar directamente el estado que provoca que se supere alguno de los límites deseados.

$$F_{lim}(X_{\alpha\beta}) = \begin{cases} \infty & \text{si } -X_{m\acute{a}x} > X_{\alpha\beta} > X_{m\acute{a}x} \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (5.8)$$

$$G = (v_{c\alpha}^* - v_{c\alpha}(k+2))^2 + (v_{c\beta}^* - v_{c\beta}(k+2))^2 + F_{lim} \quad (5.9)$$

Los resultados comparativos de la integración de una restricción estricta de corriente en el filtro en el algoritmo de control operando a frecuencia variable son mostrados en la Fig.

5.3. Las Fig. 5.3a y 5.3b muestran la corriente en el filtro y el voltaje en la carga respectivamente para una carga de tipo lineal. En estas se pueden ver como existen picos de corrientes elevados en el estado transiente de la puesta en marcha del convertidor, además de cierta inestabilidad de los voltajes de carga en el intento de seguir las referencias establecidas. Del mismo modo es posible encontrar este comportamiento ante la conexión de una carga a los 0.1s, pero en menor grado que la primera situación descrita.

La integración de la restricción estricta para el valor máximo de corriente admisible (definido en 25A para la simulación), permite obtener los resultados mostrados en las Fig. 5.3c y 5.3d para la corriente en el filtro y el voltaje en la carga respectivamente. En estas es posible notar cómo son reducidos los picos elevados de corrientes del estado transiente de la puesta en marcha del VSI, evitando así la posibilidad de alcanzar valores de corrientes fuera de los parámetros de diseño del convertidor que pueden desembocar en una falla del sistema. Notar también que el pequeño peak de corriente producido ante la conexión de la carga a los 0.1 segundos también es atenuada levemente, asegurando también que se cumplan los límites ante conexiones de cargas de distinta índole.

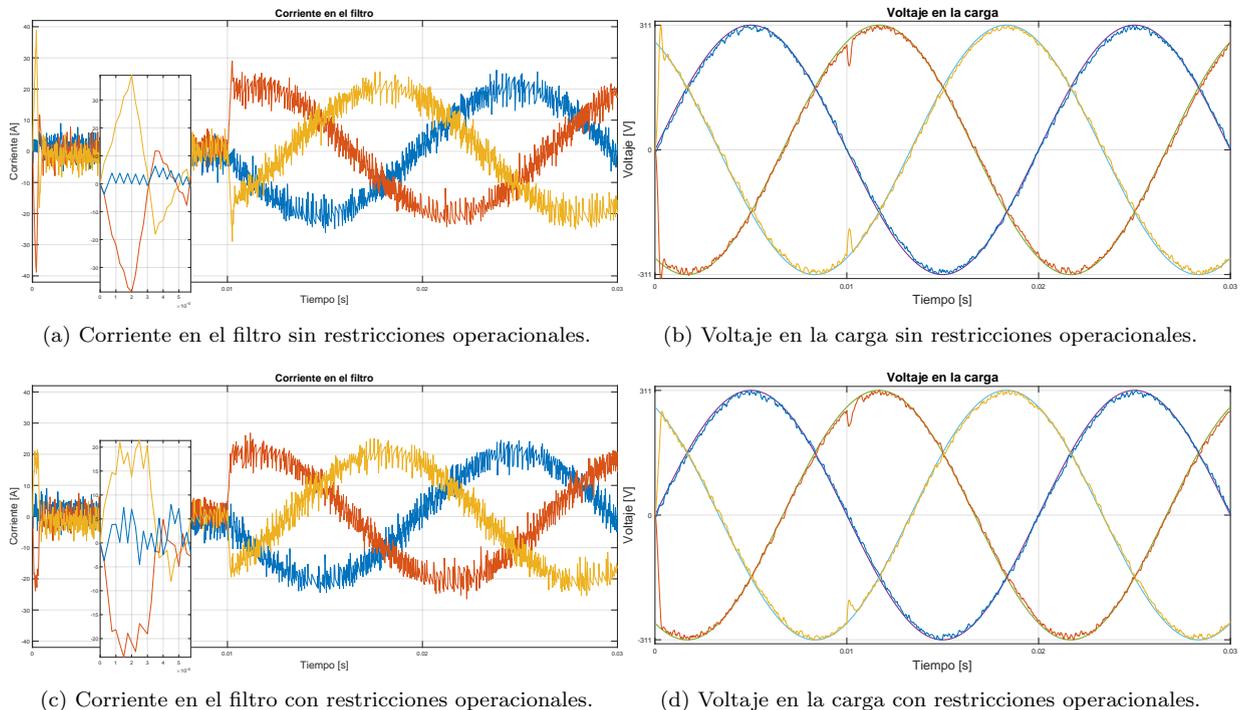


Fig. 5.3: Respuesta ante restricción estricta de corriente de filtro en algoritmo operando a frecuencia variable.

La integración de la restricción estricta de corriente bajo las mismas condiciones mencionadas, pero en el algoritmo operando a frecuencia fija, produce los resultados mostrados en la Fig. 5.4. Los picos de corrientes en el filtro del transiente de puesta en marcha del equipo descritos en los párrafos anteriores, también pueden ser observados en la Fig. 5.4a, junto con el voltaje en la carga asociado a esta situación de la Fig. 5.4b. Se observa que sin la restricción de corriente existen picos en los valores medidos de estas, además de inestabilidades en los voltajes en la carga producidos. La situación es mejorada en gran medida

por la integración de la restricción estricta de corriente admisible, obteniendo los resultados para las corriente del filtro y voltajes de carga mostrados en las Fig. 5.4c y 5.4d respectivamente. En estas es posible que tantos los picos de corriente y la inestabilidad en los voltajes de carga en el transiente de puesta en marcha del convertidor son atenuados en gran medida. Resultados similares ocurren en el momento de conexión de la carga lineal. Estos resultados prueban la efectividad en la limitación de variables mediante restricciones estrictas integradas al algoritmo, lo que permite una operación más segura del sistema.

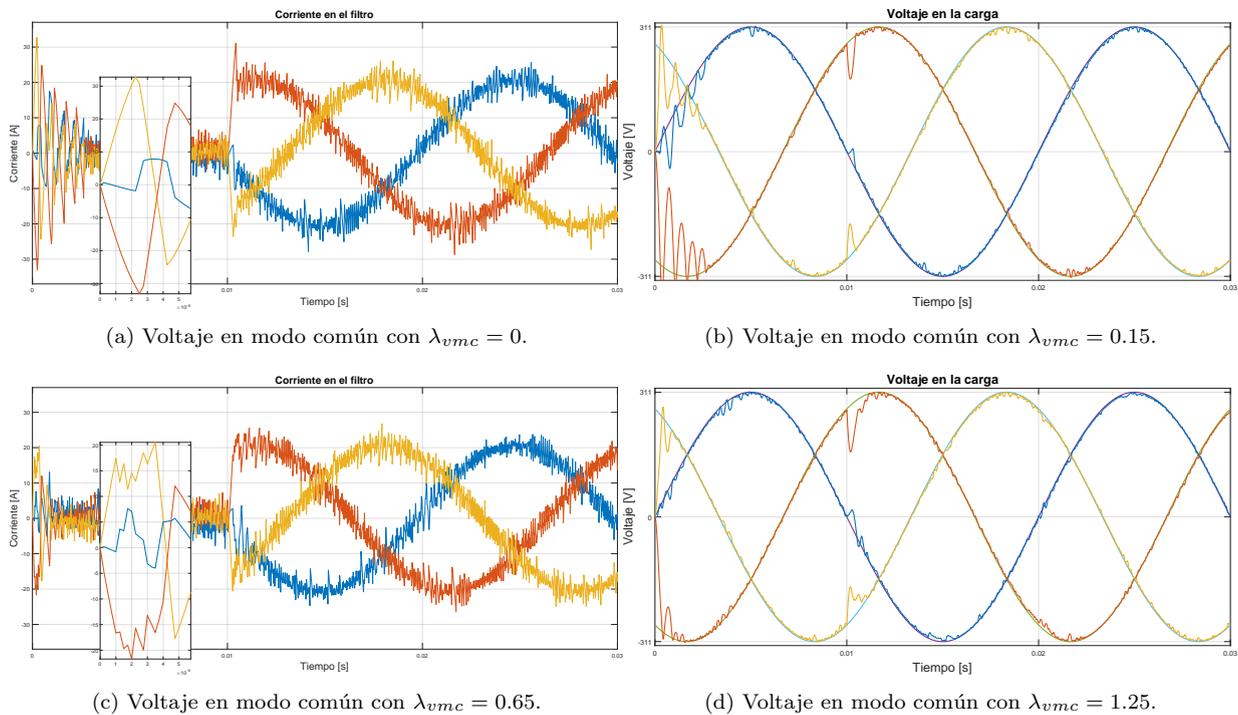


Fig. 5.4: Respuesta ante restricción estricta de corriente de filtro en algoritmo operando a frecuencia fija.

De la misma forma como fue implementada la limitación de corriente en el filtro, que tiene como efecto secundario la limitación de la corriente en la carga y la amortiguación de los voltajes de la carga en los estados transientes del convertidor, es posible limitar otras variables del sistema, tal como lo puede ser la potencia entregada por el sistema.

5.1.5. Función de costo con restricción de contenido armónico

Dentro de los efectos secundarios que puede producir la constante conmutación de los semiconductores de potencia del convertidor VSI, es la aparición de contenido armónico en las variables de voltaje y corriente, aunque también elementos externos como resonancias del sistema o fuentes de alimentación pueden producir en mayor o menor medida este efecto [69].

Ante la posible aparición de armónicos no deseados en alguna de las variables, se propone la integración de un filtro a la función de costo evaluada en el algoritmo de control predictivo. Para el caso evaluado, es posible a partir del error entre el voltaje de referencia y el voltaje de salida del convertidor corregir el espectro armónico de este [70], mediante la aplicación

de un filtro de tiempo discreto.

El error entre las señales de referencia y las muestreadas son definidas en (5.10) y (5.11) para α y β . A partir del error la nueva función de costo tendrá la forma mostrada en la ecuación (5.12), donde B es la forma caracterizada del filtro digital a implementar y que puede ser expresado en términos de la función de transferencia en el dominio Z dado en (5.13) [71].

$$e_{v\alpha} = v_{\alpha}^* - v_{\alpha}(k + 2) \quad (5.10)$$

$$e_{v\beta} = v_{\beta}^* - v_{\beta}(k + 2) \quad (5.11)$$

$$F_{filtro} = [B(e_{v\alpha})]^2 + [B(e_{v\beta})]^2 \quad (5.12)$$

$$B(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_Nz^{-N}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_Mz^{-M}} \quad (5.13)$$

El diseño del filtro B tendrá implicaciones en la forma del espectro del error de la señal seleccionada (en este caso voltaje de salida) y por tanto en la señal final. Como es explicado en [70] a partir de trabajos anteriores, el error tenderá a tener un espectro de frecuencias similar al inverso de B , por lo que si el filtro es diseñado de forma de tener una respuesta estrecha como es el caso de los filtros de tipo rechaza banda, puede ser obtenida un espectro de la frecuencia de conmutación similar a la inversa de B .

El filtro rechaza banda seleccionado será del tipo Butterworth. Este filtro es uno de los filtros digitales básicos existentes y tiene la particularidad de producir una respuesta plana hasta las frecuencia de corte de la banda seleccionada, donde la señal es atenuada en gran medida [72].

Para el caso evaluado el filtro Butterworth implementado, fue diseñado para tener una frecuencia de corte entre 2.9 kHz y 3.1 kHz. Los parámetros del filtro seleccionados para la ecuación (5.13) son dados en la Tabla 5.3. La Fig. 5.5 muestra el voltaje en la carga cuando la función de costo original es reemplazada por la función de costo de la restricción de contenido armónico.

Tabla 5.3: Parámetros de filtro Butterworth.

Parámetro	Valor
N	4
M	4
b_n	[0.9780 -3.4862 5.0626 -3.4862 0.9780]
a_m	[-3.5249 5.0621 -3.4474 0.9565]

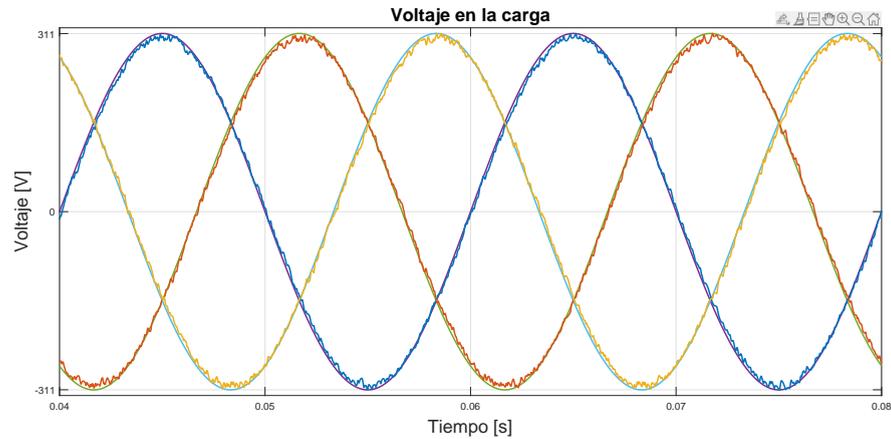


Fig. 5.5: Voltaje en la carga lineal con restricción de contenido armónico.

En la Fig. 5.5 se puede notar cómo el controlador es capaz de seguir las referencias de voltaje entregadas de manera correcta cuando la función de costo es reemplazada por la expresión del filtro Butterworth, obteniendo un grado de THD que alcanza 1.64 % y un error promedio de 1.91 %, valores similares a los obtenidos por el algoritmo operando a frecuencia variable sin modificación. Por otro lado, cuando se evalúa los resultados relacionados con el objetivo secundario de control enfocado a la restricción del contenido armónico, los resultados no se muestran tan favorables. La Fig. 5.6 muestra el contenido armónico de una de las fases del convertidor, en la cual se observa que no existe una tendencia a que este se concentre en el punto para el que fue diseñado el filtro y que debería corresponder teóricamente a la inversa de la respuesta del filtro Butterworth mostrado en la Fig. 5.7. El algoritmo fue testeado para otras frecuencias de diseño menores y mayores con resultados similares, obteniendo buen seguimiento de referencias, pero sin buenos resultados para la restricción de contenido armónico. Los resultados ante la implementación de esta función de costo aplicada al algoritmo de control operando a frecuencia fija produce resultados similares a la evaluación del algoritmo operando a frecuencia variable, por lo que estos se omiten al no presentar datos de relevancia para el análisis.

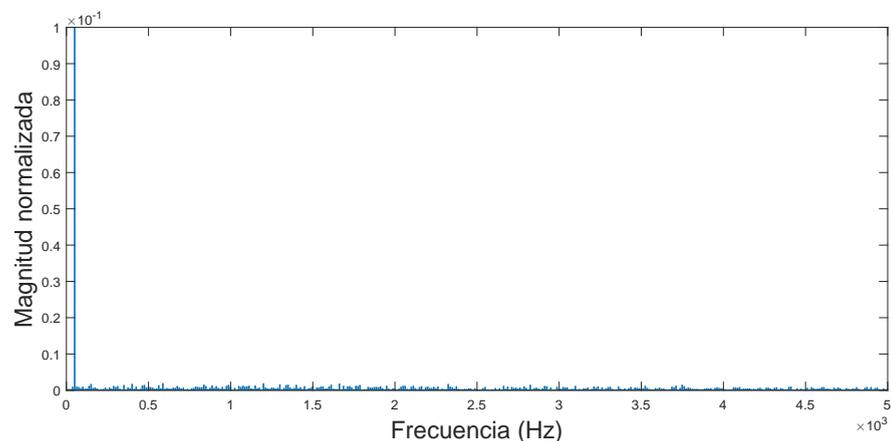


Fig. 5.6: Espectro armónico del voltaje en la carga.

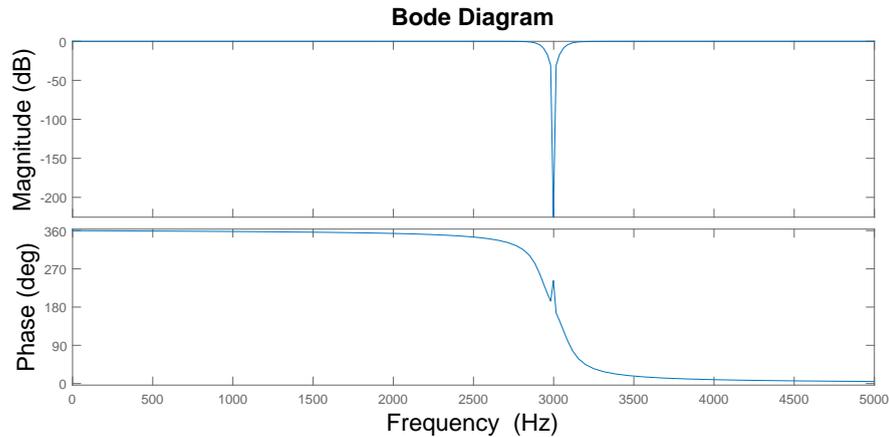


Fig. 5.7: Diagrama de bode de filtro Butterworth implementado.

Aunque la restricción de contenido armónico no se logra de manera correcta, se puede observar cómo el contenido armónico es de baja magnitud para todas las frecuencias fuera de la fundamental cuando se intenta restringir esta en las señales de voltaje del convertidor. Esta no es la respuesta esperada basada en la literatura que enfoca esta solución al control de corriente como es visto en [70] y [73], donde se puede observar una clara restricción del contenido armónico. Aunque la restricción de contenido armónico es más favorable al intentar manipular la forma de esta en controles enfocados a corriente, existen trabajos que respaldan esta implementación en algoritmos de control de voltaje como es visto en [6], por lo que deberá evaluarse la situación particular de la aplicación y así determinar si es una solución acorde a las necesidades del proyecto.

La restricción del contenido armónico del voltaje generado, busca acotar en gran medida la respuesta del convertidor, lo que a su vez permite tener una respuesta esperada conocida en la que los elementos puedan entrar en resonancias indeseadas. En el caso del convertidor VSI con filtro LC en su salida, el conocer el espectro armónico de la salida de voltaje puede ser de gran importancia al permitir el diseño de los parámetros del filtro LC de manera más precisa, ya que al poseer información de las frecuencias en que estos elementos puedan entrar en resonancia, es posible delimitar de mejor manera la frecuencia de corte de este, y así no realizar una sobredimensión innecesaria que aumenta el volumen y el costo del convertidor.

5.1.6. Discusión sobre funciones de costo

Una de las importantes ventajas que presentan los algoritmos de control basados en modelos predictivos, es la sencilla implementación de distintos objetivos de control tal como fue presentado en este capítulo. La integración de distintos términos a la función de costo permite lograr un balance entre el objetivo principal de seguimiento de referencia de voltajes en el convertidor VSI y objetivos secundarios que pueden ser de interés en distintas situaciones, todo mediante el uso de un factor de peso que define la contribución a la función original.

Los distintos términos definidos en este capítulo, permiten alcanzar algunos de los objetivos secundarios más usuales en sistemas de potencia de esta clase, como lo son la reducción

de la frecuencia de conmutación y las restricciones estrictas para limitar las magnitudes de ciertas variables que pueden desencadenar problemas en la operación normal del sistema. Aunque lograr estos objetivos secundarios ayudan a mejorar la estabilidad general del sistema y asegurar la operación en rangos deseados, la implementación de cada uno de estos nuevos términos tiene como consecuencia directa la reducción en la calidad obtenida del voltaje de salida del convertidor, debido a que en la búsqueda de alcanzar los objetivos secundarios, no siempre será seleccionado el vector idóneo para alcanzar las referencias de voltaje deseadas, y aunque estas puedan ser reguladas mediante los factores de peso, se deberá buscar un balance entre la calidad de la salida de voltaje del convertidor y los objetivos secundarios, lo que generalmente se traduce en un trabajo de prueba y error.

La integración de los objetivos secundarios de control vistos, deben ser evaluados según el objetivo primario del controlador, la estrategia utilizada y el efecto que tiene sobre el sistema, ya que tal como se explicó, algunos de estos términos son incompatibles según la estrategia utilizada o no tienen un efecto notorio sobre el sistema por más que se eleve el factor de peso utilizado. Esto es identificado al utilizar los términos enfocados a la reducción de la frecuencia de conmutación y reducción del voltaje en modo común, donde es posible reducir en gran medida estas variables en la propuesta operando a frecuencia variable, pero es incompatible con la propuesta operando a frecuencia fija, dado que ambos términos tienen como efecto la reducción en la frecuencia de conmutación del convertidor, lo que no es posible de lograr en el algoritmo operando a frecuencia fija, pero que al intentarlo de todos modos, solo logran reducir la calidad de la salida de voltaje al no seleccionarse los vectores de estados óptimos. Por otro lado, las restricciones estrictas tienen un buen comportamiento en ambas propuestas, permitiendo reducir, para el caso evaluado, las corrientes máximas permitidas en el filtro, asegurando una operación más segura. De la misma forma, la función que permite la restricción del contenido armónico puede ser implementada en ambas propuestas, y aunque estas permiten lograr el seguimiento de las referencias de voltaje con eficacia, no tienen un gran efecto en lograr el objetivo de restringir el contenido armónico a una zona específica del espectro, especialmente en la propuesta operando a frecuencia fija, debido al forzoso cambio de estados de los transistores que provoca la etapa de modulación de este algoritmo.

El uso de términos nuevos en la función de costo con el objetivo de satisfacer objetivos secundarios de control, es de simple implementación en el algoritmo de control predictivo del convertidor VSI con filtro LC en su salida, pero debe ser evaluado con más detalle si este objetivo entra en conflicto con la naturaleza de la propuesta de control seleccionada o si tiene un efecto poco deseable o nulo sobre el objetivo principal definido. Por otro lado, seleccionar el grado con el que afecta este nuevo término a la función de costo original es sencillo, dado que se basa en seleccionar un factor de peso que ponderará este efecto y se añadirá a la función de costo original. Esta tarea aunque simple, lograr el balance correcto entre el objetivo principal, que es seguir las referencias de voltaje con la menor distorsión armónica posible manteniendo además un error promedio bajo respecto a estas, y los objetivos secundarios, es un trabajo que se basa en la prueba y error, dado que un factor demasiado elevado priorizará el objetivo secundario, dejando de lado el seguimiento de la referencia, lo que a su vez desencadena en valores elevados de THD y error promedio, pero uno demasiado bajo no contribuirá de manera significativa a alcanzar el objetivo secundario.

5.2. Control predictivo secuencial

5.2.1. Control mediante funciones multi-objetivo

Una de las versatilidades que entrega la implementación de un controlador que utilice un modelo predictivo, es la posibilidad de implementar múltiples objetivos de control como se revisó en el capítulo 5.1. Estos nuevos términos integrados a la función de costo permiten que el controlador sea capaz de seguir, además del objetivo principal, objetivos secundarios o terciarios, pero para lograr una correcta implementación, los factores de pesos deben ser seleccionados adecuadamente, de modo que el objetivo principal no se vea afectado de manera negativa de manera excesiva. De este modo, el proceso de seleccionar factores de peso adecuados que entreguen una buena compensación entre el objetivo primario y secundario pasa a ser una tarea de prueba y error, que según la cantidad de objetivos definidos y el grado en que este afecten al sistema puede tornarse una tarea larga y tediosa que no necesariamente entregará los mejores resultados [74, 75]. Teniendo en cuenta esta situación se presenta una propuesta que busca mejorar y facilitar la implementación de un control predictivo de voltaje para el convertidor VSI con filtro LC , mediante la integración de un control en cascada para cada función de costo, denominado modelo de control predictivo secuencial (Sequential Model Predictive Control (SMPC)).

5.2.2. Implementación de control predictivo secuencial

El control SMPC permite la eliminación de los factores de peso en los términos de los objetivos secundarios de la función de costo, mediante la evaluación por etapas de los objetivos seleccionados. Esta metodología permite la separación de los objetivos de control, que a diferencia del uso de la ponderación mediante factores de peso en una única función de costo, permite la evaluación de los estados posibles del VSI para cada objetivo de manera independiente.

La implementación de SMPC se realiza de forma análoga al control predictivo operando a frecuencia variable. En esta en un primer paso se realizan las mediciones de las variables (voltaje y corriente), luego se realizan las estimaciones correspondientes para un horizonte de predicción $N = 1$ con compensación de retardo, donde serán evaluados todos los vectores de los estados posibles de los transistores que componen al VSI. En este punto si se siguiera la estructura de la propuesta clásica, se seleccionaría el vector de estados que minimiza la función de costo (mono-objetivo o multi-objetivo) y se aplicaría al convertidor, pero en el control secuencial la propuesta varía. Luego de la estimación para los 7 vectores de estados en la primera función de costo, se ordenarán de menor a mayor estos, teniendo como criterio cuáles producen un menor valor a la función de costo. Una vez ordenados se seleccionarán los mejores vectores de estado y serán estos los que se evaluarán en la segunda función de costo definida. Con esta segunda evaluación el vector de estados que minimice la función de costo será el seleccionado para aplicar al VSI. El proceso descrito sigue el diagrama de flujo mostrado en la Fig. 5.8.

La selección de la primera función de costo g_1 y la segunda g_2 tendrá un efecto en la prioridad de los objetivos de control, siendo la función g_1 el objetivo principal de control, mientras que g_2 será el objetivo secundario. Este será el método utilizado, pero este orden

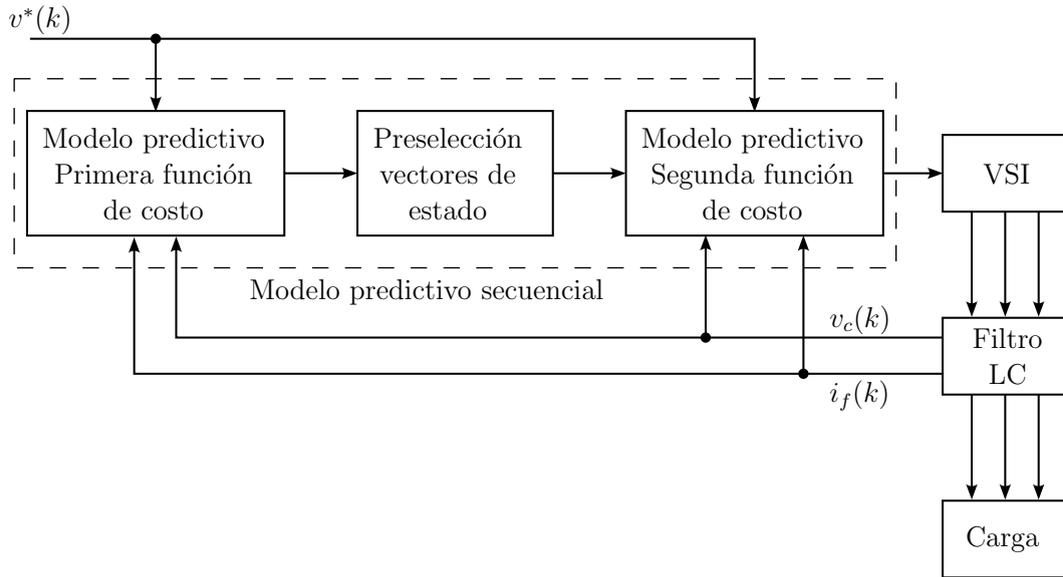


Fig. 5.8: Esquema de control predictivo secuencial propuesto.

podrá ser invertido mientras sea corregido el número de vectores que son evaluados en la segunda función de costo como es estudiado en [68].

Para el caso estudiado se ha seleccionado como objetivo principal el seguimiento de la referencia de voltaje del convertidor, mientras que como objetivo secundario se mostrarán las diferentes funciones de costo definidas en el capítulo 5.1.

De forma general, el proceso para implementar el control SMPC es el siguiente:

1. Obtener mediciones de los valores para el periodo k de la corriente en el filtro i_f y el voltaje en el condensador v_c .
2. Realizar predicciones para el valor de voltaje de salida y corriente en el filtro para el periodo $k + 1$ considerando el voltaje que está siendo aplicado por el convertidor en el periodo actual.
3. Realizar predicción del voltaje v_c para el periodo $k + 2$ para todas las posibles combinaciones que el convertidor puede generar, utilizando los valores calculados en el punto anterior.
4. Evaluar en la función de costo primaria todas las predicciones y ordenar de menor a mayor los vectores de estado que minimicen esta.
5. Seleccionar la cantidad de vectores de estado deseados con los menores valores para g_1 .
6. Evaluar en la función de costo secundaria los vectores de estado encontrados anteriormente.
7. Seleccionar el vector de estado que minimiza g_2 para ser aplicado en el siguiente periodo.

El algoritmo de control SMPC tiene una buena compatibilidad con el algoritmo de control predictivo operando a frecuencia variable, pero no así con el control predictivo operando a frecuencia fija, debido a que en este último el uso de varios vectores de estado en cada iteración provoca que la integración de un control secuencial complejice en gran medida el algoritmo, además de no presentar buena respuesta por el cambio forzado de los estados de los transistores en cada iteración. Debido a esto, es que se presentarán simulaciones solo para la propuesta operando a frecuencia variable.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos con la implementación del algoritmo SMPC operando a frecuencia variable. Las simulaciones fueron hechas considerando para la primera evaluación la función de costo con el seguimiento de referencia de voltaje del convertidor, y como segunda evaluación las funciones de costo asociadas a los términos de los objetivos secundarios de control. Para cada una de las implementaciones se seleccionan dos vectores de estados para evaluar en la segunda función de costo, ya que un mayor número provoca una distorsión excesiva del voltaje de salida del convertidor. Esta situación es particular para la aplicación evaluada, ya que existen trabajos con objetivos distintos al seguimiento de referencia de voltaje donde se estudia el efecto de seleccionar un mayor o menor número de vectores de estado que se evaluarán en la segunda función de costo [68, 75]. En una primera instancia, se utiliza como segunda evaluación el objetivo de disminución de la frecuencia de conmutación, luego la minimización del voltaje en modo común y por último la restricción de contenido armónico. A cada una de estas 3 propuestas se les fue integrado la restricción estricta de corriente para mejorar el desempeño general del algoritmo y que no se produjeran inestabilidades en la respuesta del control sobre todo ante la ausencia de carga.

La Fig. 5.9 muestra el voltaje generado con la implementación del algoritmo SMPC con objetivos de control de seguimiento de referencia de voltajes y disminución de frecuencia de conmutación. Las simulaciones dan como resultado una disminución desde una frecuencia de conmutación promedio de 12.5 kHz, sin la aplicación del algoritmo de reducción, a una frecuencia de conmutación promedio de 9.5 kHz, significando una reducción de un 24 % en esta. El nivel de THD promedio para cada fase se sitúa cerca del 3.5 % mientras que el error promedio en 2.05 %. Estos datos son similares a los encontrados en la implementación de la reducción de frecuencia de conmutación mediante la ponderación por factores de peso encontrados en el capítulo 5.1.2.

La Fig. 5.10 muestran los resultados obtenidos con la implementación del algoritmo SMPC con objetivos de control de seguimiento de referencia de voltajes y reducción del voltaje en modo común. La Fig. 5.10b muestra los valores del voltaje en modo común, notándose una clara mejora respecto al uso del término ponderado mediante factores de peso, al eliminar los voltajes de la zona superior del gráfico que no pudieron ser eliminados incluso con altos valores para el factor de peso λ_{vmc} . Esta mejora en la disminución de los voltajes de modo común se da a cambio de una reducción de la calidad del voltaje en la carga generado. La Fig. 5.10a muestra los voltajes de fase generados con esta propuesta de control, los que presentan un nivel de THD promedio de 4.55 % y un error promedio de 3.16 %, valores que aunque peores que los alcanzados con el algoritmo original, presentan una mejora respecto a los obtenidos mediante el uso de factores de peso en cuanto a los resultados medidos para el voltaje en modo común. Esta propuesta permite un balance adecuado si la reducción del voltaje en modo común es un objetivo importante para la aplicación evaluada, de otro modo

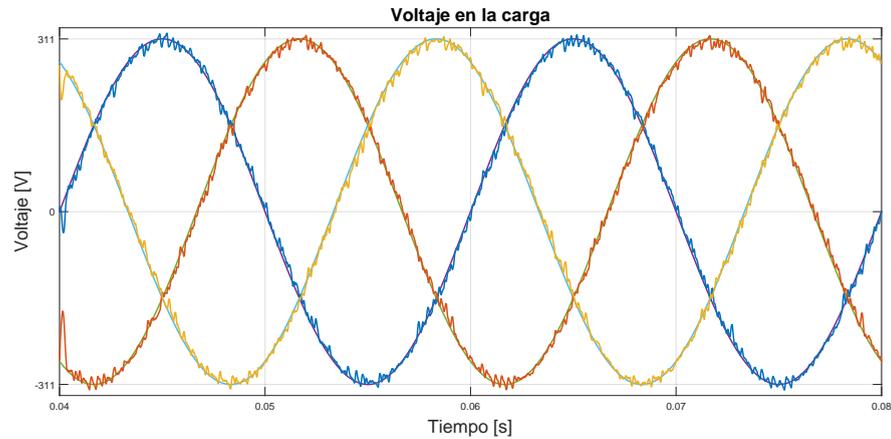


Fig. 5.9: Respuesta de voltaje en la carga con control secuencial de referencia de voltaje y minimización frecuencia de conmutación.

puede ser preferible utilizar los factores de peso para encontrar otra configuración donde se conserve una mejor calidad del voltaje generado.

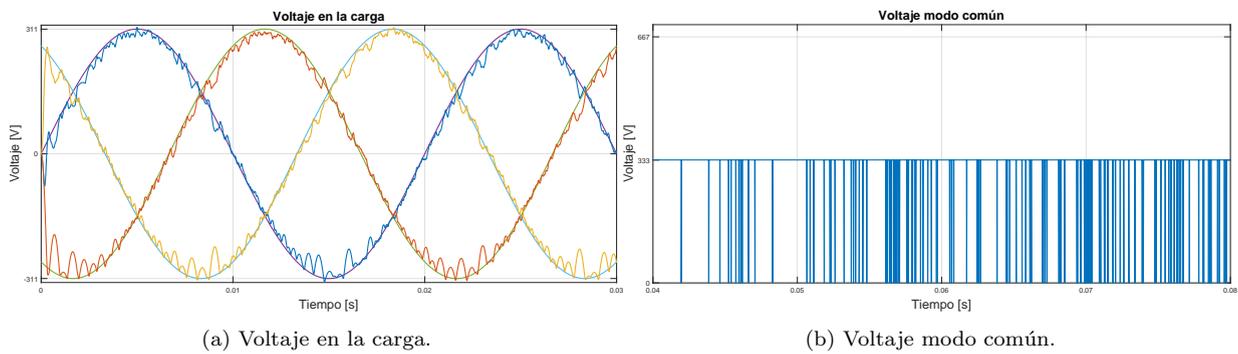


Fig. 5.10: Respuesta en voltaje de carga y modo común con control secuencial de referencia de voltaje y minimización voltaje modo común.

La Fig. 5.11 muestra el voltaje generado con la implementación del algoritmo SMPC con objetivos de control de seguimiento de referencia de voltajes y reducción del espectro armónico. La implementación de ambas funciones de costo tiene como resultado un nivel de THD promedio para las fases de 1.98% y un error promedio de 1.55%. Aunque se logra el objetivo principal del seguimiento de referencias, el objetivo secundario enfocado a la reducción del espectro armónico de la señal deseada, tiene un pobre desempeño, por lo que es recomendable utilizar otras estrategias si es de importancia alcanzar estos objetivos de control.

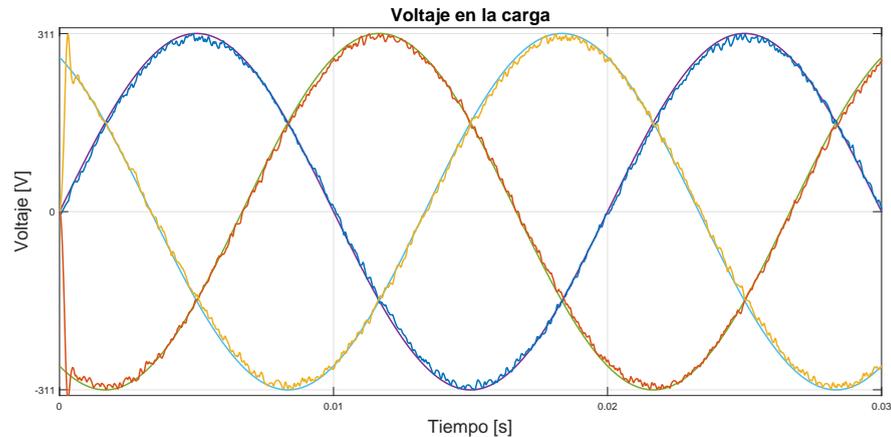


Fig. 5.11: Voltaje en la carga con control secuencial de referencia de voltaje y filtrado de contenido armónico.

5.2.3. Discusión de control SMPC

La implementación de términos a la función de costo para alcanzar objetivos de control secundarios puede tener gran relevancia en aplicaciones concretas, pero la principal desventaja de utilizar factores de peso es que la tarea de asignación de estos se reduce a prueba y error de distintos valores para encontrar un buen balance. Esta situación es mejorada con la implementación del algoritmo secuencial, ya que al definir las dos funciones de costo correspondientes al objetivo primario y secundario, solo es necesario definir un valor entero correspondiente al número de vectores que pasarán a la segunda evaluación, que para el caso estudiado es un número entero entre el 1 y el 7 correspondiente a la cantidad de estados permitidos para el VSI. Aunque esta característica es ventajosa en implementación debido a la reducción del tiempo en la tarea de prueba y error, provoca que los resultados tengan menor grado de configurabilidad, siendo más difícil lograr balances específicos entre ambos objetivos. Esto para el caso estudiado donde es deseable mantener el seguimiento de las referencias de voltajes como objetivo primario es relevante, dado que seleccionar más de dos vectores de estado para la segunda evaluación desencadena en un mal funcionamiento del algoritmo, provocando inestabilidades y un pobre seguimiento de las referencias de voltaje, por lo que el margen para cambiar el balance entre ambos objetivos es inexistente.

Los resultados obtenidos muestran que la implementación del algoritmo SMPC permite alcanzar objetivos de control secundarios de manera similar a la propuesta utilizando factores de peso, permitiendo un buen balance entre ambos objetivos de control sin necesidad de definir valores específicos para estos. Mientras que la implementación del algoritmo SMPC cuyo objetivo secundario era la reducción de la frecuencia de conmutación obtuvo una respuesta similar en cuanto al balance entre la reducción de esta y la calidad del voltaje generado, la implementación del objetivo secundario de reducción de voltaje en modo común mejoró comparativamente a la propuesta en base a factores de peso, eliminando completamente la zona superior de la gráfica del voltaje en modo común, pero aún así manteniendo un nivel de THD menor al 5%. Por otro lado el desempeño del algoritmo SMPC cuyo objetivo secundario era la reducción del espectro armónico, presentó un desempeño pobre, no logrando en gran medida su objetivo, pero aún así, manteniendo un bajo nivel de THD y error

promedio, mientras se cumplía el seguimiento de referencias.

En general, es importante discutir si lo que se desea es además de controlar los voltajes de referencia, también tener múltiples objetivos de control, el algoritmo operando a frecuencia variable es el más idóneo para la tarea, dado que presenta una mayor compatibilidad con la implementación de distintos términos de objetivos secundarios, además de permitir de manera más simple modificar el esquema para transformarse en un algoritmo SMPC. Aunque si lo deseado es seguir lo más precisamente el objetivo primario de seguimiento de la referencias de voltajes, la opción operando a frecuencia fija tendrá un menor índice de THD y error promedio.

De este modo es posible concluir que el algoritmo SMPC permite una buena integración de distintas funciones de costo con objetivos primarios y secundarios, pero sin la necesidad de definir factores de peso para cada uno. Aunque cada situación debe ser evaluada por separado según la aplicación y los objetivos deseados, ya que dependiendo de estas, los resultados obtenidos pueden ser peores, similares o mejores que con la aproximación clásica para la integración de distintos términos a la función de costo.

5.3. Observador de estados

Los algoritmos de control predictivo propuestos utilizan las mediciones de voltaje en el condensador y corriente en el inductor de las líneas trifásicas para realizar las predicciones, y de este modo seleccionar el vector de estados que mejor se desempeña para alcanzar la referencia entregada por el usuario. Este proceso fue explicado en el capítulo 3 donde se menciona que para realizar estas predicciones es necesario, además de las mediciones de voltaje y corriente iniciales, conocer la corriente i_o correspondiente a la corriente de carga la cual no es medida, por lo que para ser considerada dentro de los cálculos esta debe ser estimada tal como se presenta en la ecuación (3.4). Esta estimación se realiza a partir de la suposición de que de un periodo a otro la corriente de la carga no cambia considerablemente, por lo que es calculada mediante una aproximación a partir de la medición del voltaje anterior y el actual. Para frecuencias de muestreo elevadas, esta estimación permite un buen desempeño del algoritmo, pero aún así la propagación del error debido a la aproximación y al desfase entre las mediciones y la estimación, provoca un cierto grado de error que es deseable eliminar.

La corrección del error provocado por la estimación de la corriente de la carga puede ser corregida con la instalación de sensores de corriente en la salida del convertidor, para de este modo contar con mediciones que servirán como datos de entrada para el algoritmo. Esta solución tiene el potencial de mejorar la respuesta del sistema, pero la integración de estos sensores suman un costo extra al equipo y el uso de un mayor número de elementos puede incrementar la posibilidad de fallas en el sistema, por lo que solo en algunas situaciones las ventajas de contar con la instrumentación extra se compensa. Conocido esto, es que la implementación de observadores de estado es una propuesta atractiva cuando se desea estimar de forma precisa variables del sistema que por razones técnicas, sea por costo, dificultad de medición o que las variables no tengan un sentido físico estricto, no es posible tener valores en cada tiempo de muestreo, por lo que el observador de estados permite a partir de datos conocidos, converger a valores aproximados de las variables no conocidas.

Un observador de estados utiliza la combinación de datos provenientes de las entradas y salidas medidas de un sistema real para estimar los estados internos de este. Existen una serie de observadores de estados que pueden integrarse en sistemas de tiempo discreto, como lo son el observador de Kalman, UIO, observador cúbico, observador en modo deslizante, entre otros, pero el seleccionado para operar junto al algoritmo de control del VSI es el observador de Luenberger, al encontrarse bien documentado para aplicaciones en inversores de potencia. Una comparación de distintos observadores de estados para sistemas múltiple entrada - múltiple salida (Multiple Input - Multiple Output (MIMO)) es realizada en [76].

De forma general, el observador de estados de Luenberger es un sistema dinámico basado en el sistema real al cual es posible, a diferencia del original, medir los estados internos del sistema. Esto es logrado debido a que a partir de una misma estimulación de entrada, a medida que el tiempo avanza, el error entre los estados internos del sistema real y el observador tenderá a reducirse, por lo que los estados no conocidos del sistema real, podrán ser aproximados a partir del observador [77]. La Fig. 5.12 muestra una representación general del sistema real y su observador de estados.

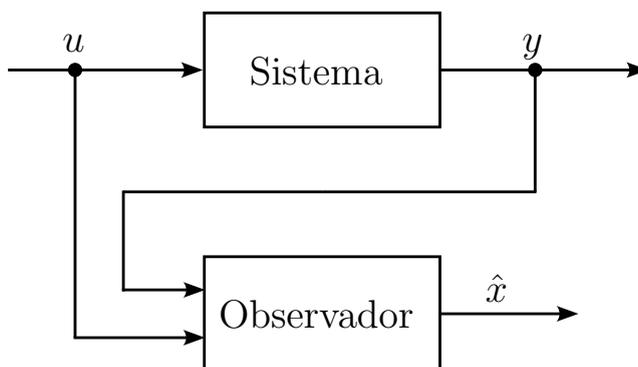


Fig. 5.12: Esquema general observador de estados de Luenberger.

5.3.1. Diseño de observador de estados para el convertidor VSI

A partir de la ecuaciones (2.1) y (2.2) del convertidor VSI definidas en el capítulo 2.1.3, el sistema puede ser representado mediante las ecuaciones en espacio de estados en la forma de (5.14).

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (5.14)$$

Para el diseño del observador de estados es necesario definir algunas condiciones que se asumirán como ciertas y que impactarán en el comportamiento dinámico del observador. Para el caso estudiado se asumirá que la corriente en la carga que se estimará no sufre un cambio significativo comparado con la frecuencia de muestreo del algoritmo [78]. De este modo se asume que la corriente de la carga será aproximada a la ecuación (5.15). Otras aproximaciones entregarán una respuesta distinta del observador, tal como es estudiado

en [79], donde se asume que la corriente de salida tendrá un comportamiento sinusoidal, pero dado que en este trabajo se evalúan cargas de distintas naturalezas donde la corriente en la carga no necesariamente tendrá este comportamiento, se elige la aproximación de una corriente de salida con pendiente constante entre pasos de simulación para ser compatible con un mayor número de casos.

$$\frac{di_o}{dt} = 0 \quad (5.15)$$

A partir de esta aproximación, es posible definir las matrices y vectores del modelo en espacio de estados del VSI.

$$x = \begin{bmatrix} i_f \\ v_c \\ i_o \end{bmatrix}, \quad u = v_i, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Al reemplazar (5.16) en (5.14) se obtiene la ecuación (5.17) que corresponde al modelo en espacio de estados que rige al convertidor VSI con filtro LC , y cuya salida está dada por la ecuación (5.18) correspondiente a la corriente en el filtro y al voltaje del condensador.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_f \\ v_c \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ v_c \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (5.17)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ v_c \\ i_o \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Por otro lado, el observador de Luenberger de orden completo es presentado como el modelo original del sistema al cual le es incluido un término de corrección basado en las mediciones de la salida de este. La ecuación (5.19) expresa esta relación, donde K es la matriz de ganancias del observador e $\hat{y} = C\hat{x}$ [77].

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bv_i + K(y - \hat{y}) \quad (5.19)$$

Al reescribir el sistema es posible obtener la ecuación (5.20), donde $A_{obs} = A - KC$ y $B_{obs} = [B \ K]$, mientras que la salida del sistema correspondiente a i_o está dada por la ecuación (5.21).

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_{obs}\hat{x} + B_{obs} \begin{bmatrix} v_i \\ i_f \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

$$\hat{y} = [0 \ 0 \ 1] \hat{x} \quad (5.21)$$

Una vez planteado el modelo del observador de estados, es posible notar que el diseño de este se basa en encontrar los valores de la matriz K que permitan asignar los polos del observador. Estos valores deben cumplir con las condiciones de estabilidad del observador, de tal modo que los polos deben encontrarse en el semiplano izquierdo y además, asegurar que el sistema del observador converge más rápido que el sistema real, por lo que deben ser varias veces más rápidos que el sistema en lazo abierto [80]. La matriz K puede ser obtenida mediante el comando `place(A', C', p)` de MATLAB, donde A y C son las matrices del sistema y p es el vector de polos que se desea asignar al sistema del observador [81].

Para la integración de este observador a los algoritmos de control, es necesario crear un modelo del observador en tiempo discreto de la forma expresada en (5.22). Este modelo puede ser obtenido a partir de la discretización de las matrices A_{obs} y B_{obs} por series de Taylor para un tiempo de muestreo T_s como se define en (5.23) y (5.24).

$$\hat{x}(k+1) = A_{Dobs}\hat{x}(k) + B_{Dobs} \begin{bmatrix} v_i(k) \\ i_f(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$A_{Dobs} = e^{A_{obs}T_s} \quad (5.23)$$

$$B_{Dobs} = \int_0^{T_s} e^{A_{obs}\tau} B d\tau \quad (5.24)$$

5.3.2. Implementación del observador de estados en propuestas de control predictivo

El algoritmo observador de estados para la estimación de la corriente de carga, será un fragmento de código que a partir de las mediciones directas de v_c e i_f provenientes del convertidor, estimará mediante la ecuación (5.22) las corrientes aplicadas a la carga durante cada paso de simulación. La integración del observador de estados al algoritmo de control predictivo puede llevarse a cabo como se ve en la Fig. 5.13. En esta se observa el cómo a diferencia de las propuestas clásicas de control predictivo operando a frecuencia variable y fija, el algoritmo de evaluación integrará a las corrientes en la carga como entradas directas en lugar de considerarlas como perturbaciones que son aproximadas de manera indirecta a partir de las otras entradas de voltajes en el condensador y corrientes del filtro. La principal ventaja de esta implementación, es que sin la necesidad de integrar un mayor número de sensores al sistema, es posible la estimación con una buena precisión de las corrientes de carga del convertidor.

La implementación de este algoritmo permite obtener mejoras en la calidad de las corrientes en la carga estimadas. La Fig. 5.14a muestra los resultados de la corriente estimada para la fase 'a' mediante la ecuación (3.4) utilizada en el algoritmo operando a frecuencia variable comparada con la corriente en la carga medida directamente para la misma fase. En esta se puede observar una alta distorsión en la corriente estimada, además de un alto error promedio que alcanza el 13.10%. Esta señal es la que ha estado siendo utilizada para realizar las predicciones en cada paso de simulación de la propuesta clásica de control. La

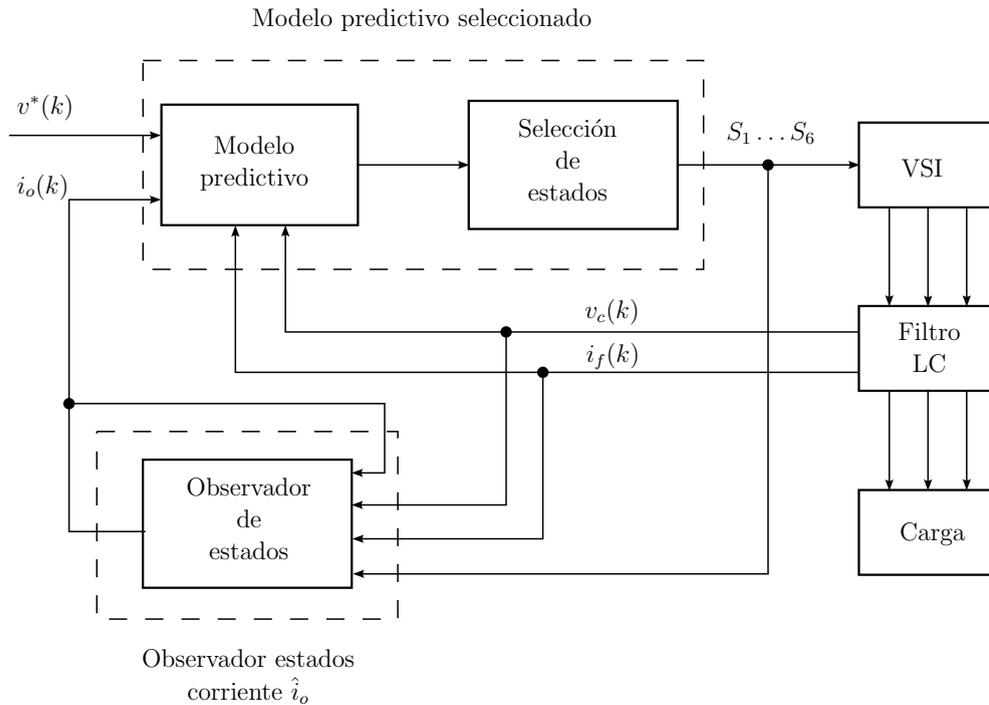
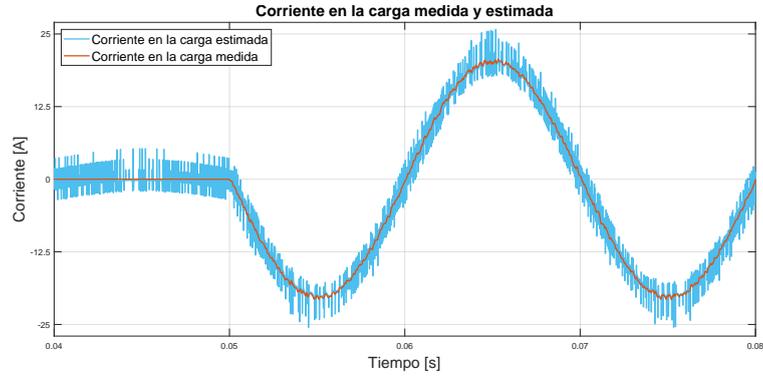
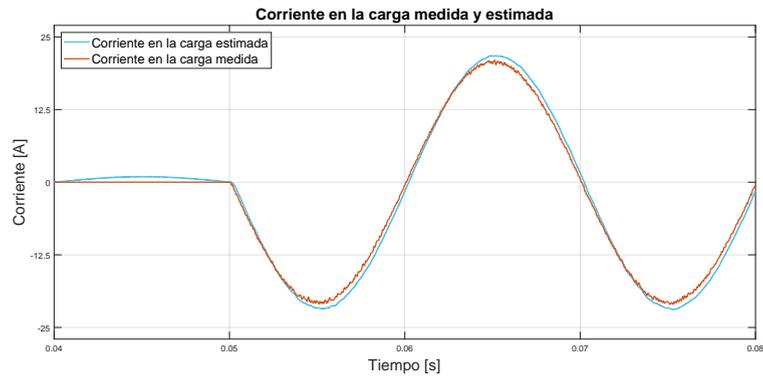


Fig. 5.13: Esquema de implementación del observador de estados en algoritmo de control predictivo.

Fig. 5.14b por otro lado, muestra la corriente estimada por medio del observador de estados para la fase 'a' del convertidor comparada con la corriente medida para esta misma fase. En esta se observa como la señal estimada tiene mayor proximidad a la corriente medida directamente, teniendo un error promedio de 6.22 %, error principalmente ocasionado por el desfase producido por el retraso entre las mediciones del convertidor y los cálculos realizados por el algoritmo del observador de estados.



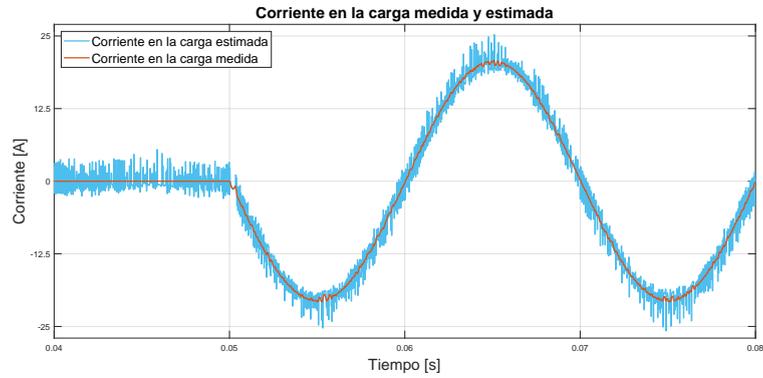
(a) Corriente en la carga medida y estimada con algoritmo para fase 'a'.



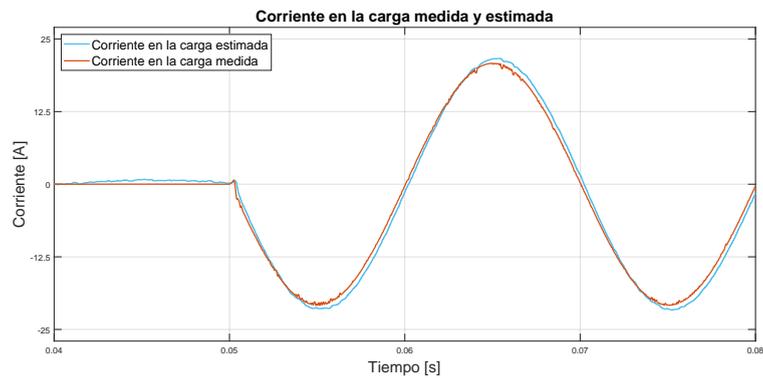
(b) Corriente en la carga medida y estimada con observador para fase 'a'.

Fig. 5.14: Comparación corrientes en la carga estimadas por algoritmo predictivo y observador de estados en algoritmo operando a frecuencia variable.

La Fig. 5.15 muestra la comparativa entre las corriente estimada mediante la ecuación (3.4) (Fig. 5.15a) y la corriente estimada mediante el observador de estados para la fase 'a' del convertidor (Fig. 5.15b), pero para el algoritmo de control predictivo operando a frecuencia fija. Del mismo modo que para el algoritmo operando a frecuencia variable, la estimación utilizada para el control predictivo operando a frecuencia fija presenta una alta tasa de distorsión, mientras que la implementación del observador de estados permite obtener una corriente con un comportamiento similar a la corriente medida directamente.



(a) Corriente en la carga medida y estimada con algoritmo para fase 'a'.



(b) Corriente en la carga medida y estimada con observador para fase 'a'.

Fig. 5.15: Comparación corrientes en la carga estimadas por algoritmo predictivo y observador de estados en algoritmo operando a frecuencia fija.

La implementación del observador de estados permite lograr un buen seguimiento de la corriente en la carga sin mucha distorsión y con un leve desfase. Es de interés señalar que el uso de una alta frecuencia de muestreo permite obtener este buen comportamiento del observador de estados, por lo que si se implementa esto con una menor frecuencia de muestreo provocará una mayor distorsión de esta estimación, pero que posible mejorar mediante el uso de un filtro pasa bajos. Se debe tener en cuenta que el uso de un filtro para mejorar esta estimación introducirá un desfase aún mayor a la señal, por lo que se deberá evaluar si la aplicación de este compensa el aumento del error introducido por el uso del filtro [82]. La Fig. 5.16 muestra la corriente estimada por el observador de estados bajo las mismas condiciones que el algoritmo de control predictivo operando a frecuencia variable, pero con la implementación de un filtro pasa bajos. En esta se puede observar el mayor desfase producido por el uso del filtro mencionado comparado con la señal de la Fig. 5.14b.

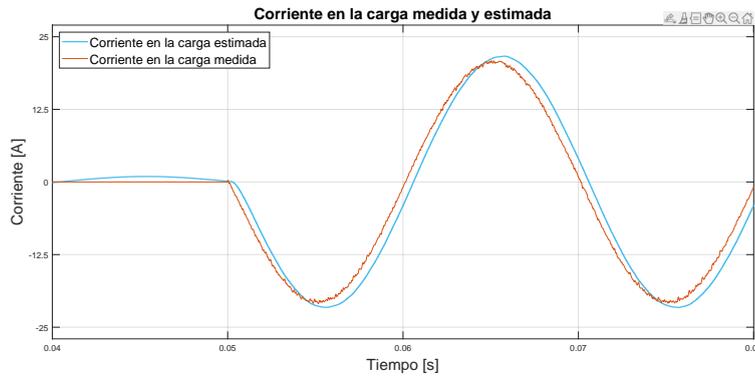
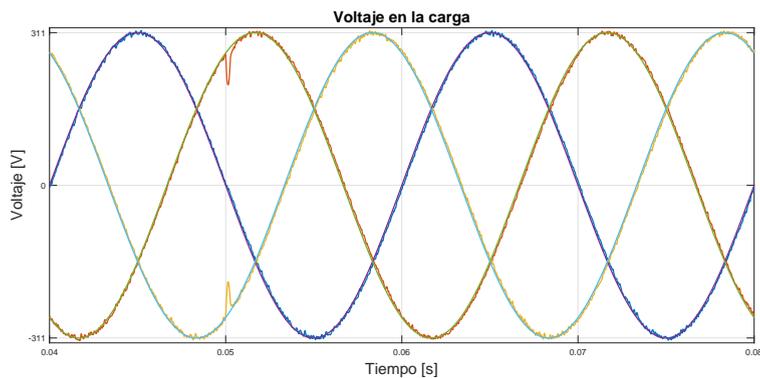


Fig. 5.16: Corriente estimada de fase 'a' por medio de observador de estado con aplicación de filtro pasa bajos.

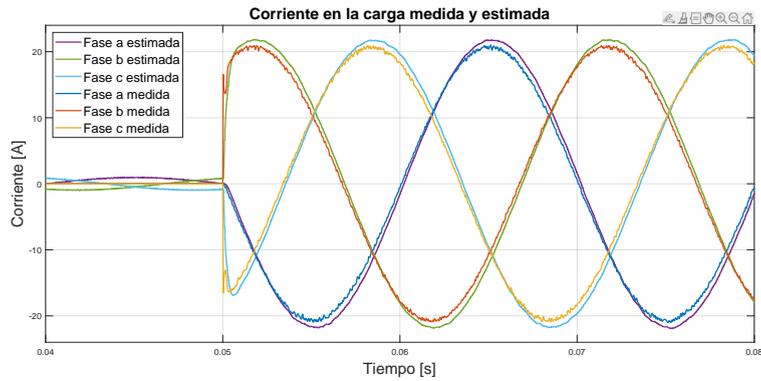
5.3.3. Evaluación del observador de estados en algoritmo operando a frecuencia variable

Para cuantificar la mejora que introduce el uso del observador de estados en el algoritmo de control predictivo, se evaluará el sistema con la implementación de este bajo las mismas condiciones que el sistema original operando a frecuencia variable presentado en el capítulo 3. El sistema será evaluado según los parámetros de la Tabla 3.1 para los tres tipos de carga vistos a lo largo de este trabajo: lineal, no lineal y desbalanceada.

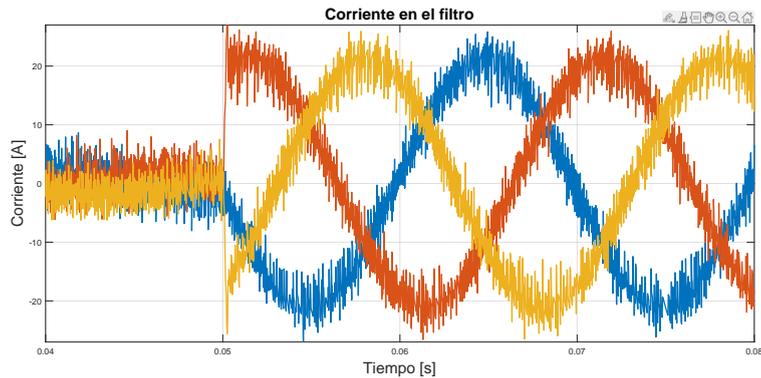
Las Fig. 5.17a, 5.17b y 5.17c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente, para una carga lineal en donde fue implementado el observador de estados para la estimación de la corriente en la carga.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga lineal.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga lineal.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga lineal.

Fig. 5.17: Simulación para escalón de carga lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.

La Fig. 5.18 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga lineal de 0% a 100% en el sistema de potencia. Este error, al igual que en la propuesta clásica, es evaluado según la clasificación 2 del estándar IEC 62040-3.

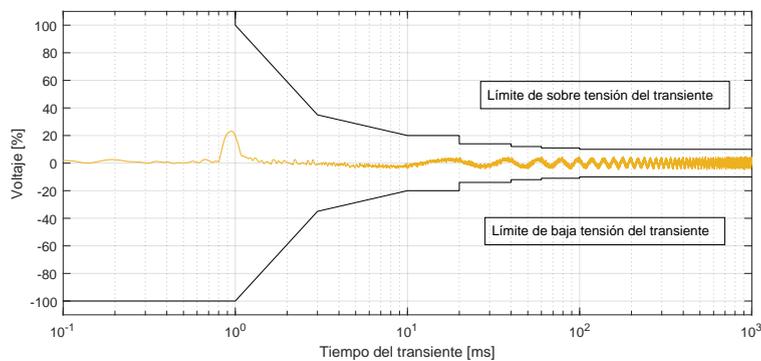
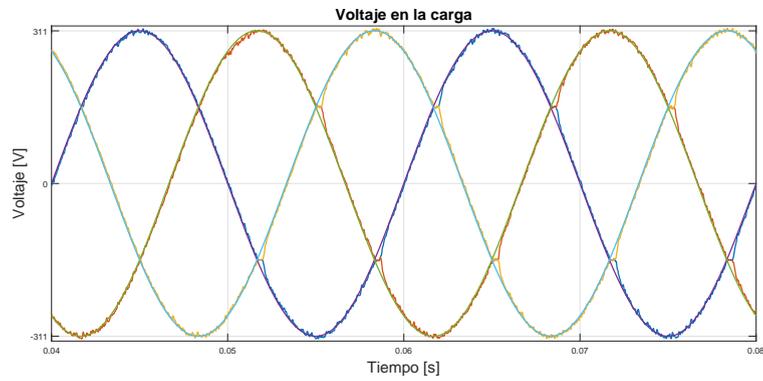


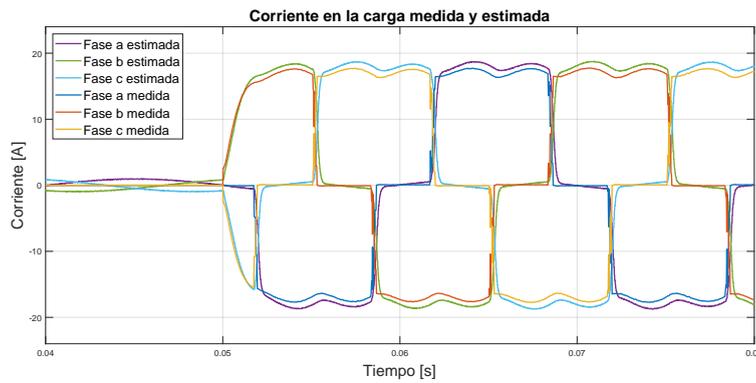
Fig. 5.18: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga lineal con observador de estados implementado.

Las Fig. 5.19a, 5.19b y 5.19c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente, para una carga de naturaleza no lineal en donde fue implementado el observador

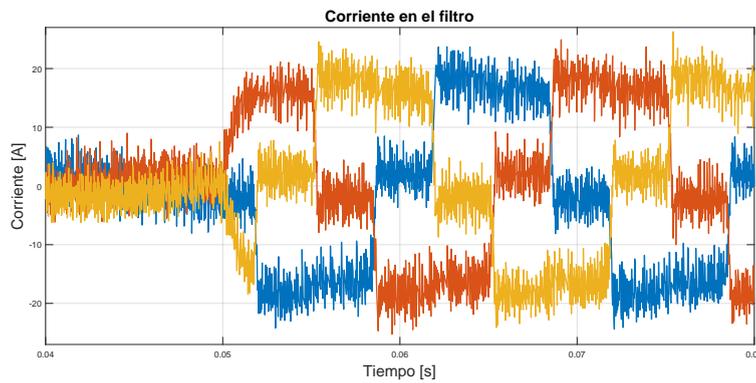
de estados para la estimación de la corriente en la carga.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga no lineal.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga no lineal.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga no lineal.

Fig. 5.19: Simulación para escalón de carga no lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.

La Fig. 5.20 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga no lineal de 0% a 100% en el sistema de potencia.

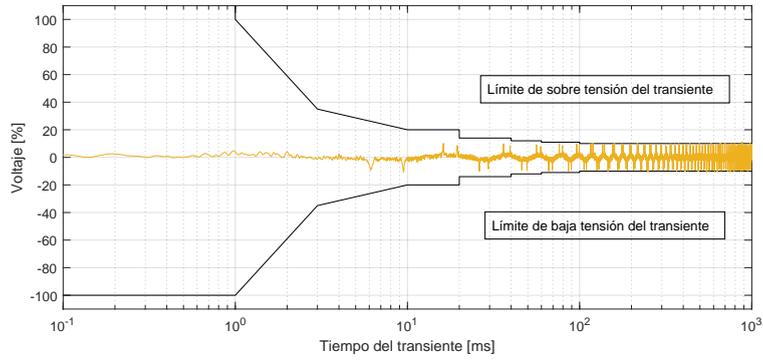
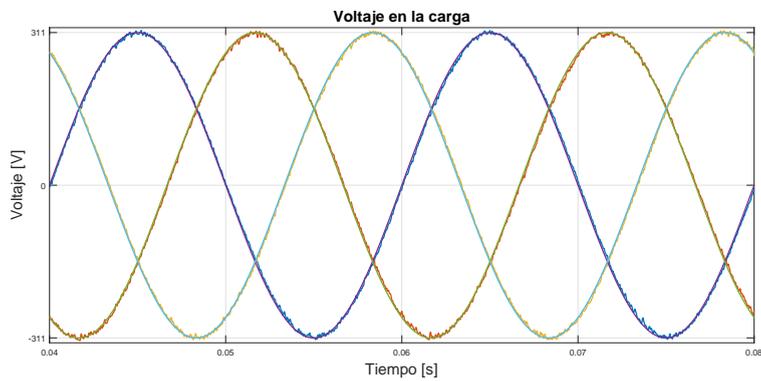
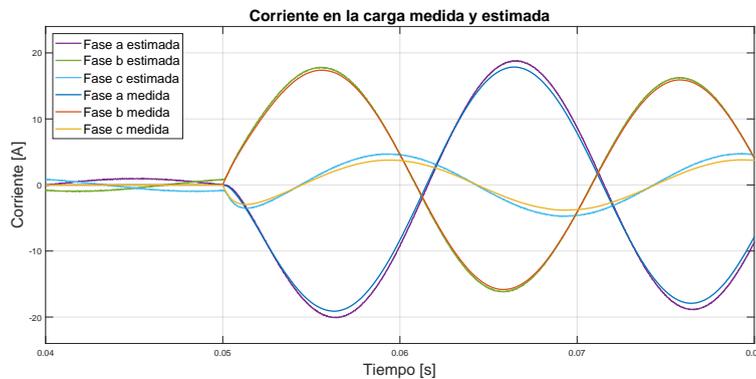


Fig. 5.20: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga no lineal con observador de estados implementado.

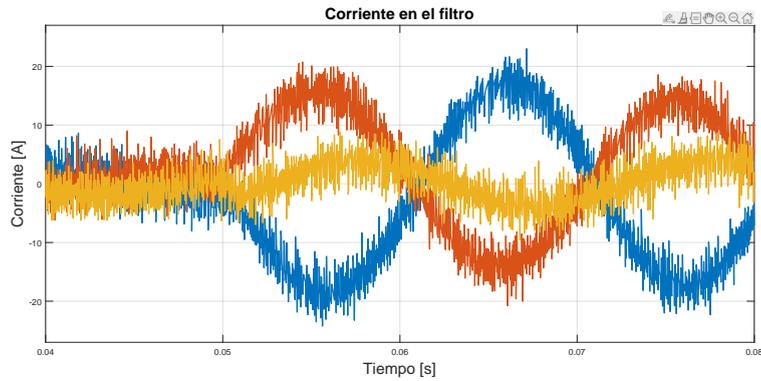
Las Fig. 5.19a, 5.19b y 5.19c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente, para una carga desbalanceada en donde fue implementado el observador de estados para la estimación de la corriente en la carga.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga desbalanceada.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga desbalanceada.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga desbalanceada.

Fig. 5.21: Simulación para escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con observador de estados implementado.

La Fig. 5.22 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga desbalanceada de 0 % a 100 % en el sistema de potencia.

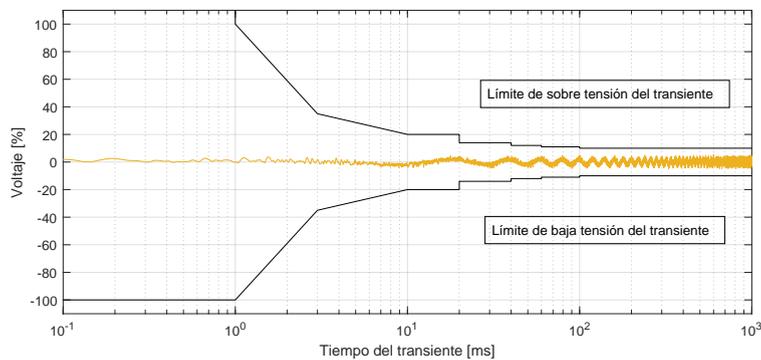


Fig. 5.22: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0 % a 100 % de una carga desbalanceada con observador de estados implementado.

Para evaluar el algoritmo de control operando a frecuencia variable con la implementación del observador de estados, se mide el nivel de THD y el error promedio para cada tipo de carga. La Tabla 5.4 muestra los valores de THD y error promedio para cada tipo de carga. Al comparar estos datos con los obtenidos en el capítulo 3 se consigue una mejora en la respuesta general del sistema de potencia, obteniendo una menor distorsión en el contenido armónico del voltaje deseado para cada una de las cargas, al igual que un menor error promedio respecto a las referencias deseadas para estas.

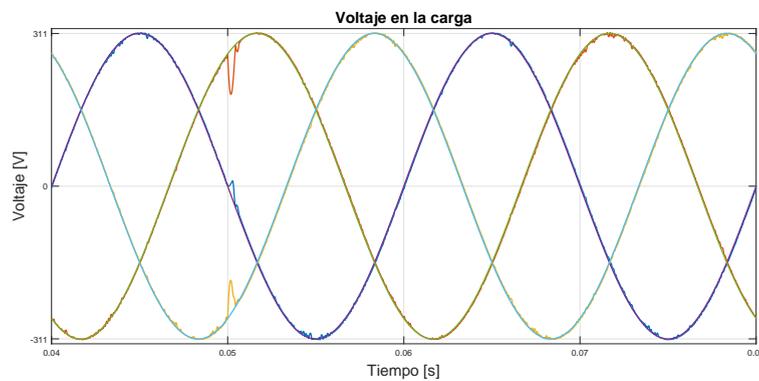
Tabla 5.4: Valores de THD y error para algoritmo operando a frecuencia variable con implementación de observador de estados evaluado para distintas cargas.

Carga evaluada	% THD promedio	% Error promedio
Lineal	1.12	1.66
No lineal	1.34	1.33
Desbalanceada	1.22	1.28

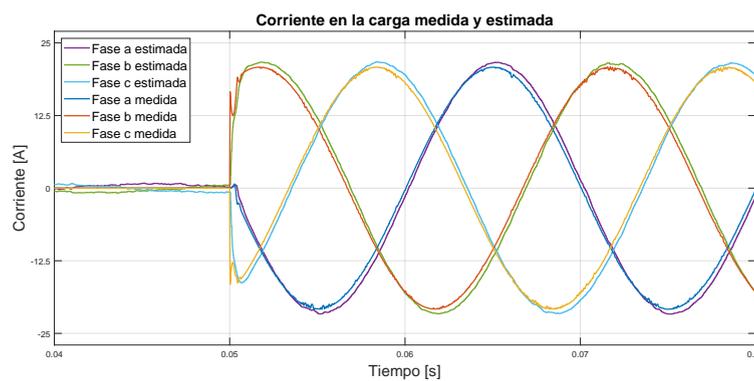
5.3.4. Evaluación del observador de estados en algoritmo operando a frecuencia fija

El algoritmo de control predictivo operando a frecuencia fija a pesar de tener mejores resultados bajo los mismos parámetros que el algoritmo operando a frecuencia variable, presenta el mismo inconveniente respecto a la determinación de la corriente en la carga la cual contiene una alta distorsión respecto a la real. La implementación del observador de estados diseñado se realiza mediante la misma lógica que el caso anterior, utilizando la salida de las corriente de carga estimadas por el observador de estados, como las nuevas entradas del algoritmo de control predictivo operando a frecuencia fija.

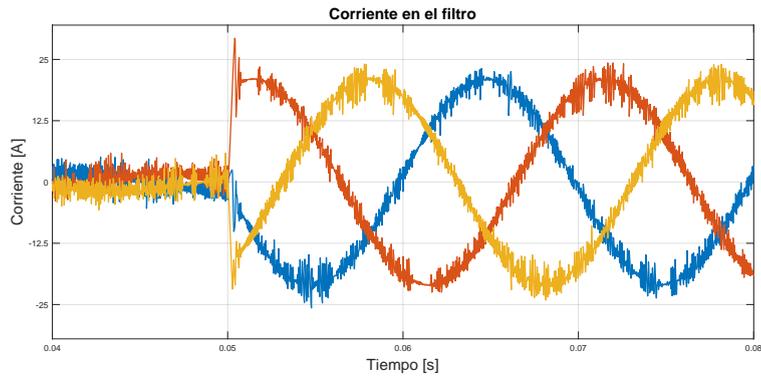
Las Fig. 5.23a, 5.23b y 5.23c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente, para una carga lineal en donde fue implementado el observador de estados para la estimación de la corriente en la carga.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga lineal.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga lineal.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga lineal.

Fig. 5.23: Simulación para escalón de carga lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.

La Fig. 5.24 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga lineal de 0% a 100% en el sistema de potencia.

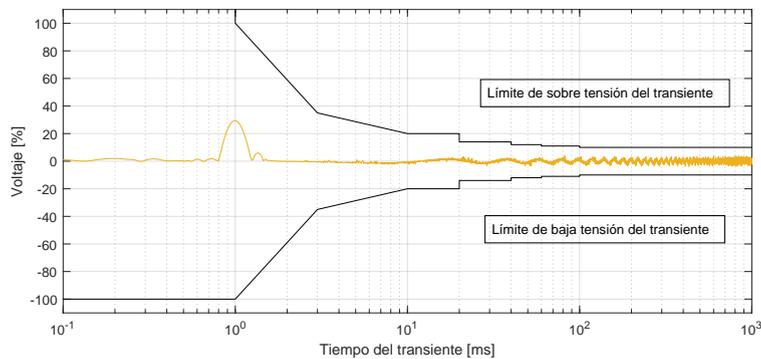
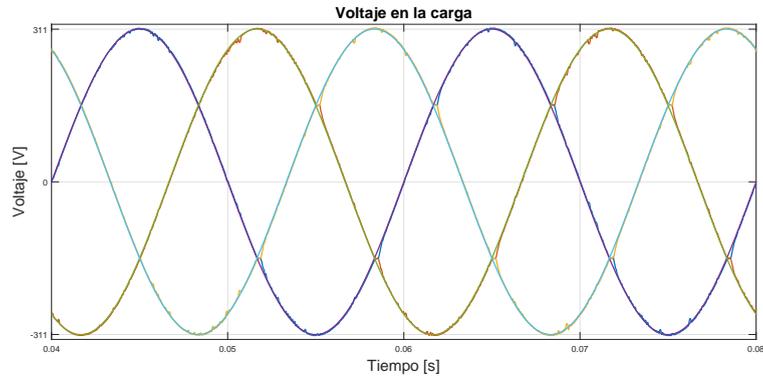
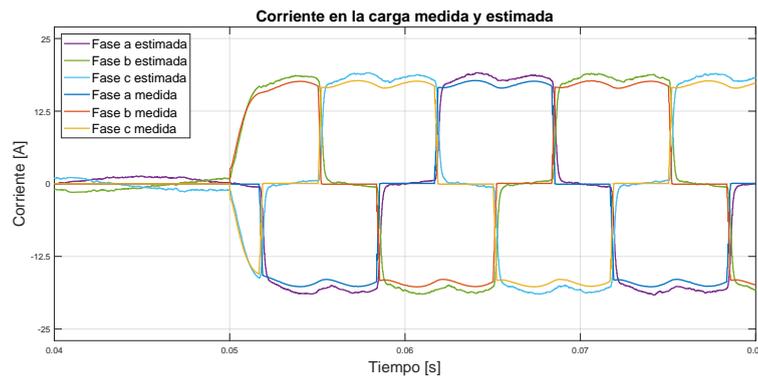


Fig. 5.24: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga lineal con observador de estados implementado.

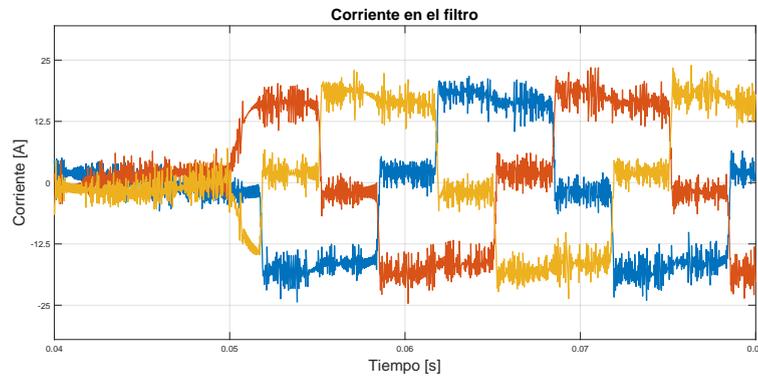
Las Fig. 5.25a, 5.25b y 5.25c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente, para una carga de naturaleza no lineal en donde fue implementado el observador de estados para la estimación de la corriente en la carga.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga no lineal.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga no lineal.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga no lineal.

Fig. 5.25: Simulación para escalón de carga no lineal en convertidor VSI con observador de estados implementado.

La Fig. 5.26 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga no lineal de 0% a 100% en el sistema de potencia.

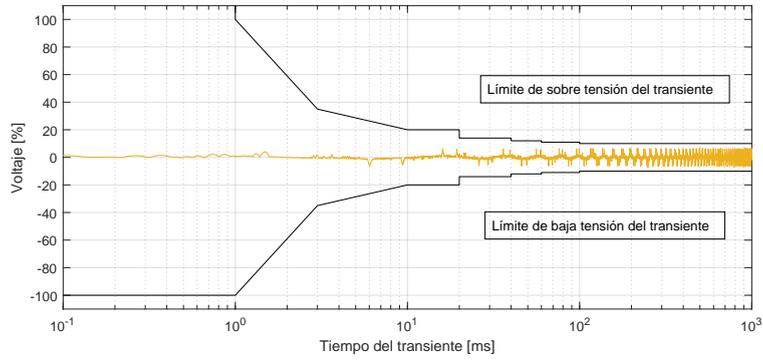
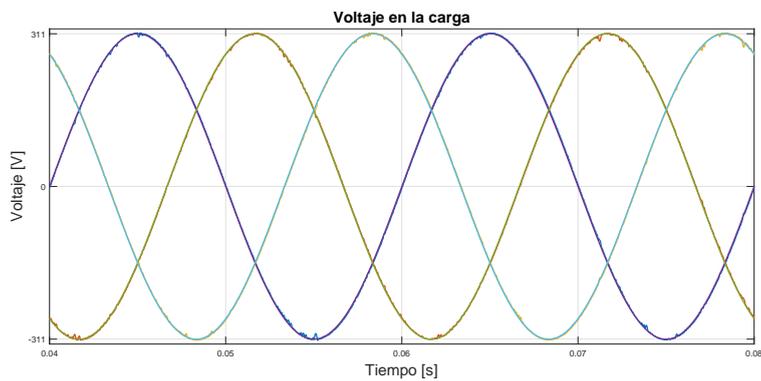
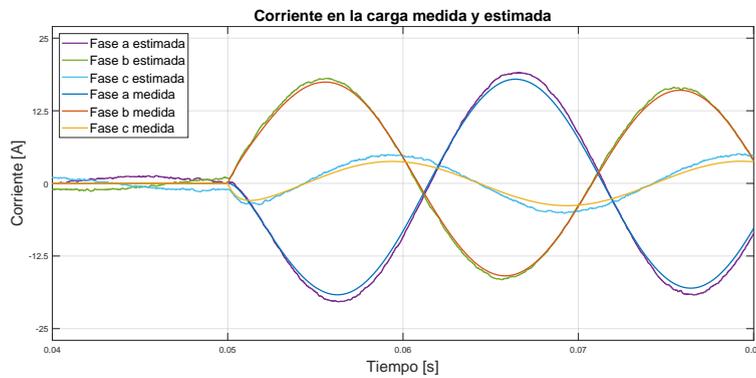


Fig. 5.26: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga no lineal con observador de estados implementado.

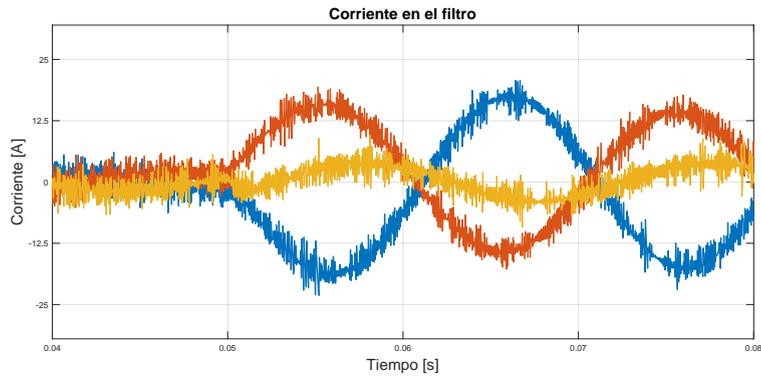
Las Fig. 5.27a, 5.27b y 5.27c muestran el comportamiento del convertidor en las líneas trifásicas para los voltajes en la carga, corrientes en la carga y corrientes en el filtro respectivamente, para una carga desbalanceada en donde fue implementado el observador de estados para la estimación de la corriente en la carga.



(a) Voltaje en la carga para escalón de carga desbalanceada.



(b) Corriente en la carga para escalón de carga desbalanceada.



(c) Corriente en el filtro para escalón de carga desbalanceada.

Fig. 5.27: Simulación para escalón de carga desbalanceada en convertidor VSI con observador de estados implementado.

La Fig. 5.28 muestra la respuesta dinámica del error ante la aplicación de una carga desbalanceada de 0% a 100% en el sistema de potencia.

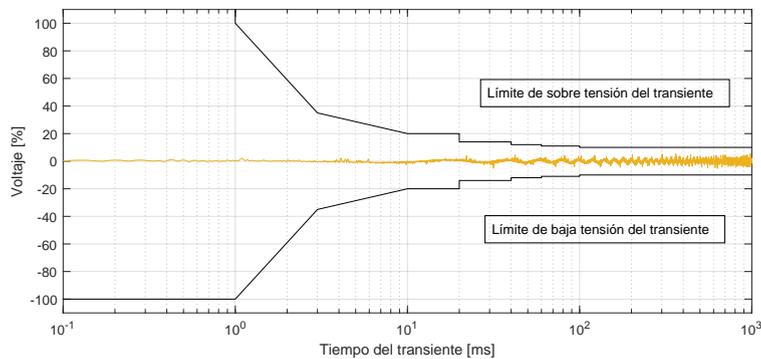


Fig. 5.28: Respuesta dinámica del error ante la aplicación de 0% a 100% de una carga desbalanceada con observador de estados implementado.

La Tabla 5.5 muestra los valores de THD y error promedio del voltaje en la carga obtenidos para los distintos tipos de cargas evaluadas. La implementación del observador de estados permite obtener resultados para el algoritmo operando a frecuencia fija con un mejor comportamiento en cuanto a distorsión armónica y error promedio bajo las mismas condiciones de operación en las que fue evaluado durante el capítulo 4.

Tabla 5.5: Valores de THD y error para algoritmo operando a frecuencia fija con implementación de observador de estados evaluado para distintas cargas.

Carga evaluada	% THD promedio	% Error promedio
Lineal	0.68	0.95
No lineal	1.42	0.94
Desbalanceada	0.75	0.81

5.3.5. Evaluación del observador de estados en algoritmo con nuevos términos de función de costo y algoritmo SMPC

Los algoritmos de control a los que les fue introducido nuevos términos a las funciones de costo y la implementación del algoritmo SMPC, también utilizan estimaciones de las corrientes en la carga de poca precisión al ser modificaciones de los algoritmos clásicos estudiados en los capítulos 3 y 4. Por esta razón, ante la implementación del observador de estados en estos algoritmos, es esperable la obtención de mejoras en la respuesta general de las distintas propuestas.

La primera propuesta evaluada corresponde al algoritmo de control predictivo operando a frecuencia variable, al que se le fue introducido un nuevo término a la función de costo cuyo objetivo secundario es la reducción de la frecuencia de conmutación promedio al que se ven sometidos los transistores de potencia que conforman al convertidor VSI. La Fig. 5.29 muestra una comparativa en la respuesta del sistema para los voltajes en la carga, generados para distintos valores de λ_{min} y con la integración del observador de estados diseñado.

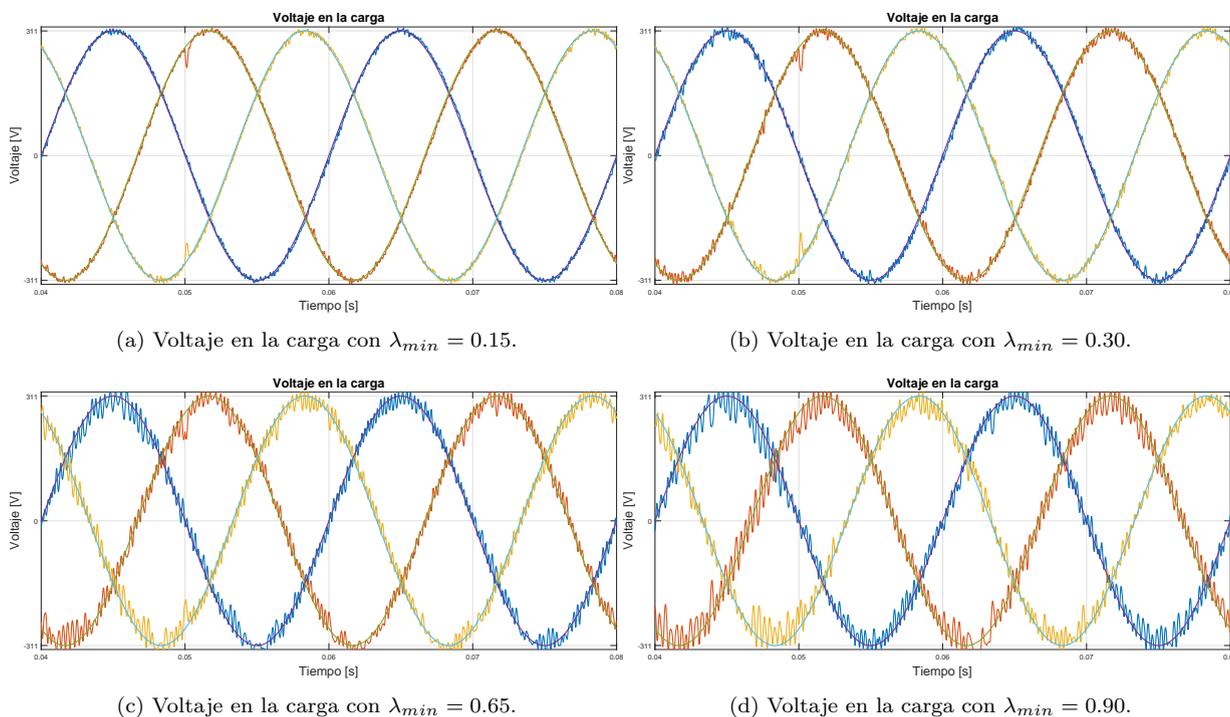


Fig. 5.29: Simulación de voltajes en la carga con función de costo con minimización de frecuencia de conmutación para distintos valores de λ y con implementación de observador de estados.

La Tabla 5.6 muestra las mediciones de THD, el error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{min} . Los datos obtenidos bajo esta implementación del observador de estados, ante los mismos parámetros de simulación dispuestos en el capítulo 5.1.2, muestran una respuesta con mayor acción del objetivo secundario para un mismo valor de λ_{min} . Además, al contrastar estos datos con los obtenidos en la Tabla 5.1, es posible notar que ante la integración del observador de estados, además de que la frecuencia de

conmutación promedio se reduce en mayor proporción para un mismo valor de λ_{min} , esta reducción introduce una menor distorsión armónica y error promedio que la contraparte que utiliza la estimación mediante la ecuación (3.4).

Tabla 5.6: Valores de THD error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{min} con implementación de observador de estados.

Factor de peso λ_{min}	% THD promedio	% Error promedio	Frecuencia conmutación promedio (kHz)
0	1.12	1.66	12.5
0.15	1.71	1.66	9.4
0.20	2.12	1.77	8.4
0.30	2.88	1.98	7.0
0.40	3.56	2.43	6.2
0.65	5.79	3.58	4.5
0.90	8.89	5.22	3.6

Al evaluar la integración del término de la función de costo con objetivo secundario de minimización de voltaje en modo común, junto a la implementación del observador de estados, es posible obtener los resultados mostrados en la Fig. 5.30 para distintos valores de λ_{vmc} . En esta se puede notar cómo a medida que el valor de λ_{vmc} aumenta, se tienden a reducir las mediciones en la zona superior de la gráfica, lo que se traduce en una reducción de los efectos producidos por el voltaje en modo común.

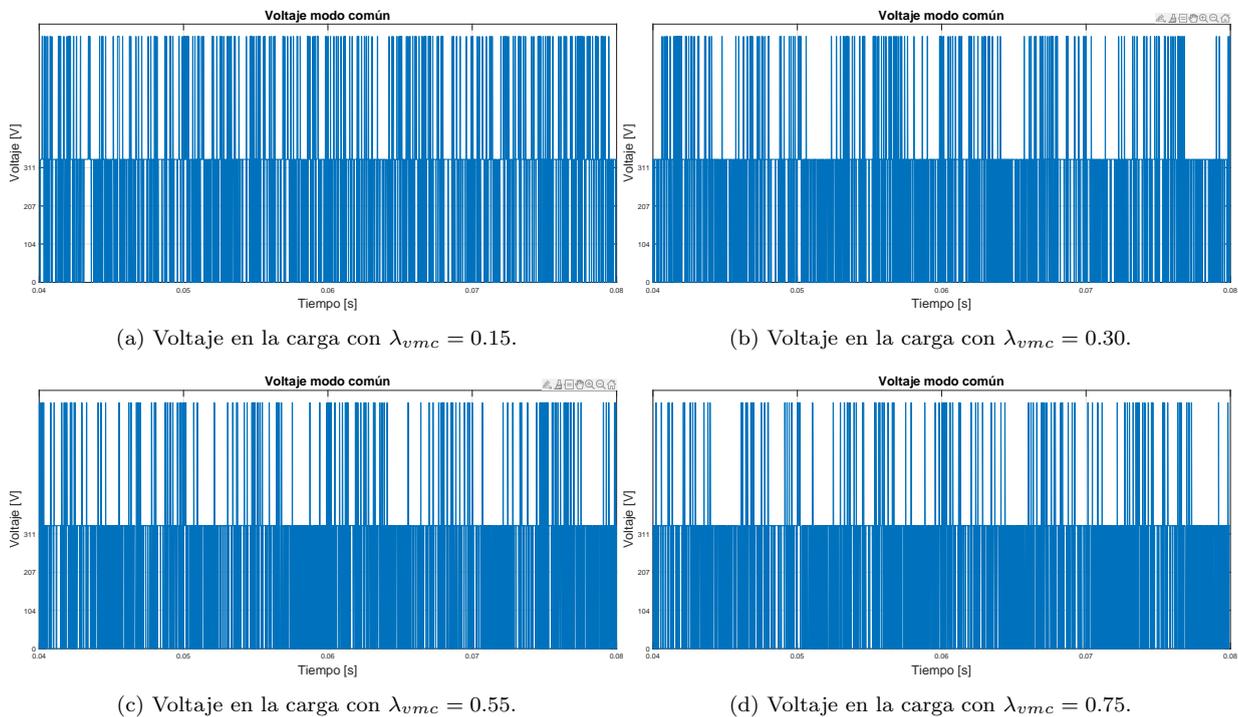


Fig. 5.30: Simulación de voltajes en la carga con función de costo con minimización de frecuencia de conmutación para distintos valores de λ y con implementación de observador de estados.

La Tabla 5.7 muestra los valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{vmc} con implementación del observador de estados. Estos datos, en contraste con los de la Tabla 5.2 obtenidos en la implementación de esta función de costo sin el observador de estados, muestran que ante el uso de factores similares, la acción de control se modifica en mayor proporción cuando se utiliza el observador de estados para estimar la corriente en la carga. Del mismo modo, ante mismos valores de λ_{vmc} , tanto el nivel de THD como el error promedio son afectados de manera negativa en una menor proporción que en la implementación de la función de costo sin observador de estados, lo cual se traduce en una mejor respuesta de control en el seguimiento de referencias de voltaje, incluso cuando se presentan objetivos secundarios de control con un alto grado de impacto en la selección de los vectores de estados. También es posible notar, que el efecto secundario de reducción en la frecuencia de conmutación promedio que produce este término de la función de costo, presenta una baja aún mayor que en la implementación de la función de costo sin observador de estados, al alcanzar una frecuencia de conmutación promedio de 8 kHz para un valor de $\lambda_{vmc} = 0.75$, en contraparte a los 9 kHz alcanzados con un $\lambda_{vmc} = 1.25$ de la primera propuesta.

Tabla 5.7: Valores de THD, error y frecuencia de conmutación promedio para distintos valores de λ_{vmc} con implementación de observador de estados.

Factor de peso λ_{vmc}	% THD promedio	% Error promedio	Frecuencia conmutación promedio (kHz)
0	1.12	1.66	12.5
0.15	1.34	1.66	9.0
0.30	2.22	1.77	8.6
0.40	2.87	1.98	8.5
0.55	4.16	2.43	8.2
0.65	5.05	3.58	8.0
0.75	6.00	5.22	8.0

Al evaluar la integración del término de minimización de frecuencia de conmutación, pero con el algoritmo en cascada SMPC y con la implementación del observador de estados, es posible obtener la señal de voltaje mostrada en la Fig. 5.31. La implementación del observador de estados en esta propuesta, permite obtener un nivel de THD promedio de 3.63% y un error promedio de 2.58%, además de una frecuencia de conmutación promedio de 6.0 kHz. Esta respuesta muestra una mejora respecto al algoritmo SMPC que no integraba el observador de estados y muestra valores cercanos a los obtenidos mediante la ponderación por factores de peso para un valor de $\lambda_{min} = 0.40$ en la Tabla 5.6.

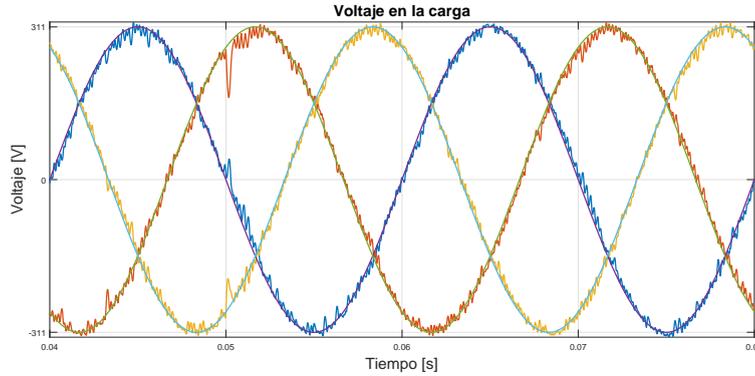


Fig. 5.31: Respuesta de voltaje en la carga con control secuencial de referencia de voltaje y minimización frecuencia de conmutación

Por otro lado, al evaluar el algoritmo de control SMPC que integra como objetivo principal el seguimiento de las referencias de voltaje y como objetivo secundario la minimización del voltaje en modo común, junto con la implementación del observador de estados, se obtienen los resultados mostrados en las Fig. 5.32a y 5.32b, donde se muestra el voltaje generado y las mediciones de voltaje en modo común respectivamente. La propuesta evaluada entrega como resultados un nivel de THD de 2.95 % y un error promedio de 2.07 %. Estos resultados muestran que la integración del observador de estados logra una mejora en la respuesta general del algoritmo al utilizar una estimación de corriente de mayor calidad, ya que comparados con las propuestas anteriores en búsqueda de reducir el voltaje en modo común, esta presenta un menor índice de distorsión armónica, menor error promedio y además con el efecto secundario de reducir la frecuencia de conmutación a 9.2 kHz, todo esto mientras se elimina la zona superior de las mediciones del gráfico de la Fig. 5.32b.

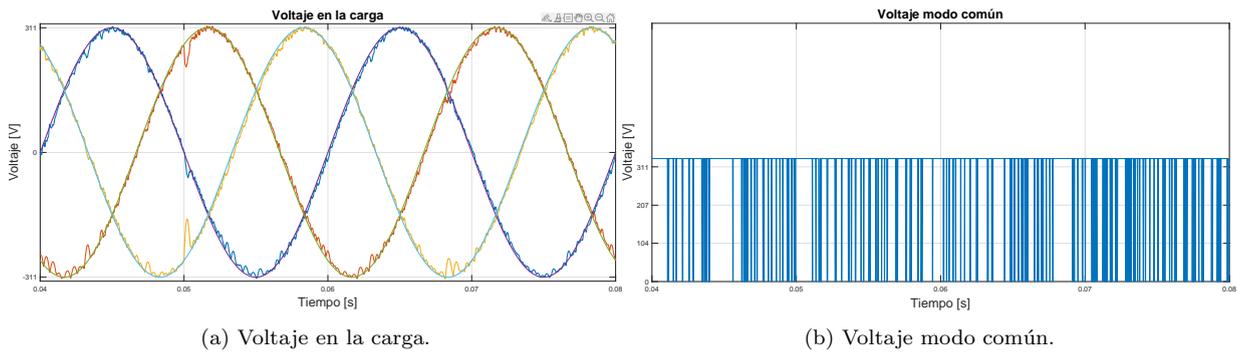


Fig. 5.32: Respuesta en voltaje de carga y modo común con control secuencial de referencia de voltaje y minimización voltaje modo común.

5.3.6. Discusión de la implementación del observador de estados

El diseño e implementación del observador de estados con el fin de estimar los valores de corrientes en la carga utilizados en el proceso de selección de los estados del algoritmo, ha demostrado que permite obtener mejoras en las distintas propuestas presentadas a lo largo del documento bajo los mismos parámetros de simulación a los que fueron sometidos estos.

El uso del observador de estados en conjunto con un correcto diseño de este, permite obtener una mejora considerable de la corriente en la carga estimada, mejorando en gran medida la distorsión que presentaba la estimación mediante la propuesta clásica de control, obteniendo valores con gran similitud respecto a los medidos directamente para esta variable. La efectividad de la implementación del observador de estados en el sistema se convierte en una alternativa atractiva cuando se desea una mejora en la estimación de corriente sin la necesidad de integrar un mayor número de sensores en el sistema, pero se debe tener en cuenta que a diferencia del uso de sensores que permiten obtener los valores de estas variables en cada tiempo de muestreo, el observador presentará un desfase en las estimaciones realizadas, que será más notorio entre menor sea la frecuencia de muestreo seleccionada.

La implementación de esta técnica de estimación para las corrientes en la carga, mostró buenos resultados al integrarse en los algoritmos de control clásicos operando a frecuencia variable y fija, mostrando una mejora promedio del nivel de THD de más de un 30% en ambos casos para los distintos tipos de carga, además de presentar un menor error promedio en el seguimiento de las referencias de voltaje. Estas características por si solas la hacen una propuesta atractiva para mejorar el desempeño global de ambos algoritmos, sin la necesidad de integrar un mayor número de sensores en el sistema, aumentar la frecuencia de muestreo o diseñar un modelo matemático más complejo del utilizado hasta ahora en las técnicas clásicas operando a frecuencia variable y fija encontradas en la literatura.

Al evaluar el desempeño del sistema con las primeras mejoras planteadas, destinadas a integrar objetivos secundarios de control junto con el observador de estados para la corriente en la carga, se obtienen resultados que confirman la mejora en el rendimiento de los algoritmos para lograr los distintos objetivos de control presentados. Los resultados para las funciones de costo que utilizan factores de peso para regular el grado de impacto en el algoritmo, mostraron que con el uso del observador de estados se obtienen respuestas de la misma magnitud con factores de peso cuyos valores son más pequeños que los usados en la estrategia que no usa este mecanismo de estimación. Este mayor efecto para los factores de peso seleccionados, va acompañado también de una mejora en las señales generadas de voltaje, lo que se traduce en un menor deterioro del voltaje de salida del convertidor a medida que el objetivo secundario tiene un mayor efecto en el algoritmo cuando se compara con la estimación clásica para la corriente i_o .

El algoritmo SMPC también se ve beneficiado por el uso del observador de estados como mecanismo para estimar la corriente de salida del convertidor. Se mostró en el capítulo 5.2.2 que la implementación del algoritmo SMPC tenía un margen de configurabilidad casi inexistente, produciendo respuestas aceptables, pero que se encontraban en el límite de lo aceptado por la norma IEEE 519-2014. Con la nueva propuesta, además de aumentar el grado de cumplimiento del objetivo secundario, se reducen los niveles de THD y error promedio de las señales de voltaje, permitiendo un mayor margen ante una implementación real del algoritmo SMPC y la conexión de cargas de distinta naturaleza.

Los datos de simulación obtenidos para los distintos algoritmos que hacen uso del observador de estados para la estimación de la corriente en la carga del convertidor VSI, han mostrado mejoras considerables de desempeño al reducirse los niveles de THD y error pro-

medio de las señales de voltaje en comparación con aquellos que hacen uso de la estimación clásica de esta variable. Esta mejora del desempeño global de los algoritmos bajo los mismos parámetros de simulación, hacen del observador de estados una opción viable cuando no es deseable la integración de sensores adicionales en el sistema, pero se debe tener en cuenta que a diferencia del uso de sensores que permiten obtener los valores de estas variables en cada tiempo de muestreo, el observador presentará un desfase en las estimaciones realizadas, que será más notorio entre menor sea la frecuencia de muestreo establecida. La aplicación de esta técnica de estimación permite sacar provecho a la capacidad de los procesadores modernos, obteniendo mejoras comparativas en el desempeño sin la necesidad de aumentar el costo de implementación del sistema.

5.4. Algoritmo adaptativo para la actualización de parámetros del sistema en tiempo real

Hasta el momento se han presentado propuestas que buscan mejorar el desempeño global del sistema, haciendo uso de nuevas funciones de costo que permiten alcanzar objetivos secundarios, estrategias que permiten mejorar la respuesta y facilitar la implementación de estas y el uso de un observador de estados que permite mejorar en gran medida la calidad de los datos utilizados en los algoritmos predictivos, cuyo efecto global es aumentar la calidad de las ondas de voltajes generadas. Cada una de estas propuestas tienen en común que hacen uso de un modelo matemático para predecir el comportamiento futuro del sistema, y así decidir cuál será el vector de estados idóneo para alcanzar el objetivo de control planteado. Debido a esto, los sistemas de control propuestos son altamente sensibles a los cambios en los parámetros del sistema, situación que no es preocupante en un entorno de simulación controlado, pero que puede ser un problema en una implementación física, sobre todo cuando el sistema de potencia se encuentra bajo diversas condiciones de clima u operación, las cuales por acciones de temperatura, paso del tiempo o una simple declaración errónea, pueden provocar un grado de inexactitud entre los valores utilizados en los cálculos de predicción del algoritmo y los elementos físicos del convertidor. Basado en esto, es que se presenta una propuesta que permite estimar en tiempo real los parámetros del sistema y así actualizar el modelo matemático del algoritmo en caso de ser necesario.

5.4.1. Red neuronal ADALINE

El algoritmo adaptativo que se propone en este capítulo se basa en el método de estimación de parámetros mediante una red neuronal de una capa conocida como neurona lineal adaptativa (Adaptive Linear Neuron (ADALINE)). El algoritmo ADALINE fue desarrollado por los ingenieros Bernard Widrow y Ted Hoff, cuyo trabajo fue publicado en 1960, como una variación más potente del algoritmo PERCEPTRON desarrollado previamente por Frank Rosenblatt [83]. El ADALINE es un algoritmo que permite a partir de entradas conocidas y un patrón de entrenamiento, aprender un comportamiento específico que deben seguir las señales de entradas para así, luego del entrenamiento del algoritmo, entregar una salida acorde a las entradas nuevas que son ingresadas al sistema. A día de hoy, a pesar de la antigüedad del algoritmo, sigue estando muy presente como filtro de señales adaptativo,

debido a su simplicidad y potencia [84].

El funcionamiento del algoritmo ADALINE se basa en que a partir de datos que funcionan como entradas (sean estas conocidas o medidas) se realiza una suma ponderada de estas, suma que se transforma en la salida de la red neuronal. La ponderación de las entradas se hace mediante factores de pesos independientes para cada entrada, por lo que para conocer y/o ajustar estos valores se debe realizar un proceso de entrenamiento. El proceso consiste en que a partir de entradas conocidas y salidas esperadas, se realiza un ajuste individual para cada factor de peso mediante una regla de aprendizaje que busca minimizar el error entre los datos estimados y los datos esperados entregados para el entrenamiento. Con los factores de peso ya ajustados, es posible estimar con precisión a partir de nuevos datos de entrada salidas acordes con los patrones de entrenamiento. El uso de este algoritmo en la estimación de parámetros aprovecha que los factores de peso se encuentran relacionados directamente con los parámetros físicos del sistema, por lo que al realizar un trabajo inverso es posible obtener valores estimados de los parámetros a partir de los factores de peso. Es importante señalar que para el correcto funcionamiento del algoritmo el problema a resolver debe ser linealmente independiente. La Fig. 5.33 muestra el esquema de funcionamiento de la red neuronal ADALINE que se utilizará para esta aplicación.

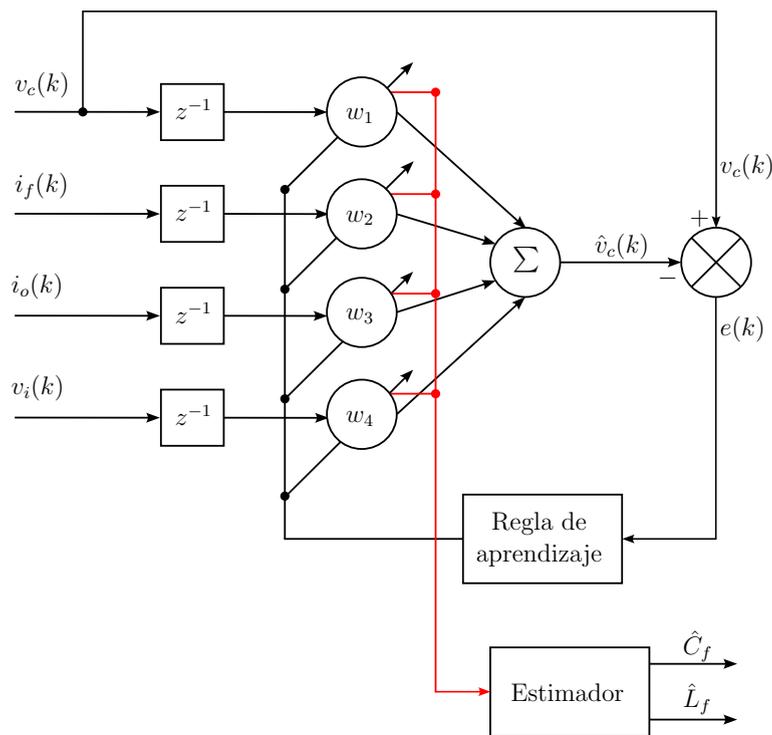


Fig. 5.33: Esquema del proceso del algoritmo ADALINE

La ecuación (2.2) mediante la discretización por series de Taylor puede ser representada como la ecuación (5.25). Donde v_c es el voltaje en el condensador, i_f es la corriente en el filtro, i_o es la corriente en la salida, v_i es el voltaje aplicado por el convertidor y los factores de peso w_1 , w_2 , w_3 y w_4 son valores positivos o negativos asociados a los parámetros de operación del sistema y que están definidos por las ecuaciones (5.26a), (5.26b), (5.26c) y

(5.26d) respectivamente, siendo T_s el tiempo de muestreo del algoritmo, L_f la inductancia del filtro y C_f la capacitancia del filtro. Estas expresiones son las que permiten realizar las estimaciones de voltaje en el control predictivo aplicado al convertidor VSI y será utilizada para estimar los parámetros de operación con el algoritmo ADALINE.

$$v_c(k) = w_1 i_f(k-1) + w_2 v_c(k-1) + w_3 i_o(k-1) + w_4 v_i(k-1) \quad (5.25)$$

$$w_1 = -\frac{T_s^3}{6C_f^2 L_f} + \frac{T_s}{C_f} \quad (5.26a)$$

$$w_2 = 1 - \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \quad (5.26b)$$

$$w_3 = \frac{T_s^3}{6C_f^2 L_f} - \frac{T_s}{C_f} \quad (5.26c)$$

$$w_4 = \frac{T_s^2 (T_s^2 - 12C_f L_f)}{24C_f^2 L_f^2} \quad (5.26d)$$

Para construir el algoritmo ADALINE es necesario realizar una serie de definiciones algebraicas para dar forma al algoritmo final basadas en los trabajos originales de esta red neuronal [83, 85]. Definiendo un vector de entradas X :

$$X = [i_f(k-1) \ v_c(k-1) \ i_o(k-1) \ v_i(k-1)], \quad (5.27)$$

y un vector de factores de peso W :

$$W = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4]^T, \quad (5.28)$$

es posible definir la salida del algoritmo ADALINE como el voltaje estimado \hat{v}_c :

$$\hat{v}_c = X^T W. \quad (5.29)$$

El voltaje estimado \hat{v}_c por medio del ADALINE se compara con el voltaje v_c medido directamente desde el convertidor. Con esto es posible obtener el error del voltaje estimado respecto al voltaje medido, por lo que el error puede ser definido como la expresión (5.30), donde $d = v_c(k)$ para simplificar la expresión.

$$e = v_c(k) - \hat{v}_c(k) = d - X^T W. \quad (5.30)$$

Para construir la regla de aprendizaje que se encargará de actualizar los factores de peso W se aplicará como base el error cuadrático medio (Mean Squared Error (MSE)). El error cuadrado está dado por la expresión (5.31).

$$e^2 = d^2 - 2dX^T W + W^T X X^T W. \quad (5.31)$$

Aplicando la función del MSE a la expresión (5.31) se obtiene (5.32), donde E es la esperanza.

$$MSE = \xi = E [e^2] - 2E [dX^T] W + W^T E [X X^T] W \quad (5.32)$$

Definiendo nuevos términos es posible obtener la expresión P (5.33a) conocido como el vector de correlación cruzada entre la respuesta deseada y las entradas y la expresión R (5.33b) como la matriz cuadrada de auto correlación de las entradas.

$$P := E [dX^T] \quad (5.33a)$$

$$R := E [X X^T] \quad (5.33b)$$

Con estas nuevas definiciones es posible reescribir la ecuación (5.32) como la expresión (5.34).

$$\xi = E [d^2] - 2P^T W + W^T R W, \quad (5.34)$$

La ecuación (5.34) muestra cómo la expresión obtenida para el MSE pasa a ser una función cuadrada de los factores de peso del ADALINE, que al resolverse permite encontrar los valores de estos. Para alcanzar la solución de esta ecuación existen distintos métodos de resolución acordes a la aplicación, pero todos buscan alcanzar la solución que logre obtener un mínimo de la superficie generada por el MSE. Es necesario notar que la ecuación (5.34) tiene la función esperanza entre sus términos, función que utiliza todos los datos evaluados para entregar un resultado. Esta condición se encuentra en conflicto con la aplicación deseada, por lo que para resolverla se utilizará un algoritmo adaptativo que modifique los factores de peso en cada paso de simulación hasta encontrar un grupo de factores que minimice el problema. Uno de los algoritmos más simples para resolver este problema es el ‘Steepest Descent’ que hace uso de una aproximación del gradiente de la ecuación (5.34) para alcanzar la solución. Este algoritmo para la aplicación particular tiene problemas de convergencia, por lo que se utilizará una variación de este que ha sido implementado con éxito y buenos resultados en trabajos similares como los vistos en [86] y [87].

La ecuación (5.35) estimará a partir de las entradas medidas y el valor esperado del voltaje v_c los valores para los factores de peso W . Esta operación es de carácter adaptativo iterativo, por lo que se utilizará los factores encontrados en el paso anterior para calcular

los nuevos factores de peso hasta converger a los que minimicen el MSE a lo largo de cada paso de simulación. La expresión (5.35) define al vector de factores de pesos estimado como $W(k+1)$, donde $W(k)$ es el vector de factores de peso estimado en el paso anterior, α es el factor de aprendizaje que determinará la velocidad de convergencia del algoritmo y β es un valor pequeño que evita la indeterminación de la división cuando algunos o todos los elementos de la operación de $X^T X$ es cero.

$$W(k+1) = W(k) + \alpha \frac{e(k)X}{\beta + X^T X} \quad (5.35)$$

El término α que determina la velocidad de aprendizaje del algoritmo es un parámetro que se debe ajustar para obtener una convergencia adecuada. Para la selección de este parámetro se debe comprender el efecto que produce en el algoritmo. A valores grandes de α se obtienen convergencias de mayor velocidad, pero puede provocarse un efecto en donde no se consiga minimizar el MSE. Por otro lado a valores bajos de α existe una mayor probabilidad de que el algoritmo llegue a un mínimo local o global de la superficie generada por el MSE, pero la velocidad de convergencia se verá afectada, pudiendo extender en gran medida el tiempo de ejecución del algoritmo. Para solucionar este problema en [88] se plantea la ecuación (5.36) como mecanismo para acelerar la convergencia en las etapas iniciales del algoritmo y refinar el resultado final otorgado por el ADALINE. La Fig. 5.34 muestra un ejemplo del efecto que provoca la selección del valor α en la convergencia a un mínimo de la superficie del MSE [89].

$$\alpha = \alpha_i \left(\frac{\alpha_f}{\alpha_i} \right)^{\frac{t}{t_{max}}} \quad (5.36)$$

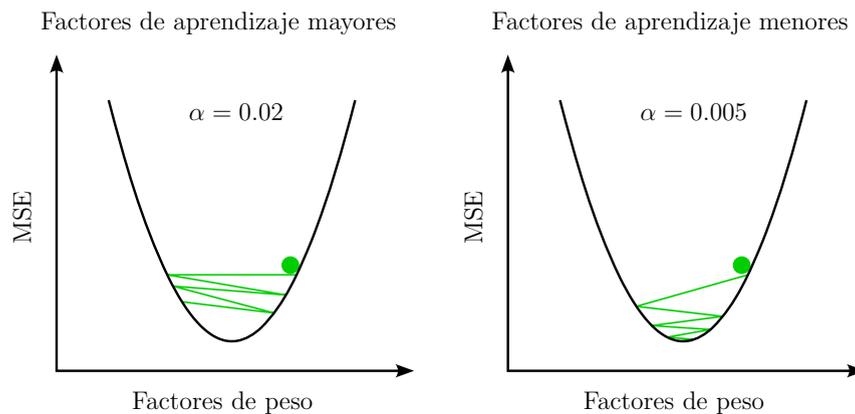


Fig. 5.34: Efecto de la selección del factor de aprendizaje α .

La expresión (5.36) permite obtener un factor de aprendizaje variable en el tiempo, siendo α_i un valor alto que acelera la convergencia del algoritmo, α_f un valor mínimo que producirá un aprendizaje lento, pero llevando a los factores de peso a un valor preciso que minimizará el MSE, t es el tiempo transcurrido desde que el algoritmo es puesto en operación y t_{max} es el tiempo máximo por el que operará el algoritmo antes de entregar el resultado final.

Con la estrategia para la estimación de los factores de peso ya determinada, es necesario definir expresiones que permitan obtener los valores de los parámetros del convertidor VSI. En trabajos similares donde se utiliza el algoritmo ADALINE [86–88], se obtienen expresiones que definen a los parámetros del sistema directamente desde los factores de peso. Debido a la complejidad de las expresiones que definen los factores de peso en esta aplicación, durante la investigación no se halló una forma de obtener directamente términos que permitieran calcular los parámetros del filtro LC del VSI, por lo que se utilizó como método de estimación un algoritmo recursivo en donde luego de calcular uno de los parámetros, se utiliza el valor de este para calcular el siguiente. Este método para el cálculo de los parámetros tiene el inconveniente de que al utilizarse una primera estimación para calcular una siguiente estimación provocará una propagación del error, que afectará negativamente en la precisión del algoritmo.

Durante el estudio de la propuesta se encontró que el término w_2 del algoritmo ADALINE tiene una convergencia con menor error al valor calculado teóricamente para distintos cambios en los valores de los parámetros, por lo que las estimaciones tendrán como base a este factor de peso. Desde la ecuación (5.26b) es posible despejar el parámetro C_f , obteniendo la expresión (5.37).

$$\hat{C}_f = -\frac{T_s^2}{2L_f(w_2 - 1)} \quad (5.37)$$

La ecuación (5.37) permite estimar la capacitancia del filtro LC del VSI a partir del factor w_2 , el tiempo de muestreo T_s y el valor de la capacitancia L_f . Esta expresión es suficiente si la inductancia del filtro no se ve modificada, pero dado que se desea entregar un algoritmo que permita la estimación de ambos parámetros, es necesario encontrar una expresión que permita obtener el valor de la inductancia del filtro. Extendiendo la ecuación (5.25) con los términos que conforman los factores de peso, es posible obtener a (5.38), donde es posible reemplazar la capacitancia C_f por la expresión (5.37) encontrada anteriormente. Realizar esto permitirá obtener una expresión que no depende de conocer el valor de C_f , por lo que es posible despejar el valor de la inductancia del filtro directamente y calcularla a partir de las entradas medidas y la estimación de w_2 .

$$\begin{aligned} v_c(k) = & \left[-\frac{T_s^3}{6C_f^2L_f} + \frac{T_s}{C_f} \right] i_f(k-1) + \left[1 - \frac{T_s^2}{2C_fL_f} \right] v_c(k-1) + \dots \\ & \dots + \left[\frac{T_s^3}{6C_f^2L_f} - \frac{T_s}{C_f} \right] i_o(k-1) + \left[\frac{T_s^2(T_s^2 - 12C_fL_f)}{24C_f^2L_f^2} \right] v_i(k-1) \end{aligned} \quad (5.38)$$

Realizando un trabajo algebraico sobre la ecuación (5.38) es posible despejar una expresión final para la estimación de la inductancia L_f , correspondiente a la ecuación (5.39).

$$\hat{L}_f = -\frac{v_c(k) - v_c(k-1)w_2 + v_i(k-1)\frac{(6T_s^2 + T_s^2)(w_2-1)^2}{6T_s^2}}{i_f(k-1)\left(\frac{2(w_2-1)^2}{3T_s} + \frac{2(w_2-1)}{T_s}\right) - i_o(k-1)\frac{2\left(\frac{3T_s^2}{w_2-1} + T_s^2\right)(w_2-1)^2}{3T_s^3}} \quad (5.39)$$

La ecuación (5.39) permite obtener una estimación del valor de inductancia en el sistema a partir de las entradas de voltajes y corrientes medidas, el tiempo de muestreo T_s y el factor de peso w_2 . Con este valor de inductancia estimada es posible realizar la segunda estimación correspondiente al valor de la capacitancia C_f expresada en (5.37). Debido a la complejidad de la expresión (5.39), ante variaciones o errores que se produzcan en las mediciones y estimaciones de los factores de peso, el valor de la inductancia estimada será propenso a tener un pequeño error respecto al valor real de la inductancia del filtro, que a su vez puede ser propagado a la estimación de la capacitancia debido a la dependencia de este. Con el fin de minimizar este error es recomendable tener la menor variación de las variables involucradas en la estimación de la inductancia.

La implementación del algoritmo ADALINE para la estimación de los parámetros L_f y C_f , se hace mediante un programa que se encontrará operando en forma paralela al algoritmo de control predictivo principal. El algoritmo operará en el marco de referencia $\alpha\beta$, siendo solo necesario el uso de los datos en la coordenada α para operar. Este se encontrará calculando el error entre el voltaje medido y el estimado por la ecuación (5.25), utilizando este valor como método de detección de que los parámetros del sistema se han sometido a un cambio. Al momento de detectarse esta variación se procederá a realizar la estimación de los nuevos factores de peso que minimicen este error mediante el algoritmo desarrollado. Una vez encontrados los nuevos factores de peso y estimado los parámetros L_f y C_f , se procede a actualizar el modelo del algoritmo de control principal, cerrando de este modo el lazo adaptativo de los parámetros del sistema hasta que vuelva a producirse un cambio considerable que induzca un error que salga del umbral aceptado. La Fig. 5.35 muestra el diagrama de flujo del nuevo sistema de control implementado.

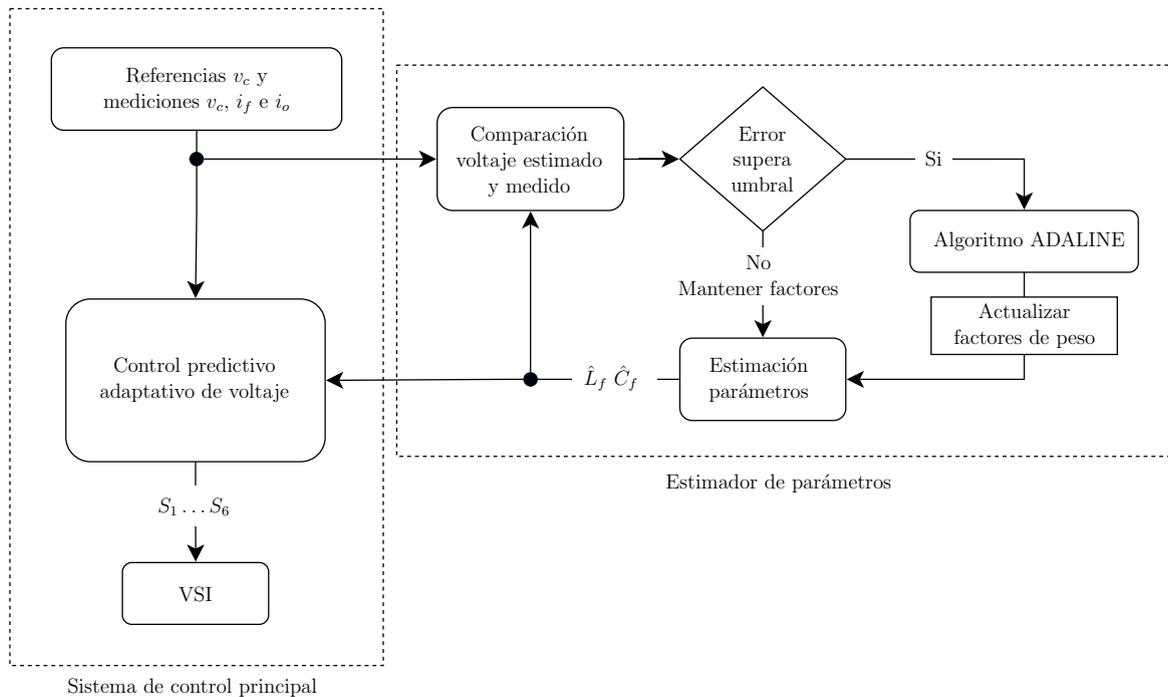


Fig. 5.35: Diagrama de flujo de control predictivo de voltaje con estimador de parámetros ADALINE.

5.4.2. Resultados de simulación ante carga lineal

Con el fin de confirmar que la propuesta desarrollada responde correctamente a los estímulos externos y es capaz de estimar los parámetros del filtro LC con suficiente precisión para ser una propuesta viable, es que se procede a probar el algoritmo ADALINE en un ambiente simulado otorgado por el software MATLAB - Simulink. Las pruebas tendrán como base operativa los parámetros definidos en la Tabla 3.1 que han sido aquellos con los que se ha trabajado hasta el momento. Para poner a prueba el algoritmo de estimación de parámetros se utilizará el algoritmo de control predictivo operando a frecuencia variable, y dado que el estimador de parámetros solo depende de las mediciones del sistema, solo se utilizará esta propuesta de control dentro del estudio, ya que el tipo de estrategia a utilizar no impacta directamente en el algoritmo ADALINE. Para la evaluación se hará primeramente una prueba sin cambios en los parámetros de simulación, para ver si este es capaz de encontrar los valores originales de los parámetros del filtro. Luego se procederá a realizar cambios en escalón de los parámetros C_f y L_f en un 50% y un 150% del valor original para cada uno, mostrando el error en las estimaciones, la evolución de los factores de pesos calculados por el algoritmo ADALINE, los valores estimados por el algoritmo y una gráfica comparativa mostrando el error entre los valores estimados y los reales con los que se encuentra operando el sistema. Para reducir la variación en las simulaciones, tanto el cambio tipo escalón de los parámetros como la activación del algoritmo serán realizados a los 0.5 s desde la simulación inicial hasta los 5 s cuando se espera haber alcanzado el estado estacionario del algoritmo de estimación de parámetros.

Un punto importante a tener en cuenta es que algoritmo de estimación desarrollado hace

uso de las mediciones de voltaje en la carga, corrientes de filtro y corrientes de carga, por lo que para ver de mejor manera el comportamiento del algoritmo planteado se utilizarán medidas directas de las corrientes en la carga en lugar de usar las estimaciones vistas en el capítulo 3 o el uso del observador de estados que también depende de los parámetros del sistema. En trabajos futuros se planteará la posibilidad de desarrollar este algoritmo de tal forma que no requiera de las mediciones directas de las corrientes en la carga, y por tanto de sensores adicionales. También al ser un algoritmo experimental se considerará que los cambios en los parámetros del filtro LC afectarán a las 3 fases de la misma manera, por lo que en trabajos futuros se planteará el uso de 3 estimadores de estado, siendo cada uno encargado de los parámetros de cada fase del convertidor.

La operación del algoritmo utiliza un factor de aprendizaje variable según fue definido en la ecuación (5.36). El factor de aprendizaje utilizado tiene como $\alpha_i = 0.2$, $\alpha_f = 5 \cdot 10^{-3}$ y un tiempo máximo de operación de $t_{max} = 2.5$ s. La Fig. 5.36 muestra la evolución del factor de aprendizaje utilizado durante la simulación, pudiendo verse que antes de los 0.5 s el factor de aprendizaje se sitúa en el valor mínimo correspondiente a α_f , luego a los 0.5 s cuando se activa el algoritmo de estimación ADALINE este se modifica alcanzando el valor de α_i para luego reducir su valor rápidamente hasta alcanzar el valor final de α_f a los 3 s. Esta evolución en el factor de aprendizaje ayuda a acelerar la convergencia en la etapa inicial y refinar los resultados en la etapa final del algoritmo.

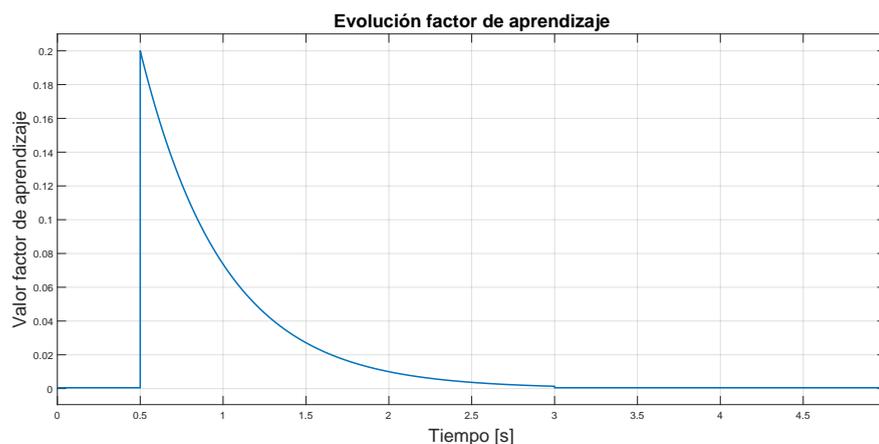


Fig. 5.36: Evolución factor de aprendizaje a lo largo del tiempo de operación del algoritmo.

La primera prueba se realiza con el objetivo de conocer si el algoritmo logra converger a los valores de los parámetros del filtro LC sin hacer un cambio en los parámetros de simulación estipulados en la Tabla 3.1. La Fig. 5.37 muestra en la zona superior una comparación de los voltajes estimados y medidos en dos tiempos distintos, siendo el primero acorde al inicio de la operación del algoritmo de estimación de parámetros y el segundo cuando ya se ha superado el tiempo de acción del algoritmo. En la zona inferior se presenta una gráfica del error entre el voltaje medido y estimado a lo largo de la operación del algoritmo. Dado que el algoritmo se configura para que inicie con valores cercanos a los reales, la estimación y el voltaje medido no difiere en gran medida, pero se puede observar cómo el error se vuelve más definido a medida que el tiempo avanza como efecto de que el algoritmo converge a valores más precisos. Se puede observar que en esta etapa el error calculado concentra sus valores

entre los 0.2 V y -0.2 V, lo que se traduce en un error de tan solo 0.0006 % aproximadamente entre los voltajes estimados respecto a los medidos.

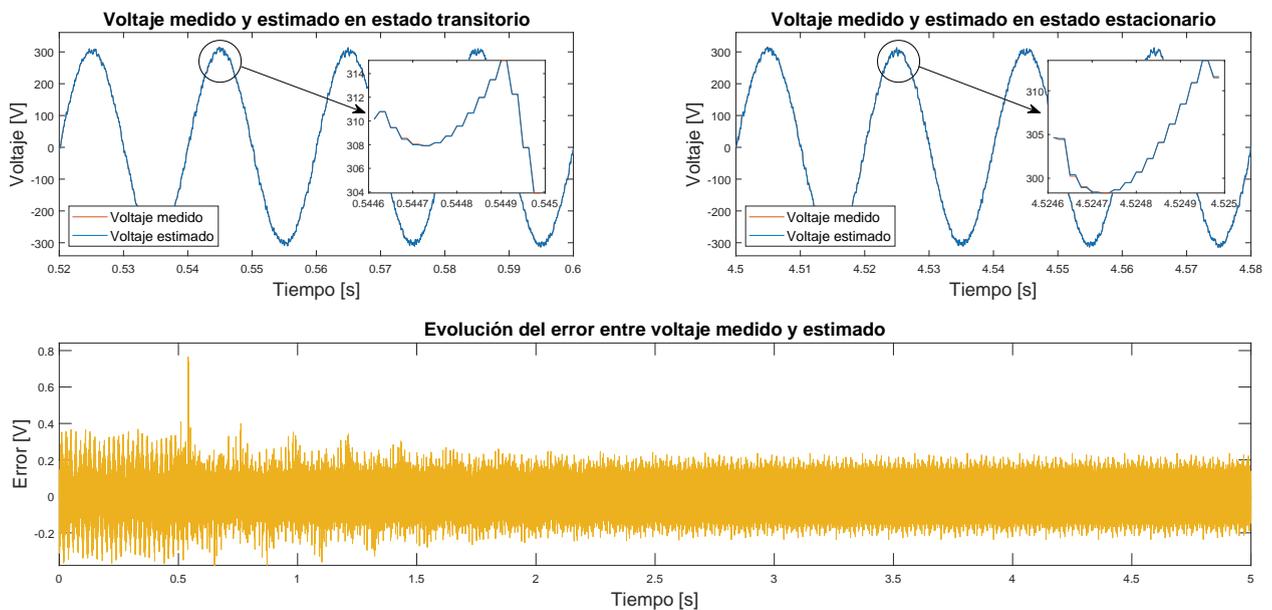


Fig. 5.37: Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.

La Fig. 5.38 muestra la evolución de los factores de peso que el algoritmo ADALINE calcula. Con el fin de mostrar esta evolución es que el algoritmo se mantiene activo con un mínimo factor de aprendizaje en los tiempos comprendidos entre $[0, 0.5]$ s y $(3, 5]$ s, para que este se mantenga constantemente entregando datos, pero en una aplicación física puede ser preferible que el algoritmo solo se active bajo el criterio de un umbral de error que se definió anteriormente y permanezca inactivo el resto del tiempo con el fin de ahorrar recursos computacionales. Dado que el algoritmo fue configurado con valores cercanos a los que debe converger, la evolución de estos factores de peso no presentan grandes cambios, pero es notorio como a los 0.5 s, momento en que se activa el algoritmo para su operación, existe una tendencia a que se alcancen nuevos valores.

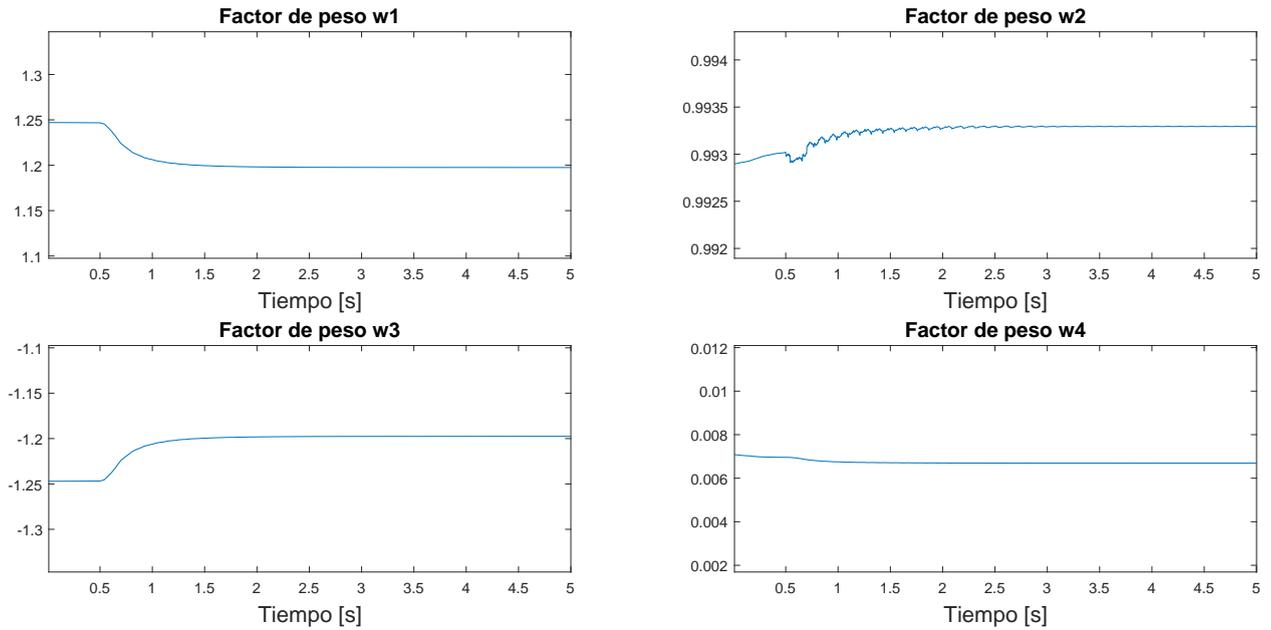


Fig. 5.38: Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.

La Fig. 5.39 muestra los valores de los parámetros del filtro LC estimados por el algoritmo, correspondiendo la Fig. 5.39a a la estimación de la inductancia del filtro y la Fig. 5.39b a la estimación de la capacitancia del filtro. En rojo se muestran los valores declarados para la operación del sistema, correspondiendo a 2.2 mH y $20\text{ }\mu\text{F}$ para la inductancia y capacitancia respectivamente, mientras que en azul se muestran los valores estimados por el algoritmo. Tal como se comentó en el apartado teórico de esta propuesta, el uso de una estimación de la inductancia para realizar el cálculo de la capacitancia del filtro conlleva a un mayor error de esta última. La evolución del error para ambos parámetros es mostrado en la Fig. 5.40, donde para ambos casos el error en estado estacionario es menor a un 1%, pero siendo levemente mayor el asociado a la capacitancia².

²Puede ser importante aclarar que el cálculo del error numérico utilizado en la comparación de los valores estimados y reales de los parámetros del filtro LC , corresponde a:

$$error = \frac{\text{valor real} - \text{valor estimado}}{\text{valor real}} \cdot 100$$

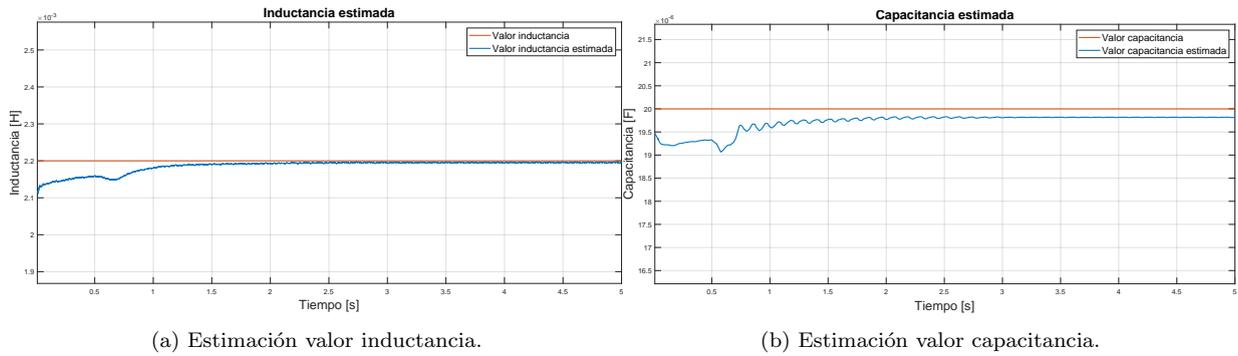


Fig. 5.39: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.

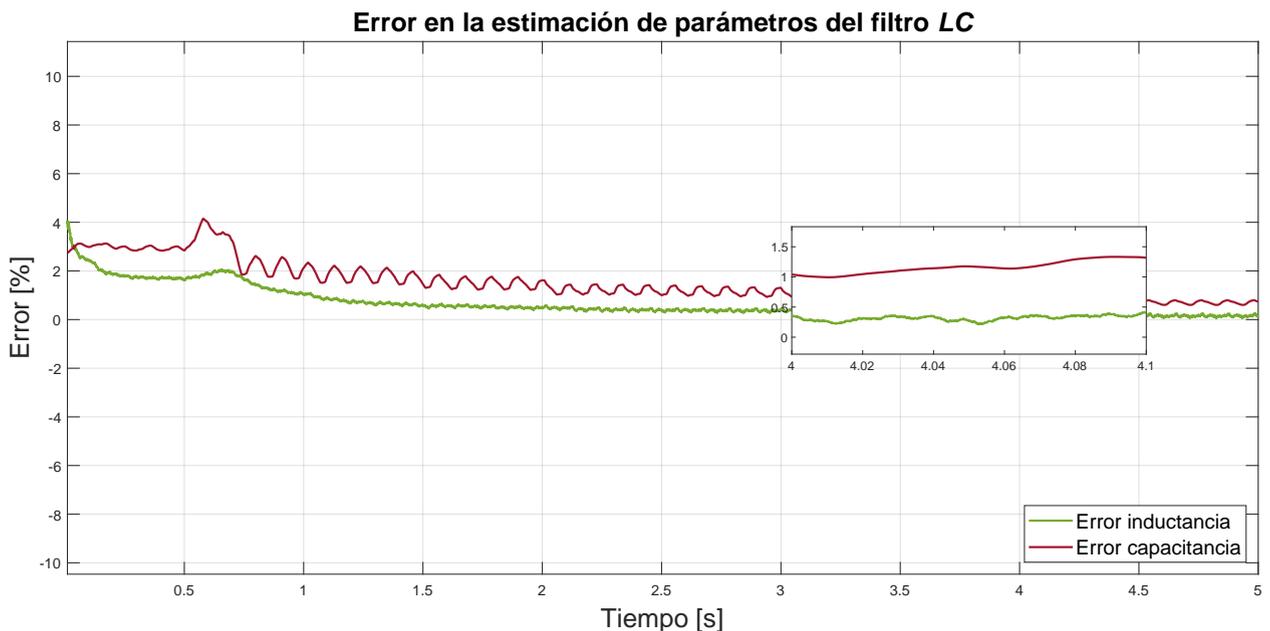


Fig. 5.40: Error en estimación de parámetros del filtro LC sin cambios en los parámetros del sistema con carga lineal.

La primera prueba con un cambio en los parámetros del filtro, corresponde a un cambio escalón de la capacitancia del filtro C_f desde el valor original correspondiente a $20 \mu F$ hasta un 150% de este, realizándose el cambio a los 0.5 s desde iniciada la simulación. La Fig. 5.41 muestra la respuesta del algoritmo ADALINE comparando el voltaje medido y estimado, junto con el error asociado a este a lo largo del tiempo de simulación. Se observa que ante el cambio escalón del valor de la capacitancia se produce un mayor error entre el voltaje estimado por el algoritmo y el medido. Esta situación transitoria es mostrada en la gráfica superior izquierda, observándose como el voltaje estimado en azul no coincide por completo con el voltaje medido en rojo, lo que produce el mayor error graficado en la zona inferior de la figura. Dado que el algoritmo ADALINE es puesto en acción correctiva a los 0.5 s, se puede observar como el error es reducido gradualmente a medida que avanza en el tiempo, llegando nuevamente a valores mínimos, por lo que si se compara el voltaje estimado y medido nuevamente en esta etapa estacionaria, luego de la acción del algoritmo, se puede

observar como ambos voltajes coinciden casi por completo.

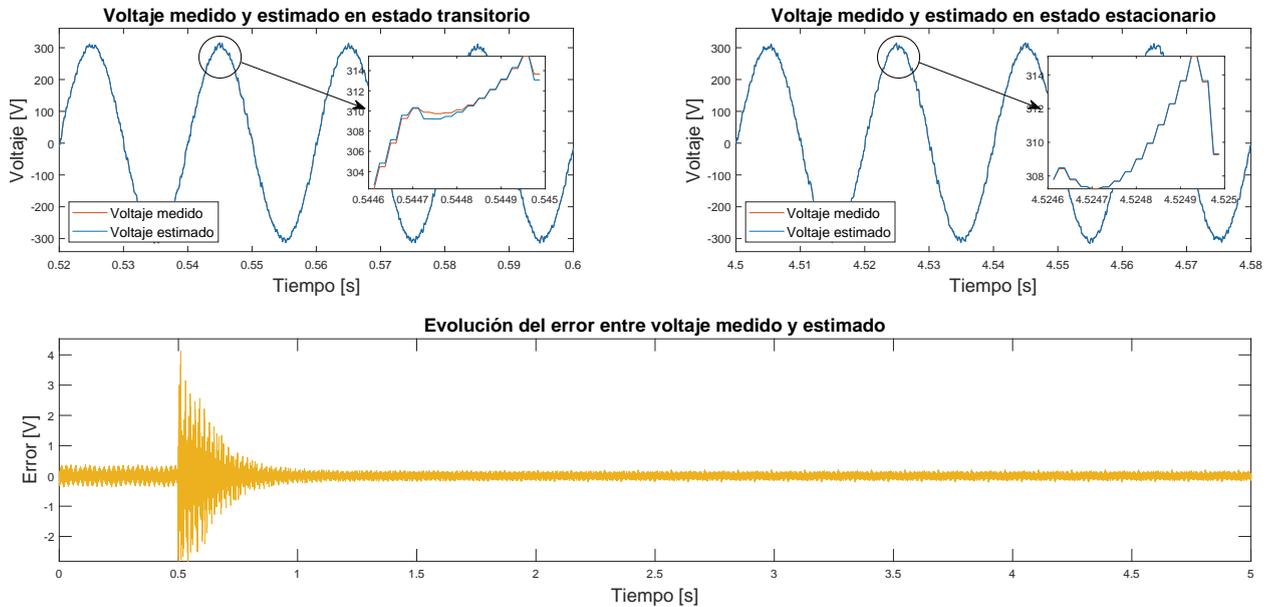


Fig. 5.41: Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 150% en valor de capacitancia con carga lineal.

La Fig. 5.42 muestra la evolución de los factores de peso ante el cambio escalón de 100% a 150% del valor de la capacitancia del filtro. Dado que existe el cambio escalón de uno de los parámetros, durante la evolución de los factores de pesos, estos sufren un mayor cambio que los observados en la situación donde no se realiza ninguna modificación de los parámetros, adaptándose rápidamente a las nuevas condiciones del sistema.

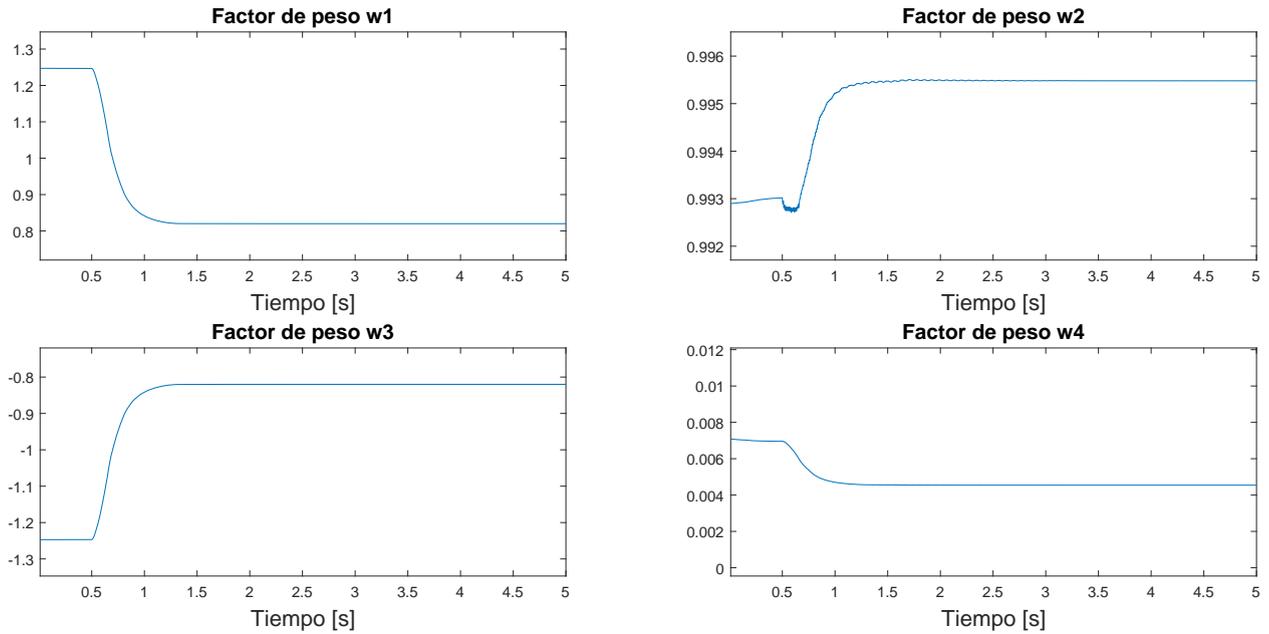


Fig. 5.42: Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.

La Fig. 5.43 muestra una comparativa de los valores de los parámetros reales con los estimados por el algoritmo desarrollado. La Fig. 5.43a muestra la evolución del valor de inductancia estimado. Se puede observar como existe un mayor error desde los 0.5 s, momento en que se produce el cambio escalón del valor de la capacitancia. Esta situación es esperable, dado que al ser un algoritmo recursivo que utiliza para ambas estimaciones los factores de peso que se encuentran cambiando considerablemente como se observó en la Fig. 5.42, existirá un error transitorio a pesar de que este parámetro no sufre modificaciones a lo largo de la simulación, para luego converger al valor real. Por otro lado, la Fig. 5.43b muestra como ante el cambio escalón del valor de la capacitancia a los 0.5 s, el algoritmo es capaz de converger a una estimación cercana al valor real. Un detalle interesante visto en esta figura es cómo la evolución en el factor de aprendizaje del algoritmo impacta en la estimación, observándose que en los primeros instantes que se alcanza una estimación con valores cercanos al real existe un ondulado en la estimación, correspondiente a un mayor factor de aprendizaje, pero a medida que el tiempo avanza y este factor se reduce, también la estimación presenta una menor ondulación, convergiendo a un valor estacionario.

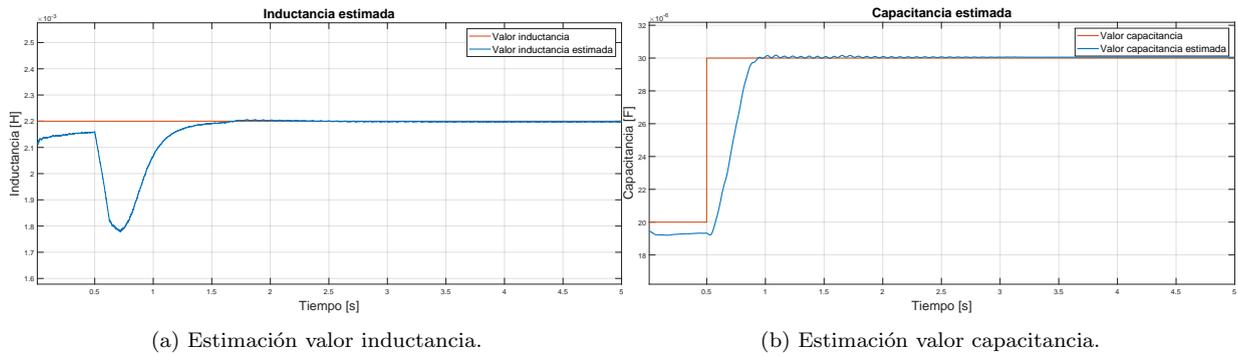


Fig. 5.43: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.

La Fig. 5.44 muestra la evolución del error en la estimación de los parámetros, notándose claramente valores máximos en el error para ambos parámetros a los 0.5 s, momento en que existe el cambio escalón del valor de capacitancia. La estimación de parámetros luego de su convergencia a valores estacionarios presentan errores menores a 0.5 % para ambos casos, demostrando una buena respuesta ante esta variación.

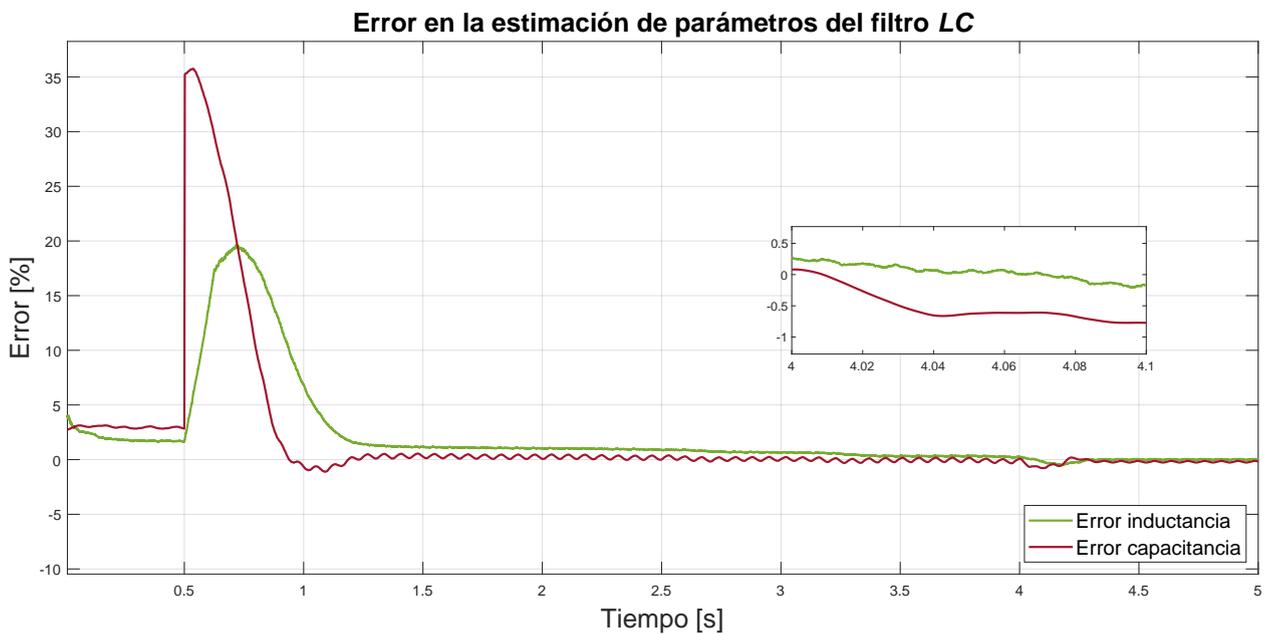


Fig. 5.44: Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga lineal.

El siguiente set de simulaciones muestra la respuesta del algoritmo ante un cambio escalón del valor de la capacitancia entre un 100 % y un 50 % del valor nominal definido en la Tabla 3.1. La Fig. 5.45 muestra una comparativa y evolución del error medido entre el voltaje medido y estimado. En las secciones 3.3.5 y 4.2.5 se mostró como ante cambios en escalón de los parámetros a un valor del 50 % del valor nominal se producían peores respuestas en el algoritmo para ambos parámetros, lo cual también se observa en esta propuesta. Se observa que cuando se produce el cambio escalón del valor de capacitancia, existe un aumento considerable en el error entre el voltaje medido y estimado, pero a pesar de que el algoritmo

es capaz de reducir el error y alcanzar una similitud respecto a la señal medida, el error es mayor que en el caso anterior, alcanzando valores de hasta 2 V, que aunque sea un error reducido al compararse con los 311 V máximos a la que opera la propuesta, es mayor que ante los casos en donde no existen cambios en los parámetros o que el escalón se haga hasta un 150%.

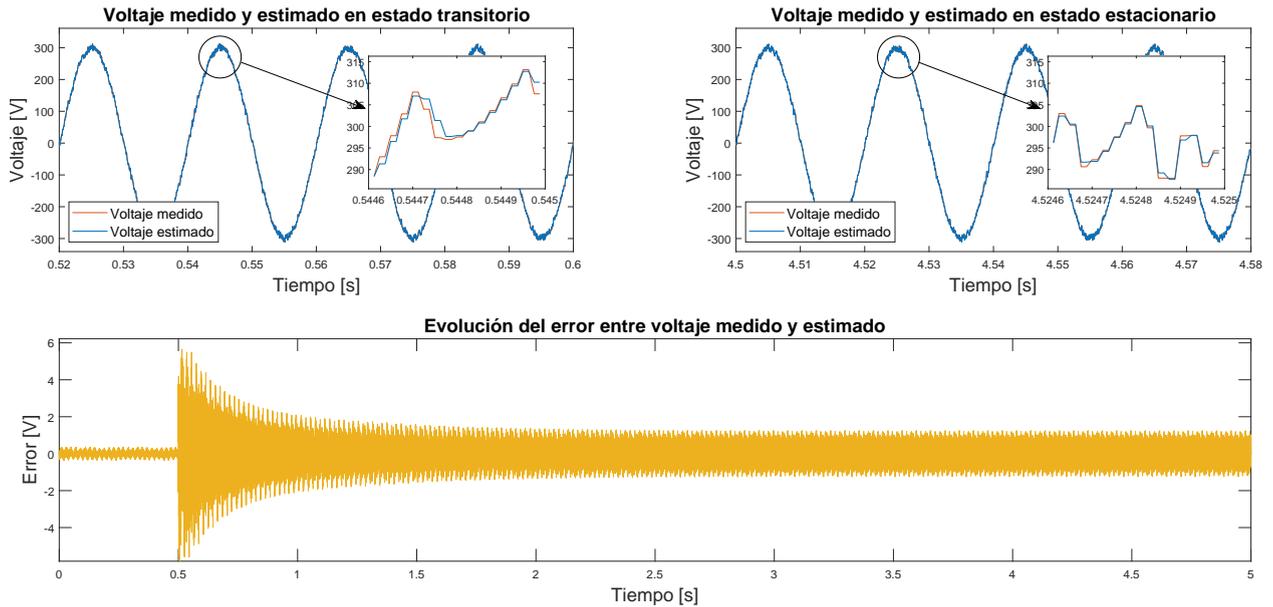


Fig. 5.45: Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.

La Fig. 5.46 muestra la evolución de los factores de peso encontrados por el algoritmo ADALINE. Se puede observar que a diferencia de los mostrados en la Fig. 5.42, estos convergen a valores distintos, situación que asegura que el algoritmo reacciona acorde a los distintos estímulos a los que se ve sometido.

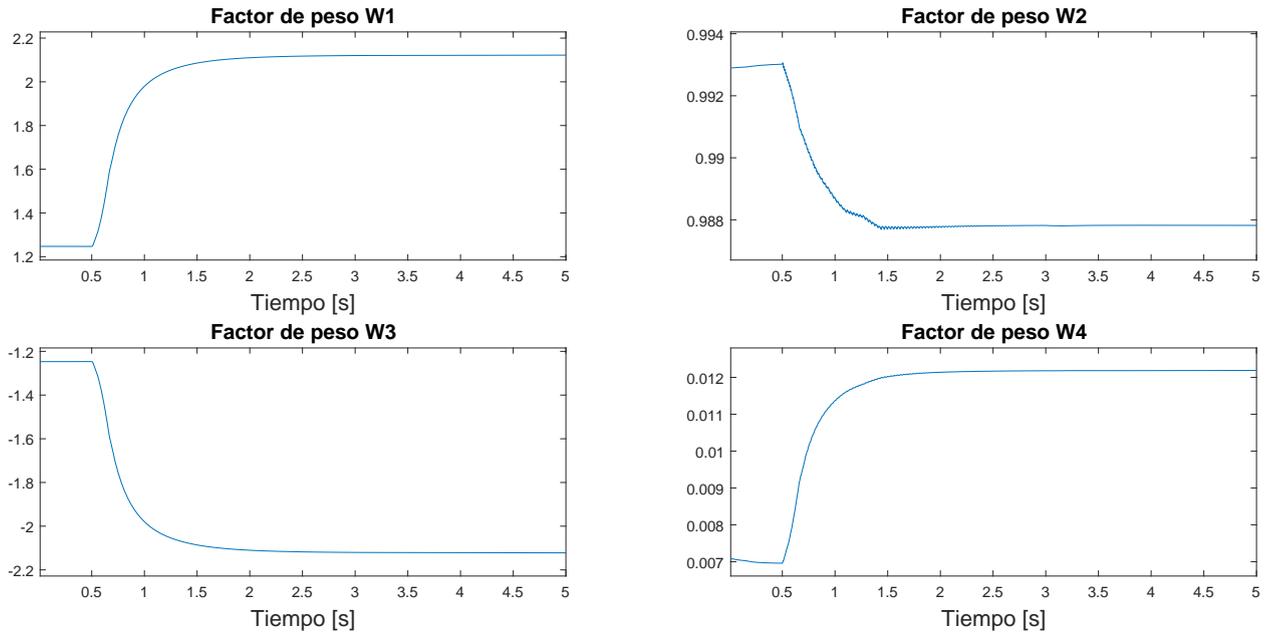


Fig. 5.46: Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50% en valor de capacitancia con carga lineal.

La Fig. 5.47 muestra la evolución en la estimación de los parámetros del filtro LC , observándose como al igual que en el caso anterior la Fig. 5.47a correspondiente a la estimación de la inductancia sufre un incremento en el error al momento de introducir el escalón en los valores de la capacitancia, pero de todos modos convergiendo al valor real una vez que ha pasado un tiempo suficiente para que el algoritmo actúe. Por otro lado, la Fig. 5.47b muestra la evolución de la capacitancia estimada por el algoritmo, donde se observa como desde el valor nominal ocurre un cambio escalón hasta el 50% a los 0.5 s, momento en que el algoritmo entra en acción, logrando converger a un valor cercano al real. A pesar de que el error entre voltaje medido y estimado es mayor en este caso, el valor de capacitancia converge a aproximadamente a un valor de $10.3 \mu F$, siendo $10 \mu F$ el valor real declarado correspondiente al 50% del valor nominal. La Fig. 5.48 muestra la evolución del error entre los parámetros estimados y los reales, pudiendo observarse que el error relacionado a la estimación de la inductancia es cercano al 0%, mientras que la capacitancia alcanza un error poco menor al 3%. Estos errores a pesar de ser levemente mayores que el caso anterior, presentan una buena aproximación ante cambios repentinos y de gran variación de los parámetros del sistema.

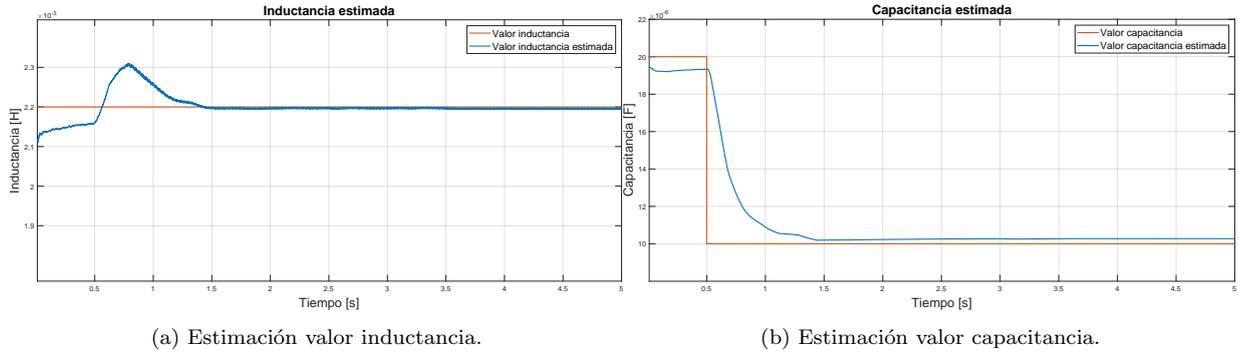


Fig. 5.47: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.



Fig. 5.48: Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 50 % en valor de capacitancia con carga lineal.

La siguiente modificación en los parámetros del sistema corresponde a un cambio escalón desde el 100 % del valor nominal a un 50 % de este valor en la inductancia del filtro. La Fig. 5.49 muestra la comparación entre los valores de voltaje medidos y estimados por el algoritmo. Se puede observar que existe un menor error que en el caso donde se modifica el valor de capacitancia en este mismo escalón, alcanzándose errores menores a 1 V en estado estacionario.

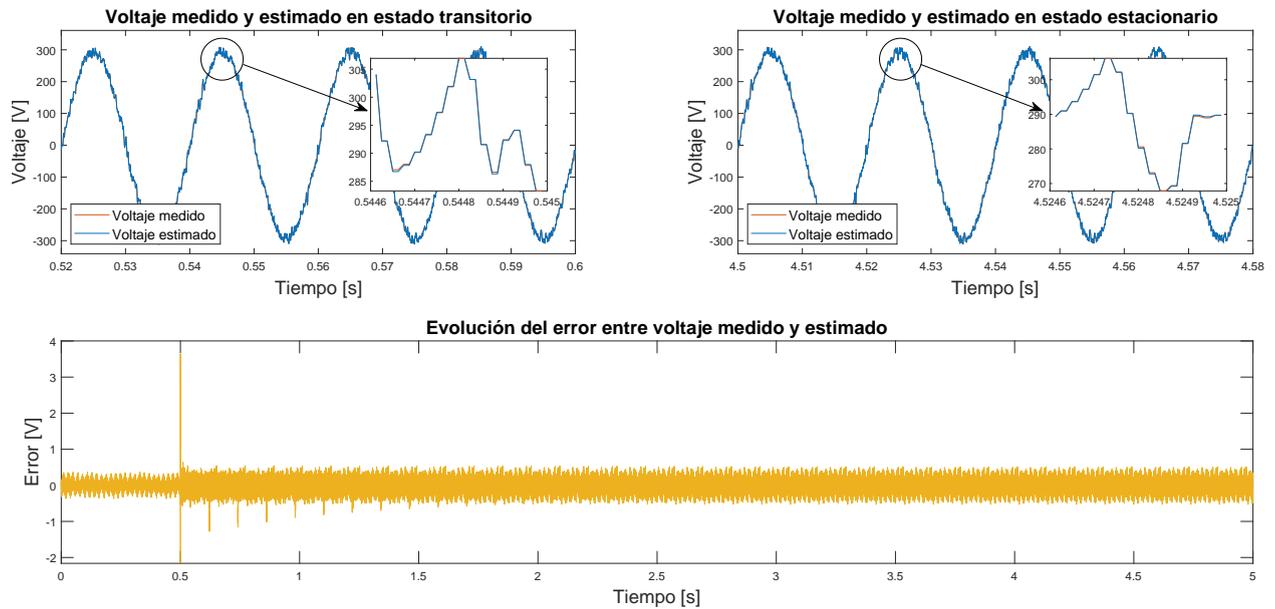


Fig. 5.49: Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.

La Fig. 5.50 muestra la evolución de los factores de peso para el cambio escalón a un 50 % del valor de inductancia, mostrando un comportamiento similar al de los casos anteriores.

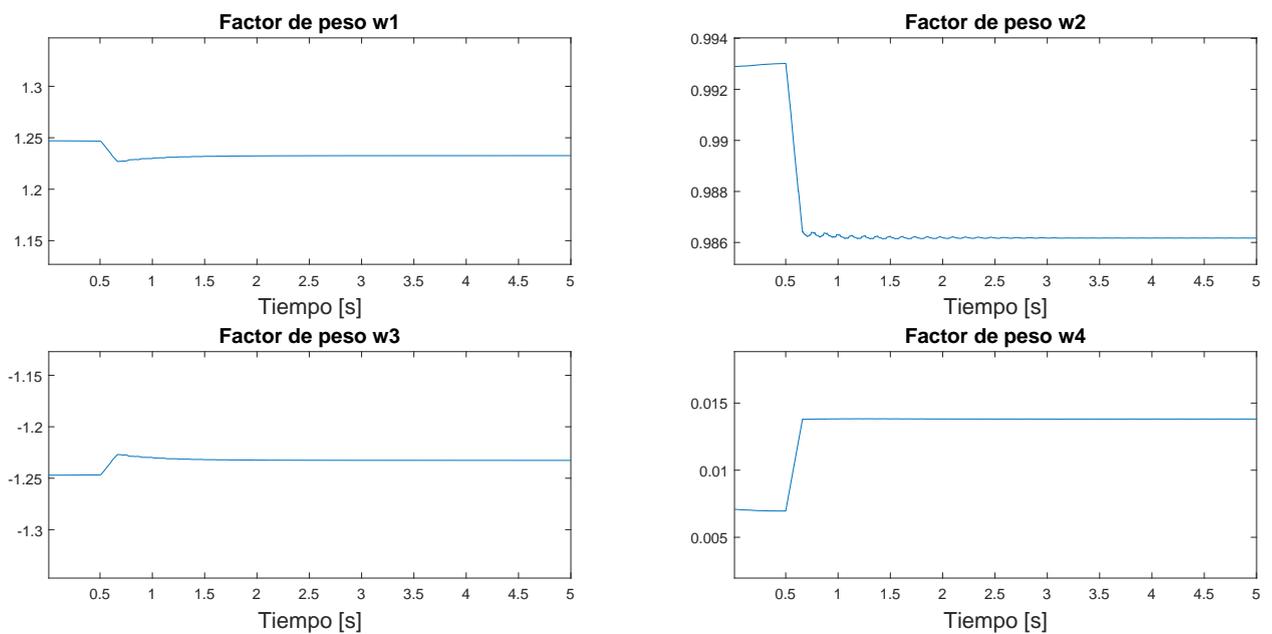
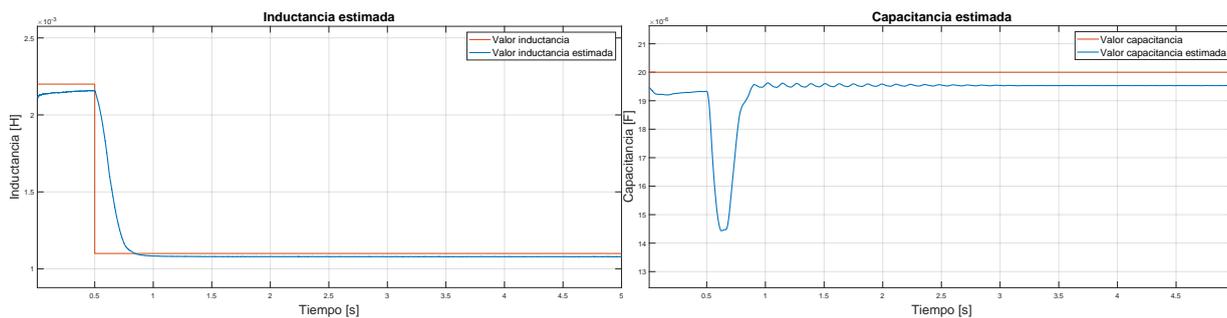


Fig. 5.50: Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.

La Fig. 5.51 muestra la evolución en la estimación de los parámetros del sistema. La Fig. 5.51a muestra como ante el cambio escalón de la inductancia es posible estimar con el algoritmo de manera precisa este cambio, convergiendo al valor modificado. La Fig. 5.51b por su parte muestra la evolución en la estimación de la capacitancia, mostrándose el error

característico del estado transitorio provocado por el cambio escalón de uno de los parámetros, para luego converger a un valor cercano de este. La Fig. 5.52 muestra la evolución del error en las estimaciones, obteniéndose datos en estado estacionario que presentan errores menores al 2.5 % para ambos parámetros, pero siendo como es usual, el valor de inductancia estimada menor al de la capacitancia estimada.



(a) Estimación valor inductancia.

(b) Estimación valor capacitancia.

Fig. 5.51: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.

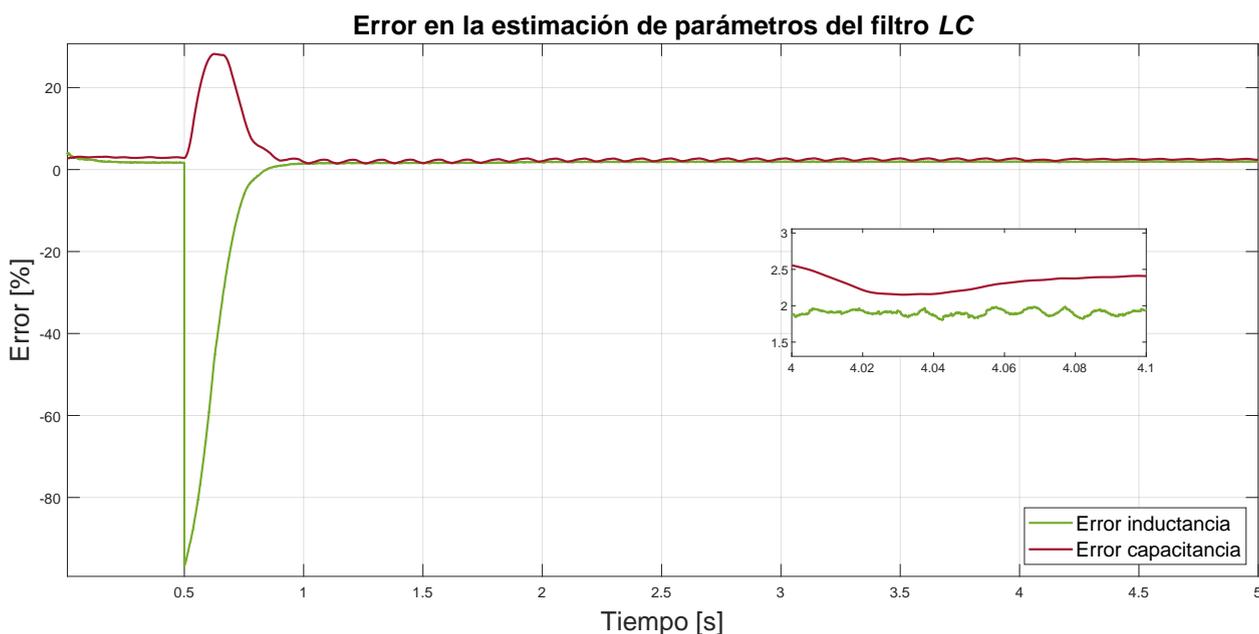


Fig. 5.52: Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga lineal.

La última estimación realizada para el caso de una carga lineal corresponde al cambio escalón del valor de inductancia desde un 100 % a un 150 % del valor nominal de esta. Para este caso particular del algoritmo se produce un resultado no esperado tal como se muestra en la estimación de los parámetros de la Fig. 5.53, observándose como la capacitancia estimada converge al valor esperado (Fig. 5.53b), pero la inductancia por otro lado converge al valor original de 2.2 mH en lugar del 150 % de este valor. La razón de este comportamiento es

que el algoritmo logra minimizar el problema del MSE en factores de peso distintos a los esperados para w_2 , coincidiendo este con el valor de la inductancia original. La Fig. 5.54 muestra la evolución de los factores de peso para esta situación particular, que a pesar de ser similares a los encontrados en la Fig. 5.38 cuando no se realiza ningún cambio en los parámetros del filtro, los factores w_1 , w_3 y w_4 convergen a valores diferentes.

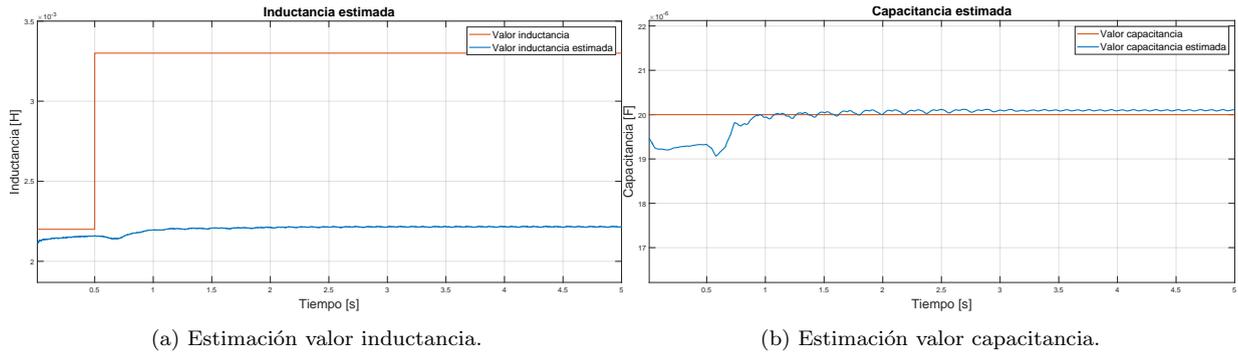


Fig. 5.53: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga lineal.

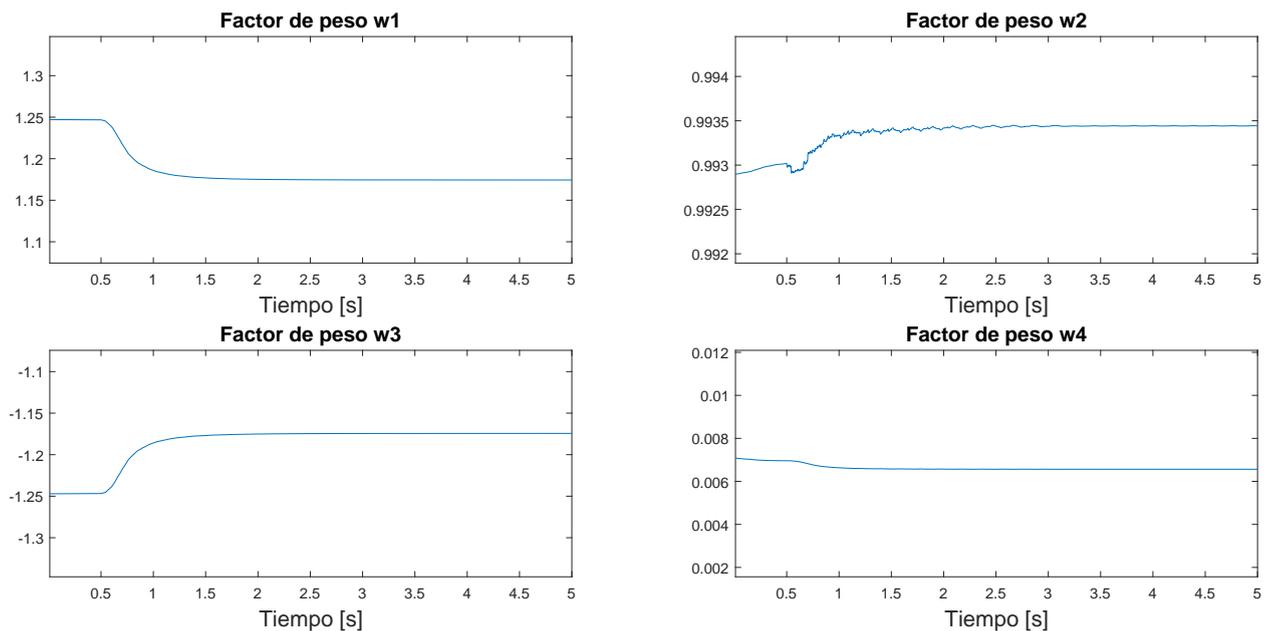


Fig. 5.54: Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga lineal.

A pesar de que la estimación de los parámetros no es correcta para la inductancia, la Fig. 5.55 muestra que el error al comparar el voltaje medido con el esperado es reducido, alcanzando máximos de solo 0.4 V. Estos valores reducidos son producidos por el efecto compensatorio que los otros factores de peso realizan en la estimación del voltaje, lo que se traduce en una buena respuesta del algoritmo a pesar de no converger correctamente.

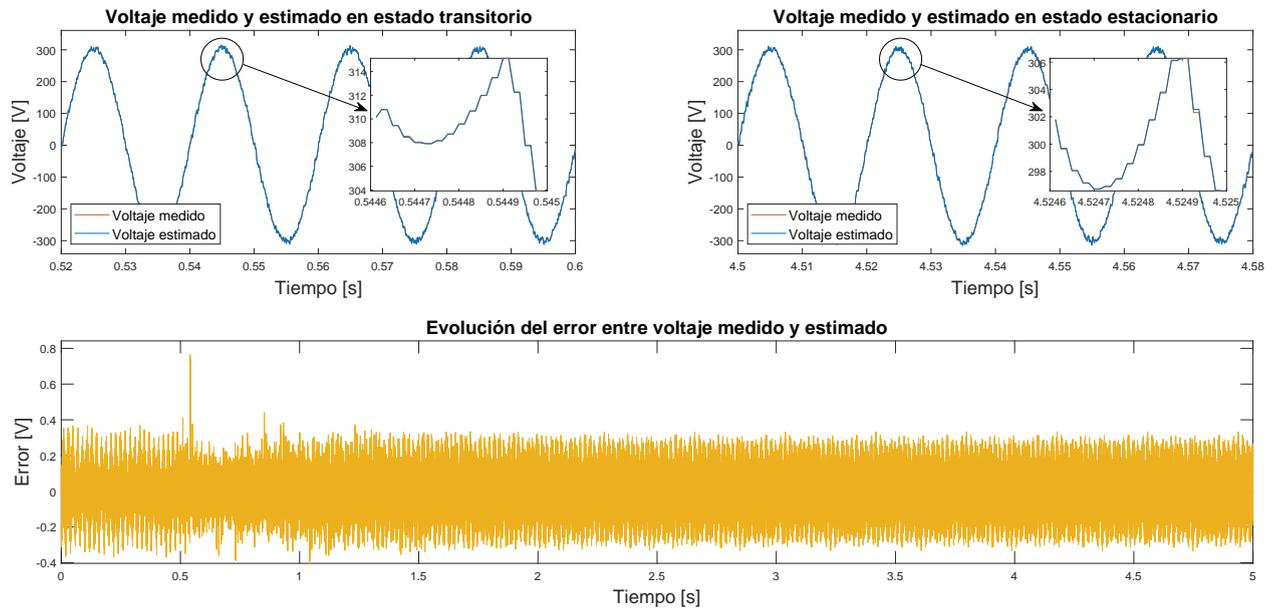


Fig. 5.55: Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado ante cambio escalón de 150% en valor de inductancia con carga lineal.

5.4.3. Resultados de simulación ante carga no lineal

Las estimaciones ante cargas lineales mostraron buenos resultados, pero dado que no siempre se someterá a este tipo de cargas el convertidor, también se evaluará el algoritmo para cargas de naturaleza no lineal bajo las mismas condiciones y cambios en los parámetros a los que se sometió el estimador anteriormente.

La evaluación del estimador de estados se realizará primeramente sin un cambio en los parámetros, con el fin de observar el comportamiento de esta propuesta bajo la influencia de una carga no lineal. La Fig. 5.56 muestra una comparación del voltaje medido y estimado por el algoritmo cuando es sometido a una carga de naturaleza no lineal. En esta se observa cómo el error tiene valores máximos de hasta 4 V, valores muy superiores a los obtenidos con la carga lineal, pero esperables dado el comportamiento de los diferentes algoritmos presentados en este trabajo cuando han sido sometidos a este tipo de cargas. Es importante notar que a pesar de que existen estos valores máximos, si se observa con más detalle, existe una concentración de las muestras entre los 0.5 V y -0.5 V (sección con mayor densidad de color amarillo en el centro de la gráfica), lo que se traduce en la buena respuesta que tiene el algoritmo al estimar la señal de voltaje, mostrándose muy similar cuando se compara con el voltaje medido.

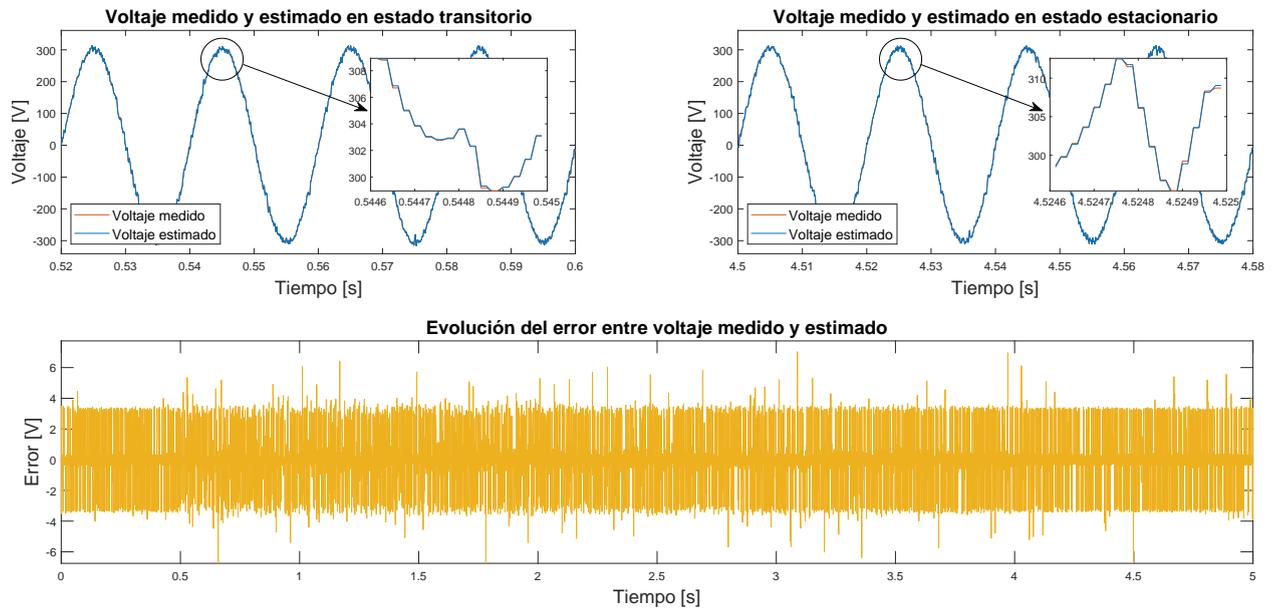


Fig. 5.56: Comparación de dinámica de voltaje medido y estimado mediante algoritmo ADALINE y error asociado sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.

La Fig. 5.57 muestra la evolución de los factores de peso calculados por el algoritmo ADALINE. En este se puede observar que existe un comportamiento más errático en la convergencia de los valores de estos factores cuando se compara con las simulaciones operando con una carga lineal, comportamiento que afecta negativamente a la estimación de los parámetros del sistema.

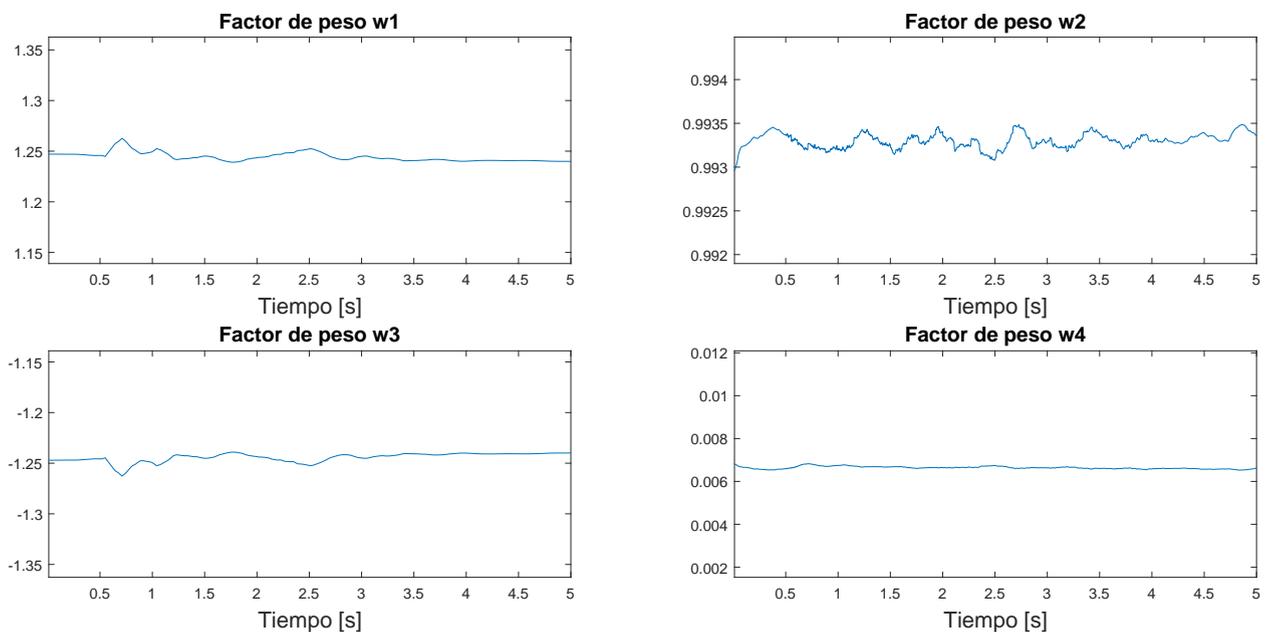
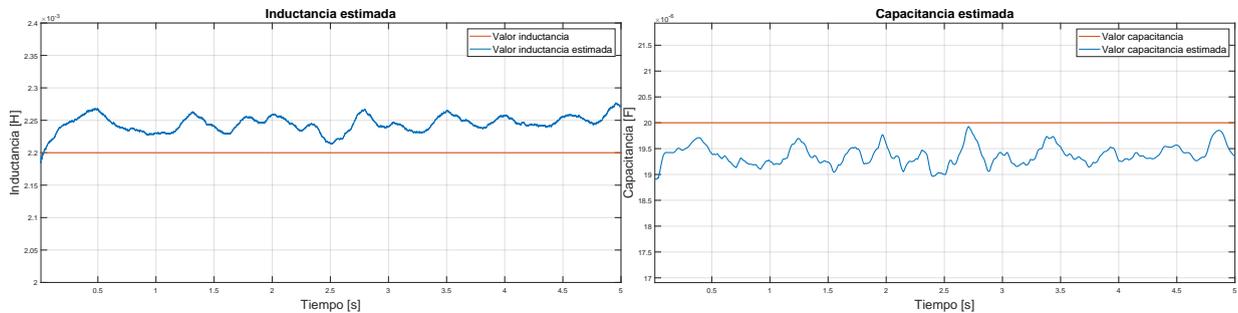


Fig. 5.57: Evolución de los factores de peso estimados por algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.

La Fig. 5.58a muestra la estimación de los parámetros del sistema a lo largo de la simu-

lación. La estimación tanto de la inductancia como de la capacitancia correspondientes a las Fig. 5.58a y 5.58b respectivamente, muestran el comportamiento errático antes mencionado, heredado del comportamiento de los factores de peso calculados por el algoritmo. Ambas estimaciones no presentan un valor estático una vez terminada la acción del algoritmo, por lo que el error que estas presentan tampoco lo es tal como se observa en la Fig. 5.59, obteniéndose errores de 2% en el caso de la estimación de la inductancia y de hasta 4% en la estimación de la capacitancia.



(a) Estimación valor inductancia.

(b) Estimación valor capacitancia.

Fig. 5.58: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.

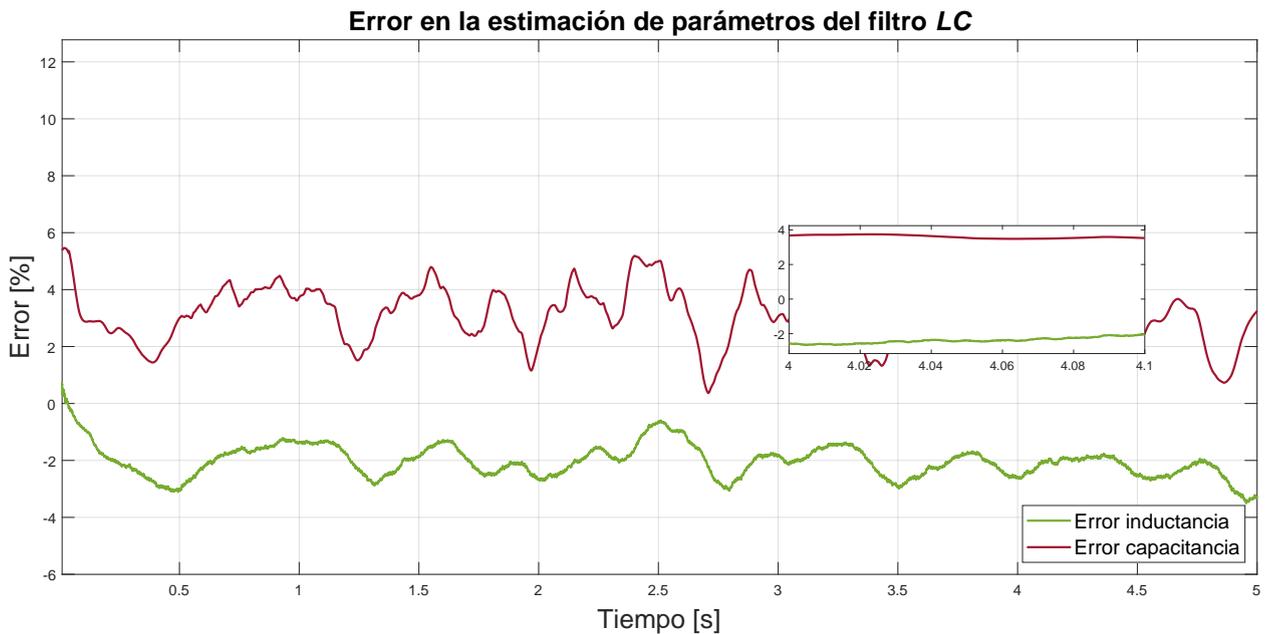
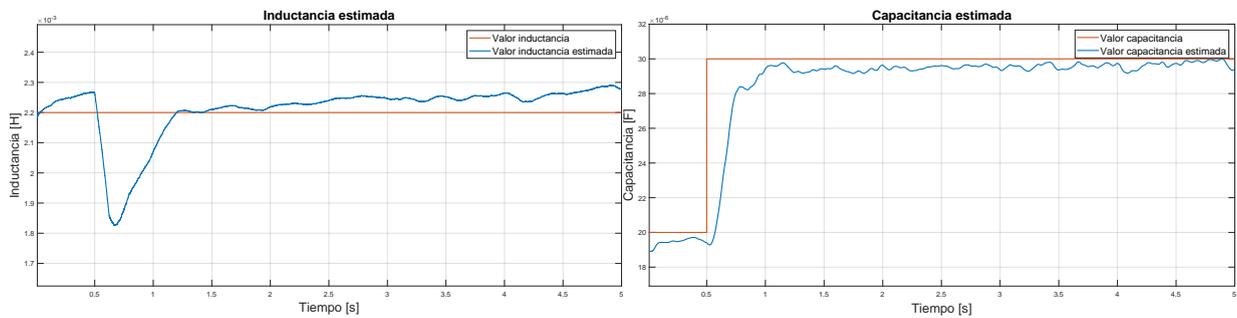


Fig. 5.59: Error en estimación de parámetros del filtro LC sin cambios en los parámetros del sistema con carga no lineal.

El algoritmo de estimación de parámetros es evaluado para una carga de naturaleza no lineal, bajo los mismos cambios en escalón a los que fue sometido el algoritmo alimentando una carga lineal. Las estimaciones para los distintos cambios en escalón en los parámetros del sistema son mostradas en orden a continuación, aunque para no hacer extensa la demostración solo se presentarán las gráficas con la evolución de las estimaciones de inductancia y

capacitancia por parte del algoritmo.

La estimación de parámetros por parte del algoritmo ADALINE cuando se alimenta una carga no lineal, no presenta una respuesta de la misma calidad que la obtenida en el caso lineal. En general, esta peor respuesta se puede observar en el mayor tiempo que al algoritmo le toma estimar los parámetros, la peor calidad en los valores estimados que generan una curva errática cuando se gráfica la evolución de esta estimación y en promedio, también presentan un mayor error respecto al valor real que está usando el simulador. Este comportamiento es esperado debido a la naturaleza de la carga, y a pesar que presenta este peor rendimiento, el algoritmo es capaz de converger a valores cercanos a los reales. La Fig. 5.60 muestra la evolución de las curvas de estimación de los parámetros del filtro ante un cambio escalón del 100 % al 150 % de la capacitancia, mostrando un comportamiento similar a su contraparte con carga lineal, pero es claro como la influencia de la carga no lineal afecta negativamente las estimaciones, ingresando variaciones que evitan que se converja a un valor específico para ambos casos. La Fig. 5.61 muestra la evolución del error, pudiendo obtenerse errores relativos de poco más de 2 % en ambos casos.



(a) Estimación valor inductancia.

(b) Estimación valor capacitancia.

Fig. 5.60: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de capacitancia con carga no lineal.

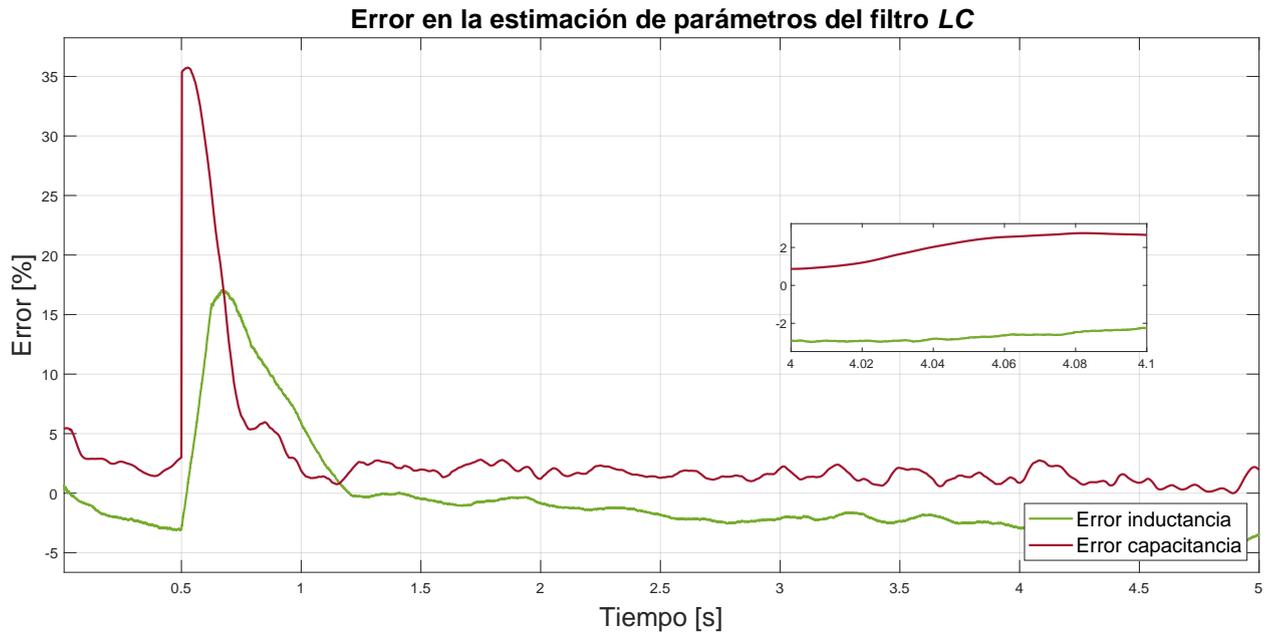
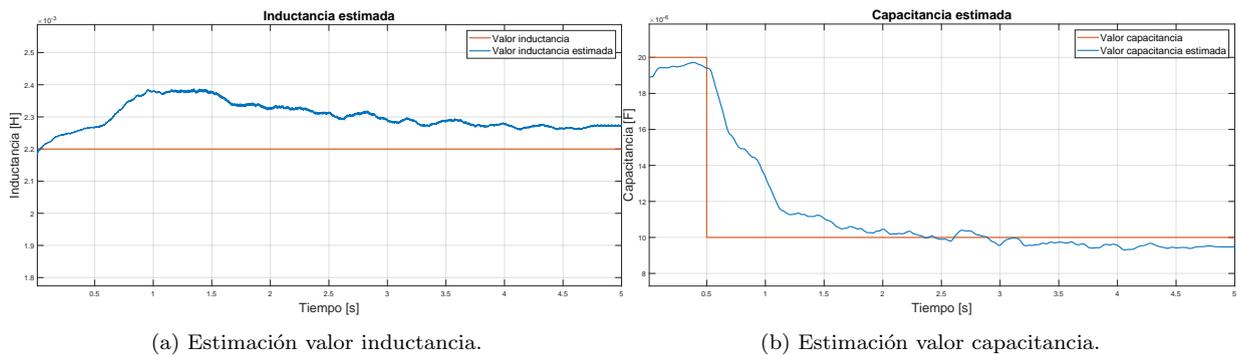


Fig. 5.61: Error en estimación de parámetros del filtro *LC* ante cambio escalón de 150% en valor de capacitancia con carga no lineal.

La Fig. 5.62 muestra la evolución en la estimación de los parámetros del filtro ante un cambio escalón desde 100% a 50% del valor nominal de capacitancia. Tanto el valor de inductancia como capacitancia convergen a valores cercanos a los reales, pero al igual que en el escalón anterior, los datos estimados presentan irregularidades producidas por la mayor dificultad de estimar ante la presencia de una carga no lineal. La Fig. 5.63 muestra la evolución del error para ambos parámetros, alcanzado valores cercanos a 4% para la estimación de la inductancia, mientras que para la capacitancia estos bordean el 7% en el peor de los casos.



(a) Estimación valor inductancia.

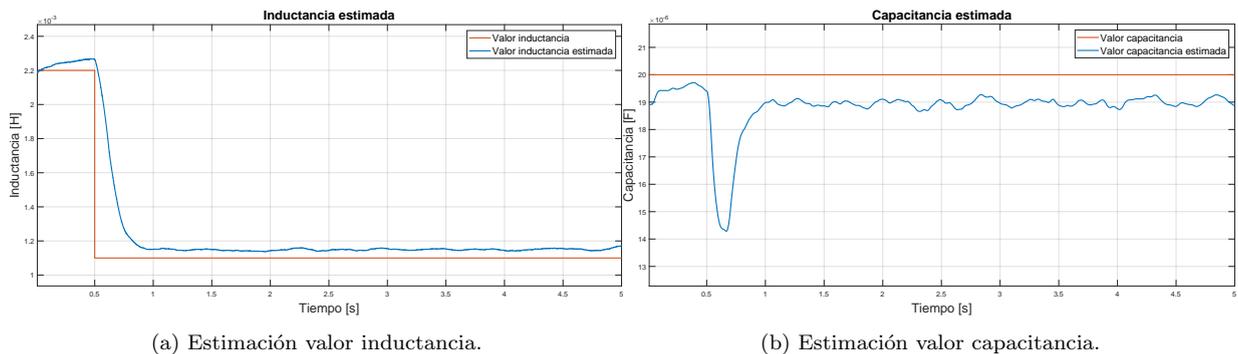
(b) Estimación valor capacitancia.

Fig. 5.62: Estimación de valores de parámetros de filtro *LC* mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50% en valor de capacitancia con carga no lineal.



Fig. 5.63: Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 50% en valor de capacitancia con carga no lineal.

Al producir un cambio escalón desde el 100% al 50% del valor nominal de inductancia, la respuesta en la estimación de los parámetros produce las gráficas de la Fig. 5.64, la cual presenta errores similares a los obtenidos en el caso anterior tal como se observa en la Fig. 5.65, alcanzando errores del 4% en la estimación de la inductancia, mientras que la estimación de la capacitancia presenta errores algo menores con valores del 6%.



(a) Estimación valor inductancia.

(b) Estimación valor capacitancia.

Fig. 5.64: Estimación de valores de parámetros de filtro LC mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 50% en valor de inductancia con carga no lineal.

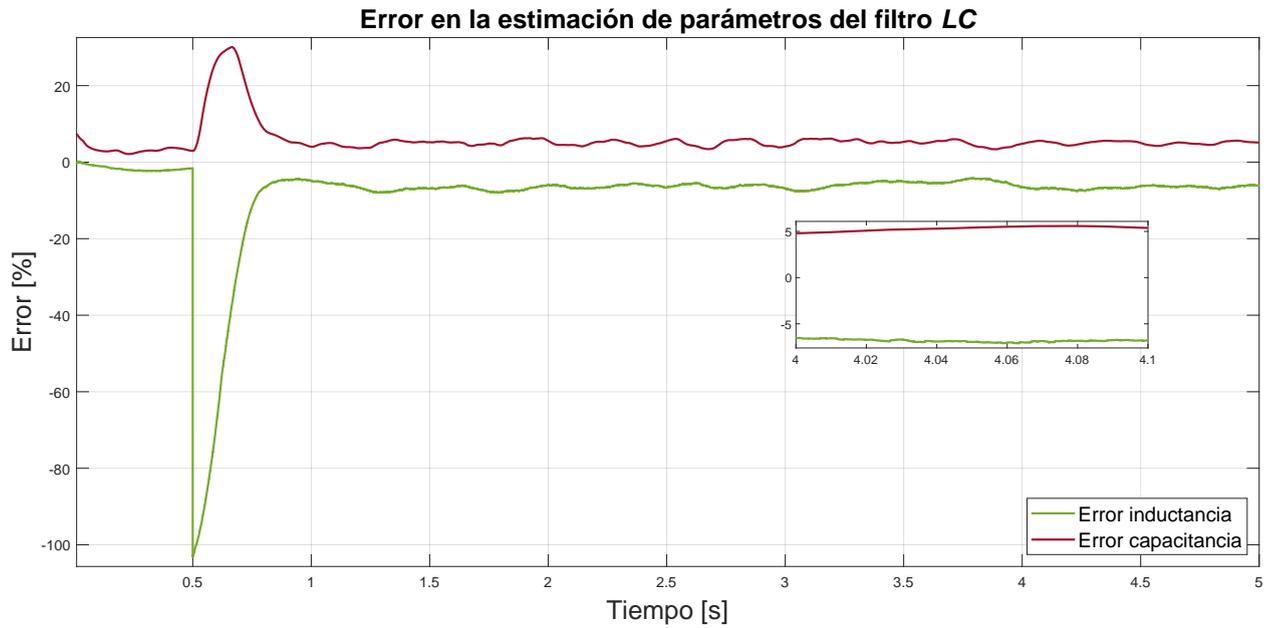


Fig. 5.65: Error en estimación de parámetros del filtro *LC* ante cambio escalón de 50 % en valor de inductancia con carga no lineal.

Por último, a pesar de que la naturaleza de la carga se modifica, al realizar el cambio escalón desde un 100 % a un 150 % en el valor de la inductancia, la respuesta es similar al obtenido en el caso de la carga lineal. Tal como se observa en la Fig. 5.66, ambos parámetros convergen a los valores nominales del sistema, por lo que al evaluar el error en la estimación de los parámetros, la Fig. 5.67 muestra que mientras la estimación de la capacitancia presenta errores menores al 5 %, la inductancia presenta errores sobre el 30 % producto de que este converge al valor original en lugar del 150 % de este.

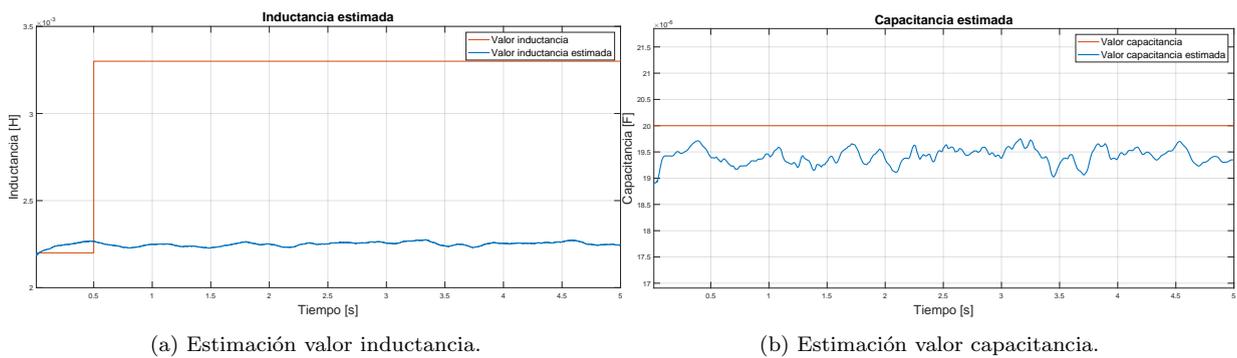


Fig. 5.66: Estimación de valores de parámetros de filtro *LC* mediante algoritmo ADALINE ante cambio escalón de 150 % en valor de inductancia con carga no lineal.



Fig. 5.67: Error en estimación de parámetros del filtro LC ante cambio escalón de 150% en valor de inductancia con carga no lineal.

5.4.4. Discusión de la propuesta para estimación de parámetros del convertidor

Durante los primeros capítulos de este trabajo se revisó que las diferencias entre los valores declarados en el algoritmo de control y los del sistema, provoca que durante la acción de control se generen errores en las predicciones realizadas por el algoritmo de control predictivo, lo que a su vez afecta negativamente, en mayor o menor medida, la calidad del voltaje generado por el convertidor. Con el fin de tener un sistema con un mayor grado de fiabilidad es que se propone un algoritmo experimental que busca otorgar a los algoritmos clásicos de control de voltaje del convertidor VSI con filtro LC , la capacidad de adaptarse ante posibles cambios en los parámetros de su filtro que determinan en gran medida la respuesta de este.

La propuesta planteado hace uso del algoritmo ADALINE como base de operación, algoritmo que fue desarrollado en los inicios del estudio de redes neuronales, pero que sigue vigente a día de hoy en múltiples áreas. El estimador de parámetros propuesto hace uso de los factores de peso que son calculados de manera recursiva por el algoritmo, aprovechando la relación que existen entre estos y los parámetros del sistema. El algoritmo a partir de estos datos y mediciones del sistema logra estimar los parámetros del sistema con distintos grados de precisión según sea el estímulo y las condiciones del sistema, estimaciones que son realimentadas al algoritmo principal de control del convertidor y que permiten adaptar este según las condiciones del sistema vayan cambiando con el tiempo. Debido a la simplicidad del algoritmo, lo hace una propuesta atractiva para trabajar en paralelo al algoritmo de control principal y de este modo mejorar la fiabilidad del sistema.

El algoritmo de estimación es sometido a distintas pruebas de cambios de parámetros con tal de observar si este logra llegar a los valores reales que van desde el valor nominal al 150% o 50% de este, tanto para la inductancia como capacitancia del filtro. Los primeros

set de pruebas son realizados con cambios en escalón de los parámetros mientras el sistema alimenta una carga de tipo lineal puramente resistiva. Las estimaciones de ambos parámetros presentan buenos resultados, alcanzando los valores declarados con errores menores al 5 % lo que lo hace una estimación aceptable considerando que muchos elementos electrónicos de carácter pasivo poseen este grado de incertidumbre en sus valores. Aunque esta respuesta adecuada sucede en la mayoría de las pruebas, cuando se aplica un escalón de 100 % a 150 % del valor de inductancia, el algoritmo converge a los valores nominales sin cambios del filtro LC , debido a que al elevar el valor de inductancia, el algoritmo de estimación encuentra un mínimo local en la superficie del MSE que permite una buena estimación del voltaje, pero que no permite la obtención de una buena estimación de la inductancia. A pesar de esta falla en el algoritmo, no es altamente crítica, ya que tal como se observó en capítulos anteriores, al aumentar los valores en los parámetros del filtro, este provoca una mejor respuesta del convertidor a pesar de no realizar las estimaciones con precisión, producto de la mayor acción de filtrado en las señales generadas. Esta situación se espera mejorar en trabajos futuros utilizando técnicas que permitan múltiples estimaciones utilizando diferentes fuentes de datos.

La respuesta del algoritmo también es evaluada ante la conexión de una carga no lineal, con tal de observar como es afectada la estimación de parámetros ante cargas de esta naturaleza. El algoritmo operando con una carga no lineal es sometido a las mismas pruebas que en el caso lineal, pero tal como se ha visto hasta el momento en las distintas propuestas, el sistema al alimentar una carga no lineal responde de peor manera debido al requerimiento de corriente particular que este necesita, deformando las señales sinusoidales idóneas. A pesar de que el algoritmo de estimación reacciona de peor manera ante estos tipos de cargas, es capaz de alcanzar una estimación cercana al valor real, por lo que la propuesta también es válida cuando el sistema es sometido a este tipo de condiciones, aunque deberá tenerse en cuenta que la precisión puede ser un problema si los cambios llegan a ser de gran magnitud.

El algoritmo planteado es de carácter experimental, pero a pesar de que bajo ciertas condiciones específicas no responda de manera precisa, es una propuesta que permite convertir a los distintos algoritmos de control predictivo de voltaje en uno de carácter adaptativo con buen grado de precisión. Las principales ventajas de este algoritmo es que al tener la capacidad de trabajar en paralelo y poder determinar las condiciones en que este se activa, su implementación no requiera gran modificación del algoritmo principal y no requerirá una potencia de cómputo constante al solo activarse según lo determine el programador. Esto último es importante destacar, ya que el algoritmo puede programarse de tal modo en que este se encuentre constantemente estimando los parámetros del sistema, activarse solo al inicio de la operación del convertidor, activarse cuando se detecta un error mayor al umbral establecido o diseñarse algún sistema de detección de fallas más sofisticado, todo gracias a su carácter modular independiente del algoritmo principal de control. Por otro lado, la desventaja más importante del algoritmo presentado es que requiere las mediciones directas de las corrientes de carga, por lo que es necesario integrar sensores adicionales para el correcto funcionamiento, aunque esto se espera mejorar en trabajos futuros comunicando de mejor manera el observador de estados diseñado en este trabajo y el estimador de parámetros, con tal de reducir el error producido durante el estado transiente de estimación de parámetros.

6. Conclusión

6.1. Conclusión general

Las técnicas de control predictivo de voltaje desarrolladas para el convertidor VSI con filtro LC operando tanto a frecuencia variable como fija, han demostrado poseer buenas cualidades en la regulación de voltaje ante distintas pruebas que buscaban someter al sistema a múltiples escenarios, mismas que junto a la revisión bibliográfica permitieron encontrar un margen de mejora al identificar falencias en los algoritmos que bajo ciertas condiciones podrían provocar un desempeño de baja calidad o inclusive peligroso, dando así paso a las distintas mejoras planteadas en la parte final de la investigación que permiten obtener un algoritmo de control más seguro y de mayor fiabilidad.

El desarrollo de los distintos algoritmos de control predictivo de voltaje de estados finitos para un convertidor VSI con filtro LC realizados en este trabajo, han mostrado cómo logran una regulación adecuada en los voltajes de salida generados cuando se determinan referencias trifásicas de carácter sinusoidal. Los distintos esquemas propuestos son capaces de seguir correctamente referencias de voltaje mientras el sistema es conectado a cargas de tipo lineal, no lineal y desbalanceadas. Incluso cuando estas son aplicadas repentinamente el controlador muestra una rápida respuesta dinámica manteniendo la señal esperada. El uso del modelo matemático del sistema permite realizar cálculos de predicción de las variables directamente según las condiciones a la que es expuesto el convertidor, por lo que no es necesario realizar un ajuste de parámetros continuamente para lograr su correcto funcionamiento a diferencias de otras técnicas clásicas como lo es un controlador PI. El uso de este tipo de algoritmos no requiere la implementación de un modulador, ya que las señales de compuertas de los transistores son generadas directamente por el modelo predictivo. Esto junto a que el controlador no necesita lazos extras para regular la corriente como si lo necesitan otros tipos de controladores, permitiendo de este modo obtener una rápida respuesta dinámica para el voltaje de salida. Las simulaciones realizadas para las distintas propuestas demostraron una buena respuesta del sistema, permitiendo obtener valores de distorsión armónica bajo el 5% recomendado para aplicaciones sensibles, incluso ante la presencia de cargas no lineales que generalmente son las que provocan la mayor distorsión en los voltajes controlados. Se observó que estos algoritmos, al ser dependientes de un modelo matemático, son altamente vulnerables ante cambios en los parámetros que se utilizan para las predicciones, al igual que ante la calidad de las mediciones de las variables del sistema por parte de los sensores. Debido a esto es que los valores que son declarados en el algoritmo de control deben ser los más cercanos a los encontrados en el sistema real en que será implementado, del mismo modo que las mediciones deben ser lo más fiable posible, para de este modo minimizar errores en el esquema.

El desarrollo y evaluación de las técnicas de control predictivo operando a frecuencia variable y fija permitieron identificar que estas técnicas clásicas de control, a pesar de seguir referencias de manera correcta, dejan de lado objetivos de control secundarios importantes que bajo ciertas condiciones de operación son altamente relevantes en los sistemas modernos. Debido a esto, se presenta una propuesta que permite integrar objetivos secundarios de control de manera simple aprovechando las particularidades del control predictivo y la

construcción de la función de costo de este. Se proponen distintos objetivos secundarios de control para el algoritmo, describiendo el fin para el que son propuestos, su funcionamiento, implementación y su efecto general en el sistema ante distintas configuraciones. Las diferentes propuestas planteadas mostraron buenas respuestas ante los objetivos secundarios planteados con mayor o menor grado de acción según la configuración dada por el usuario, lo que permite gran flexibilidad al momento de plantear un controlador para una propuesta particular. Aunque la propuesta presenta la posibilidad de integrar objetivos secundarios de control, estos siempre irán en merma del objetivo primario de control que es el seguimiento de referencias de voltaje, además de que la configuración de las distintos objetivos es una tarea recursiva de prueba y error para encontrar la mejor respuesta, lo que la hace poco eficiente y no siempre se obtendrá esta mejor respuesta posible. Con esto, la propuesta que permite integrar objetivos secundarios de control al sistema, logra mejorar el comportamiento del convertidor bajo ciertas condiciones de operación, haciéndolo más seguro y fiable en determinadas aplicaciones, pero se debe tener en consideración que puede impactar negativamente en la calidad de la señal de voltaje generada, por lo que debe evaluarse correctamente haciendo múltiples pruebas para conseguir la respuesta de control que más se adapte a la aplicación. En esto también se debe tener en cuenta que no todos los objetivos de control secundarios disponibles en la literatura asociada a convertidores de potencia son aplicables a las propuestas de control de voltaje operando a frecuencia variable y/o fija, por lo que el evaluar la viabilidad de la propuesta debe hacerse para cada caso específico.

A partir de la integración de objetivos secundarios de control al sistema y el proceso repetitivo para ajustar el grado de acción de estos en el controlador, es que se propone el control predictivo secuencial. El algoritmo propuesto es una variación del algoritmo original, que integra los distintos objetivos de control de manera independientes y evaluados en un proceso en cascada. Este sistema de evaluación facilita la configuración del algoritmo, obteniendo resultados similares o mejores que los vistos en la propuesta original, reduciendo de este modo los tiempos de desarrollo. A pesar de estas ventajas, el uso de esta técnica no es compatible con el algoritmo operando a frecuencia fija, además de reducir la flexibilidad en la determinación del grado de acción de cada objetivo de control al ya tener una cantidad específica de configuraciones disponibles, por lo que se debe evaluar qué propuesta responde mejor a las aplicaciones deseadas.

La investigación realizada determinó que es una práctica común utilizar aproximaciones de las corrientes en la carga para las predicciones del algoritmo de control operando en el VSI con filtro LC , pero es conocido que el uso de estas aproximaciones contienen un alto grado de distorsión, que afecta negativamente el rendimiento general del sistema de control implementado. Basándose en esto, se propone un observador de estados que permite la estimación de las corrientes de carga con una mayor precisión que las estimaciones clásicas encontradas en gran parte de la literatura. El uso de las corrientes en la carga estimadas por el observador de estados en el algoritmo de control, demostraron mejorar el rendimiento general del sistema, reduciendo el grado de distorsión armónica total y el error promedio calculado en todos los tipos de carga a los que fue sometido el algoritmo. La propuesta mejora en gran medida la respuesta del sistema, sin necesidad de modificar en gran medida el algoritmo original, haciendo de esta una propuesta potente y atractiva en un gran número de aplicaciones, aunque se debe tener en consideración que su operación, al basarse en un

sistema clon del real, está sometido a los parámetros de este y debe ser actualizado si existen modificaciones en el convertidor.

A lo largo del trabajo se concluyó que el algoritmo predictivo desarrollado es sensible a los cambios en los parámetros del convertidor y que los errores entre los valores declarados en el controlador y los reales pueden provocar un menor desempeño del sistema. A partir de esto, se propone un estimador de parámetros que otorgará al controlador de una característica adaptativa, permitiendo actualizar sus parámetros si se determina que estos han cambiado durante la operación. El estimador de parámetros planteado, a pesar de ser de carácter experimental, permite obtener errores menores al 5% en la mayoría de las pruebas donde se estiman los parámetros del filtro, además de una implementación simple que no requiere un alto grado de modificación al algoritmo original, haciéndolo una propuesta viable para seguir investigando y que posee un margen de mejora para que la respuesta de este tenga un mayor grado de precisión.

La investigación planteada permitió a partir del desarrollo y evaluación de las propuestas clásicas de control operando a frecuencia variable y fija junto con la revisión bibliográfica, encontrar elementos a mejorar en los algoritmos de control de voltaje. De este modo se plantearon distintas propuestas que permiten mejorar y/o optimizar el rendimiento de los algoritmos de control de voltaje clásicos, mejorando la seguridad de las propuestas y/o el rendimiento asociado a distintas variables evaluadas, todo esto confirmado mediante la simulación a través de software especializado en sistemas eléctricos. Estos algoritmos y propuestas permitirán en trabajos futuros la implementación de un algoritmo de mayor fiabilidad que permitirá el control de voltaje en un convertidor VSI con filtro LC destinado a la alimentación de cargas sensibles y/o de distinta naturaleza.

6.2. Trabajos futuros

Los algoritmos de control y las propuestas de mejoras desarrolladas en este trabajo para el control de voltaje del convertidor VSI con filtro LC presentan elementos a mejorar, relacionados principalmente a su implementación física y posibles mejoras a considerar en los algoritmos planteados. De este modo es posible definir los siguientes trabajos futuros para este proyecto:

- Implementación y validación experimental en un convertidor VSI con filtro LC de los algoritmos de control de voltaje operando a frecuencia variable y fija. De este modo es posible contrastar los datos de la simulación con los reales y revisar si el comportamiento es el esperado o deben realizarse ajustes a los programas de control principales.
- Validación experimental de las distintas propuestas de mejoras desarrolladas en este trabajo, midiendo el grado de efecto de estas con tal de presentar ajustes en caso de ser necesario para mejorar la respuestas y desempeño general de estas.
- Investigar y evaluar un mayor número de funciones de costo que permitan integrar distintos objetivos secundarios de control que sean compatibles con las propuestas

presentadas, para ampliar y mejorar los resultados en diferentes aplicaciones.

- Implementar mejoras en los métodos de estimación de las corrientes en la carga usadas por el observador de estados, con el fin de corregir los desfases producidos y mejorar las formas de las corrientes ante cargas de distinta naturaleza.
- Investigar y mejorar la convergencia de las estimaciones en el algoritmo estimador de parámetros cuando es sometido a condiciones específicas que producen resultados no concluyentes.
- Evaluar distintas reglas de aprendizaje para el algoritmo ADALINE, con el fin de plantear mejoras para una convergencia de mayor precisión a los valores deseados y con una mayor velocidad.
- Investigar expresiones que permitan el cálculo de la inductancia estimada por parte del algoritmo estimador de parámetros, que dependan de un menor número de variables para reducir la posibilidad de error.
- Investigar e implementar una propuesta del estimador de parámetros que no requiera el uso de mediciones directas de las corrientes de carga, utilizando aproximaciones o una propuesta que permita la realimentación entre el estimador de parámetros y el observador de estados desarrollados en este trabajo.
- Plantear un sistema que permita determinar de mejor manera el momento en que el algoritmo estimador de estados se pondrá en operación, considerando las distintas naturalezas de las cargas y sus demandas específicas.

Acrónimos

AC	Alternating Current
ADALINE	Adaptive Linear Neuron
DC	Direct Current
DSP	Digital Signal Processor
FCS	Finite Control Set
MIMO	Multiple Input - Multiple Output
MPC	Model Predictive Control
MSE	Mean Squared Error
PI	Proportional - Integrative
PWM	Pulse-Width Modulation
SMPC	Sequential Model Predictive Control
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
UPS	Uninterrupted Power System
VSI	Voltage Source Inverter

Referencias

- [1] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*. Pearson Educacion SA, 2001.
- [2] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electricals Drives*. John Wiley and Sons, Ltd., 2012.
- [3] T. Instruments, *Power Topologies Handbook*. Texas Instruments, 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/seclit/ug/slyu036/slyu036.pdf>
- [4] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, “Model predictive control: Mpc’s role in the evolution of power electronics,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015, doi: 10.1109/MIE.2015.2478920
- [5] A. Pirooz and R. Noroozian, “Predictive voltage control of three-phase voltage source inverters to supply nonlinear and unbalanced loads,” in *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*, 2015, pp. 389–394, doi: 10.1109/PEDSTC.2015.7093306
- [6] C. Zheng, T. Dragičević, and F. Blaabjerg, “Current-sensorless finite-set model predictive control for lc-filtered voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 1086–1095, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2914452
- [7] Y. Elthokaby, A. L. Elshafei, N. Abdel-Rahim, and E. S. Abdel-Aliem, “Finite-control set model-predictive control for single-phase voltage-source ups inverters,” in *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2016, pp. 261–265, doi: 10.1109/MEPCON.2016.7836900
- [8] C. Zheng, T. Dragičević, Z. Zhang, J. Rodriguez, and F. Blaabjerg, “Model predictive control of lc-filtered voltage source inverters with optimal switching sequence,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 3422–3436, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3015540
- [9] Y. Gupta, N. Parganiha, and S. Doolla, “Lyapunov based controller for 3f vsi stage of a ups and a distributed generation units,” in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 2019, pp. 1359–1364, doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797238
- [10] S. Najafpour and R. Ghandehari, “Harmonic reduction by voltage reinjection strategy in 12-pulse vsi for high power applications,” in *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405961
- [11] A. Rauber and P. den Bakker, “Adjustable speed drive system comparison vsi and lci for high power applications: Copyright material ieee, paper no. pcic-2018-16,” in *2018 IEEE Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC)*, 2018, pp. 135–144, doi: 10.1109/PCIC31437.2018.9080460

-
- [12] Y. Shakweh and E. Lewis, "Assessment of medium voltage pwm vsi topologies for multi-megawatt variable speed drive applications," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, vol. 2, 1999, pp. 965–971 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1999.785628
- [13] Y. K. Sharma and M. R. Vijay, "Capacitor banks and its effect on power system with high harmonics loads," in *2018 3rd International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/I2CT.2018.8529671
- [14] L. Weijun, W. Qinghao, L. Jingzhong, L. Chenyang, L. Zhitong, W. Yi, and Z. Xiangqun, "Research on transmission line power losses effected by harmonics," in *2016 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, 2016, pp. 1–3, doi: 10.1109/CICED.2016.7575979
- [15] A. Ayad, P. Karamanakos, and R. Kennel, "Direct model predictive voltage control of quasi-z-source inverters with lc filters," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, pp. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2016.7695428
- [16] G. Mirzaeva, G. C. Goodwin, B. P. McGrath, C. Teixeira, and M. E. Rivera, "A generalized mpc framework for the design and comparison of vsi current controllers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5816–5826, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2578283
- [17] V. K. Singh, R. N. Tripathi, and T. Hanamoto, "Comparative analysis of finite control set mpc for voltage source inverter," in *2018 5th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/EPECS.2018.8443541
- [18] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.2007480
- [19] 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, doi: 10.1109/TII.2012.2221469
- [20] F. Wang, X. Mei, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drive systems-an overview," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 1, no. 3, pp. 219–230, 2017, doi: 10.23919/TEMS.2017.8086100
- [21] H. Feroura, F. Krim, B. Tabli, and A. Laib, "Finite-set model predictive voltage control for islanded three phase current source inverter," in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, pp. 1–5, doi: 10.1109/ICEE-B.2017.8192100

-
- [22] R. K. Gaddala and N. R. Tummuru, "Predictive voltage control of two-leg current source inverter for ups applications," in *2019 International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON)*, 2019, pp. 1–5, doi: 10.1109/UPCON47278.2019.8980165
- [23] P. Cortes and J. Rodriguez, "Three-phase inverter with output lc filter using predictive control for ups applications," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–7, doi: 10.1109/EPE.2007.4417385
- [24] R. Aboelsaud, A. S. Al-Sumaiti, A. Ibrahim, I. V. Alexandrov, A. G. Garganeev, and A. A. Z. Diab, "Assessment of model predictive voltage control for autonomous four-leg inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 101 163–101 180, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2996753
- [25] T. Jin, X. Shen, T. Su, and R. C. C. Flesch, "Model predictive voltage control based on finite control set with computation time delay compensation for pv systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 330–338, 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2876619
- [26] A. Emadi, A. Nasiri, and S. B. Bekiarov, *Uninterruptible power supplies and active filters*. CRC press, 2017.
- [27] R. L. Knight and M. H. Yuen, "The uninterruptible power evolution: Are our problems solved?" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 2, pp. 122–126, 1973, doi: 10.1109/TIA.1973.349934
- [28] W. Solter, "A new international ups classification by iec 62040-3," in *24th Annual International Telecommunications Energy Conference*, 2002, pp. 541–545, doi: 10.1109/INTLEC.2002.1048709
- [29] I. E. Commission, "Iec 62040-3:2021," 2022. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/60140>
- [30] F. Botteron and H. Pinheiro, "A three-phase ups that complies with the standard iec 62040-3," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2120–2136, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.894782
- [31] R. Villafafila, A. Sumper, D. Montesinos-Miracle, A. Sudria-Andreu, E. Jaureguiualzo, and D. Jerez, "Selection criteria of high-power static uninterruptible power supplies," in *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007, pp. 1–5, doi: 10.1109/EPQU.2007.4424196
- [32] S. Skok, M. Skok, and N. Vrkic, "Electrical performance test procedure for uninterruptible power supplies," in *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04.*, vol. 2, 2004, pp. 667–671 Vol. 2, doi: 10.1109/ICIT.2004.1490154
- [33] M. Bao-Kun, G. Li-Yuan, T. Xiao-Xu, C. Jin-pei, and Y. Xi-Ming, "Application of photovoltaic uninterruptible power supply system in distribution network communication station," in *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, 2018, pp. 101–105, doi: 10.1109/CICED.2018.8592505

-
- [34] F. Wang, Q. Wang, Z. Fan, H. Wang, W. Cao, and M. Han, "A coordinated control scheme to realize uninterruptible power supply for ac-side system in ac/dc hybrid distribution grid," in *2019 IEEE 8th International Conference on Advanced Power System Automation and Protection (APAP)*, 2019, pp. 517–520, doi: 10.1109/APAP47170.2019.9225088
- [35] K. Yuki, Y. Shimizu, M. Terai, Y. Mochizuki, I. Yasuoka, G. Hongguang, and T. Q. Zheng, "Development of uninterruptible auxiliary power supply through main transformer in dead section of ac feeding system," in *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, pp. 1–6.
- [36] N. Pilat, A. Peric, Z. Ban, and V. Sunde, "Analysis of the uninterruptible power supply influences to the power grid," in *2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, 2019, pp. 180–185, doi: 10.23919/MIPRO.2019.8757049
- [37] V. Burlaka, S. Podnebennaya, and S. Gulakov, "Residential uninterruptible power supply system with renewable energy sources and battery pack," in *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 2018, pp. 125–128, doi: 10.1109/IEPS.2018.8559498
- [38] B. Deepareshikaa, Y. S. Rixon, V. Karthik, and N. Dhanraj, "Design of uninterruptible power supply power control system equipped mobile digital radiography," in *2017 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, 2017, pp. 0779–0782, doi: 10.1109/ICCSP.2017.8286468
- [39] S. S. Bharadwaj, A. S. Kori, and U. B. Shenoy, "Smart uninterrupted power supply for automotive applications," in *2021 International Conference on Advances in Electrical, Computing, Communication and Sustainable Technologies (ICAECT)*, 2021, pp. 1–5, doi: 10.1109/ICAECT49130.2021.9392595
- [40] Y. Zhu, W. Hu, Z. Wang, and X. Ma, "Single-phase on-line uninterruptible power supply with low load regulation," in *2021 IEEE International Conference on Power Electronics, Computer Applications (ICPECA)*, 2021, pp. 615–619, doi: 10.1109/ICPECA51329.2021.9362585
- [41] F. Bendrat, J. Chhor, and C. Sourkounis, "Cascaded operation-mode-adaptive control for power conditioning systems with uninterruptible power supply capability," in *2017 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, 2017, pp. 774–780, doi: 10.1109/MED.2017.7984212
- [42] Q. Lin, F. Cai, W. Wang, S. Chen, Z. Zhang, and S. You, "A high-performance online uninterruptible power supply (ups) system based on multitask decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 7575–7585, 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2935929
- [43] M. Nitzsche, C. Cheshire, M. Fischer, J. Ruthardt, and J. Roth-Stielow, "Comprehensive comparison of a sic mosfet and si igbt based inverter," in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2019, pp. 1–7.

-
- [44] Wikipedia, “Filtro pasa banda — wikipedia, la enciclopedia libre,” 2021, [Internet]. [Online]. Available: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Filtro_paso_banda&oldid=132314088
- [45] P. Dahono, A. Purwadi, and Qamaruzzaman, “An lc filter design method for single-phase pwm inverters,” in *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95*, 1995, pp. 571–576 vol.2, doi: 10.1109/PEDS.1995.405006
- [46] A. Ruderman, “About voltage total harmonic distortion for single- and three-phase multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1548–1551, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2341557
- [47] D. Shmilovitz, “On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 1, pp. 526–528, 2005, doi: 10.1109/TPWRD.2004.839744
- [48] “Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459
- [49] W. Bolton, *Instrumentation and Control Systems*. Elsevier Science and Technology Book, 2004.
- [50] K. Sang-Hoon, *Electric Motor Control*. Elsevier, 2017.
- [51] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, “Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2008349
- [52] I. Mathworks, “Clarke and park transforms,” [Internet]. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/clarke-and-park-transforms.html>
- [53] P. Cortes, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, “Predictive control of a three-phase ups inverter using two steps prediction horizon,” in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2010, pp. 1283–1288, doi: 10.1109/ICIT.2010.5472535
- [54] I. S. Mohamed, “Implementation of Model Predictive Control for Three-Phase Inverter with Output LC Filter Using DSP,” Master’s thesis, Control Engineering, Faculty of Engineering, Cairo University, Jun. 2014. [Online]. Available: <https://hal.inria.fr/hal-02557286>
- [55] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, T. Dragicevic, and R. Gregor, “Predictive voltage control techniques for ac ups applications,” in *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609814

-
- [56] F. Botteron and H. Pinheiro, “A three-phase pwm inverter for double conversion ups that complies with the standard iec 62040-3,” in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 2898–2904, doi: 10.1109/PESC.2005.1582045
- [57] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, “Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2008349
- [58] S. Aurtenechea Larrinaga, M. A. Rodriguez Vidal, E. Oyarbide, and J. R. Torrealday Apraiz, “Predictive control strategy for dc/ac converters based on direct power control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1261–1271, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.893162
- [59] M. Rivera, “Predictive current control for a vsi with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency,” in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, pp. 980–985, doi: 10.1109/ISIE.2015.7281605
- [60] —, “A new predictive control scheme for a vsi with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency,” in *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2015, pp. 617–622, doi: 10.1109/PowerEng.2015.7266388
- [61] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, “Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency,” in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2016, pp. 1–6, doi: 10.1109/ROPEC.2016.7830631
- [62] L. Lang, W. Liu, K. Shen, and D. Zhao, “Model predictive control with common-mode voltage reduction of an inverter with output lc filter for aircraft application,” in *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 2019, pp. 1–5, doi: 10.1109/PRECEDE.2019.8753299
- [63] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012.
- [64] M. Corporation, “Common mode overview and reduction guide,” 2016, [Internet]. [Online]. Available: https://www.mtecorp.com/wp-content/uploads/SP-003-E_Web.pdf
- [65] N.-S. Choi, E.-C. Lee, and K.-S. Ahn, “Space vector pwm for common mode voltage reduction and neutral point voltage balancing in three-level converters,” in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 2401–2405, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512673
- [66] H.-D. Lee and S.-K. Sul, “A common mode voltage reduction in boost rectifier/inverter system by shifting active voltage vector in a control period,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 1094–1101, 2000, doi: 10.1109/63.892824

-
- [67] M. Kumar and K. Jayaraman, “Design of active common mode noise voltage canceler for sic inverter fed induction motor drive with reduced common mode voltage pwm,” in *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2020, pp. 695–700, doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152492
- [68] D. Murillo-Yarce, M. Rivera, C. Restrepo, J. Muñoz, C. Baier, R. Rodríguez, P. Wheeler, P. Zanchetta, and G. Mirzaeva, “Common-mode voltage reduction in a vsi inverter applying sequential predictive control,” in *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICAACCA51523.2021.9465321
- [69] D. Quevedo and G. Goodwin, “Control of emi from switch-mode power supplies via multi-step optimization,” in *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, vol. 1, 2004, pp. 390–395 vol.1, doi: 10.23919/ACC.2004.1383636
- [70] P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, “Predictive current control strategy with imposed load current spectrum,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915605
- [71] Wikipedia contributors, “Digital filter — Wikipedia, the free encyclopedia,” 2021, [Online]. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Digital_filter&oldid=1057045742
- [72] I. Selesnick and C. Burrus, “Generalized digital butterworth filter design,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 6, pp. 1688–1694, 1998, doi: 10.1109/78.678493
- [73] D. Rojas, M. Rivera, P. Wheeler, P. Zanchetta, G. Mirzaeva, and J. Rohten, “A study of cost function selection in model predictive control applications,” in *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICAACCA51523.2021.9465326
- [74] M. Rivera, D. Rojas, and P. Wheeler, “The selection of cost functions in model predictive control applications,” in *2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/Ee53374.2021.9628336
- [75] C. Zheng, T. Dragičević, M. Leng, J. Rodriguez, and F. Blaabjerg, “Sequential model predictive control of stand-alone voltage source inverters,” in *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2020, pp. 409–412, doi: 10.1109/PEDG48541.2020.9244416
- [76] K. E. Vinodh, J. Jovitha, and S. Ayyappan, “Comparison of four state observer design algorithms for mimo system,” *Archives of Control Sciences*, vol. 23, no. 2, 2013.
- [77] R. J. Mantz, “Observadores de estados,” 2003.
- [78] P. Cortes, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, “Model predictive control of an inverter with output i_{α} filter for ups applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2015750

-
- [79] S. Vazquez, A. Marquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, and T. Geyer, “Fcs-mpc and observer design for a vsi with output lc filter and sinusoidal output currents,” in *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2017, pp. 677–682, doi: 10.1109/CPE.2017.7915254
- [80] H. Kwakernaak and R. Sivan, *Linear optimal control systems*. Wiley-interscience, 1969, vol. 1072.
- [81] Mathworks Inc., “place, Pole placement design,” 2022. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/control/ref/place.html>
- [82] E. Zafra, S. Vazquez, T. Geyer, R. P. Aguilera, L. G. Franquelo, and J. I. Leon, “Fcs-mpc and observer design in the dq synchronous frame: An experimental validation,” in *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, vol. 1, 2020, pp. 445–450, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161551
- [83] B. Widrow and M. Lehr, “30 years of adaptive neural networks: perceptron, madaline, and backpropagation,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 9, pp. 1415–1442, 1990, doi: 10.1109/5.58323
- [84] I. Mathworks, “Adaptive neural network filters,” 2022. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/deeplearning/ug/adaptive-neural-network-filters.html>
- [85] B. Widrow and M. E. Hoff, “Adaptive switching circuits,” Stanford Univ Ca Stanford Electronics Labs, Tech. Rep., 1960.
- [86] A. Y. Cherif, S. E. Islam Remache, K. Barra, and P. Wira, “Adaptive model predictive control for three phase voltage source inverter using adaline estimator,” in *2019 1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, 2019, pp. 164–169, doi: 10.1109/GPECOM.2019.8778544
- [87] A. Bechouche, D. Ould Abdeslam, H. Seddiki, and A. Rahoui, “Estimation of equivalent inductance and resistance for adaptive control of three-phase pwm rectifiers,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 1336–1341, doi: 10.1109/IECON.2016.7794002
- [88] A. Bechouche, H. Sediki, D. Ould Abdeslam, and S. Haddad, “A novel method for identifying parameters of induction motors at standstill using adaline,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 1, pp. 105–116, 2012, doi: 10.1109/TEC.2011.2175393
- [89] P. Caceres, “The adaline - theory and implementation of the first neural network trained with gradient descent.” [Online]. Available: <https://pabloinsente.github.io/the-adaline>