

ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL
PREDICTIVO CON ETAPA DE MODULACIÓN
APLICADO AL CONVERTIDOR MATRICIAL
DIRECTO ENFOCADO A LA REDUCCIÓN
DE ARMÓNICOS



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD DEL CONO SUR DE LAS AMÉRICAS
Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías
Renovables y Eficiencia Energética

ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL PREDICTIVO CON ETAPA
DE MODULACIÓN APLICADO AL CONVERTIDOR MATRICIAL
DIRECTO ENFOCADO A LA REDUCCIÓN DE ARMÓNICOS

Bruno Roberto Sanabria Morel
Autor

Raúl Igmar Gregor Recalde
Tutor

Sergio Ramón Toledo Gallardo
Edgar Marcial Maqueda Acuña
David Domingo Caballero Morilla
Cotutor/es

2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

Prof. Dr. Jorge Rodas, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. Dr. Raúl Gregor, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. M.Sc. Sergio Toledo, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. M.Sc. Edgar Maqueda, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. M.Sc. David Caballero, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Septiembre 2020
Asunción, Paraguay

RESUMEN

La integración de energías renovables en el suministro eléctrico representa en la actualidad un interés que va en aumento, principalmente por la necesidad de disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero que provocan las grandes obras referidas a la construcción de centrales eléctricas convencionales y así también, minimizar los costos y pérdidas de transmisión y distribución. La apuesta por la generación distribuida va en aumento en distintas regiones del mundo, las cuales emplean la utilización de los recursos renovables como la energía del sol y del viento las cuales son limpias e ilimitadas. Es así que, para ocuparlos en los sistemas eléctricos, bajo el concepto de generación distribuida, varias fuentes de alimentación son conectados a la misma a través de convertidores electrónicos de potencia. Entre distintas topologías de convertidores, los convertidores matriciales forma parte de las investigaciones en el área con gran potencial al ser un conversor electrónico que transforma energía AC-AC directamente mediante un arreglo interruptores bidireccionales que al no contar con etapa de almacenamiento intermedio, hace atractiva su implementación, algunas de ellas la capacidad regenerativa, peso ligero, mayor tiempo de vida, capacidad para operar con factor de potencia unitaria con señales de salida de amplitud y frecuencia variable, hacen de este convertidor ideal para su aplicación en el área de la generación distribuida proveniente de fuentes renovables.

El objetivo principal de este Trabajo Final de Maestría es lograr controlar la tensión de salida del convertidor a un sistema aislado, con una alimentación proveniente desde las fuentes renovables, optimizando el control del convertidor matricial, para entregar la energía con la mejor calidad posible y según las exigencias normas internacionales. Teniendo en cuenta lo mencionado, la estrategia de control que se plantea como principal aportación de este TFM, utiliza los beneficios del control predictivo basado en modelo y contempla una mejora en cuanto a un patrón de activación de los interruptores que genera la etapa de modulación aplicada, optimizando el balance en la vida útil de los semiconductores y generando armónicos en frecuencias conocidas, para su posterior eliminación mediante la utilización de filtros, que podrían ser activos o pasivos. El funcionamiento del control propuesto ha sido analizado y evaluado mediante simulaciones considerando primeramente en vacío y con cargas aisladas tipo lineal y no lineal. Finalmente se presenta una comparativa con el control predictivo clásico, a nivel de simulaciones, en cuanto a la eficiencia, tomando como parámetro de rendimiento la distorsión armónica total y el error cuadrático medio.

BRUNO SANABRIA

Septiembre, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por permitirme llegar hasta esta etapa de mi vida y haberme brindado la salud necesaria para lograr mis objetivos y ayudar a superarme para enfrentar todos los obstáculos que se presentaron a lo largo de este Trabajo Final de Maestría y por guiarme en las tomas de decisiones.

A mi familia, mi mamá María Morel, y mis hermanas Rossi Marlene, Ana Elisa, María Alexandra, Lisandry Magaly, María Celia y Margareth Lissette quienes durante este programa me acompañaron y apoyaron, dándome el aliento y la fuerza suficiente para poder culminar exitosamente esta maestría.

A los docentes, en especial a mis tutores el Prof. Dr. Raúl Gregor, el Prof. M.Sc. Sergio Toledo, el Prof. M.Sc. Edgar Maqueda y el Prof. M.Sc. David Caballero por la motivación y el sostén para la culminación de mis estudios y por impulsar el desarrollo de la formación profesional con excelencia y dedicación.

A mis compañeros del programa, con quienes construimos lazos de colaboración constante y de amistad Fátima Martínez, Thalia Morel, Larizza Delorme, Santiago Gulino, Marcos Gómez, Esteban Cristaldo, Enrique Paiva, Marcelo Benítez, Luis Morínigo, Hector Fretes y Antonio Martínez.

A María Emilia Pecci, por invitarme a postular al programa y las guías dadas durante el proceso de postulación. Además, de todo el soporte dado ante cualquier consulta y necesidad presentada de maestría.

A los miembros voluntarios del IEEE UCSA Student Branch, por todo el apoyo recibido durante el proceso, más que una organización de voluntariado en promoción de las ciencias y tecnologías, es un gran grupo de amigos incondicionales.

A los funcionarios del Centro Tecnológico de la Universidad del Cono Sur de las Américas, por la calidez brindada por todo el equipo de trabajo, tanto administrativo de la maestría como los de apoyo en el centro, haciendo de este programa un segundo hogar para nosotros.

B.S.

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

A la Universidad del Cono Sur de las Américas y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por brindarme la posibilidad de cursar esta edición de la maestría denominada “Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética”.

Al Centro Tecnológico de la UCSA por el espacio brindado para el desarrollo de las clases y actividades mediante el uso de los laboratorios y equipos utilizados en el desarrollo del marco de esta maestría.

Al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción por el apoyo mediante los equipos y espacio de trabajo brindado.

B.S.

A mis padres y hermanas.

ÍNDICE GENERAL

Resumen	iii
Agradecimientos	v
Agradecimientos Institucionales	vii
Índice General	xi
Índice de Figuras	xiii
Índice de Tablas	xvii
Acrónimos	xix

PARTE I GENERALIDADES

1	Justificación y metodología	3
1.1	Introducción	3
1.2	Objetivos	4
1.2.1	Objetivo general	5
1.2.2	Objetivos específicos	5
1.3	Metodología	5
		xi

1.4	Organización del documento	6
2	Estado del arte	7
2.1	Reseña del convertidor matricial	7
2.2	Principios básicos del convertidor matricial	8
2.2.1	Modelado matemático	9
2.2.2	Restricciones de operación	11
2.3	Reseña de métodos de control aplicados a convertidores matriciales	13
2.3.1	Control predictivo basado en modelo (MPC)	14
2.3.2	Principios operacionales del MPC	15
2.3.3	Función de costo	17
2.4	Conclusiones del capítulo	17
 PARTE II ANÁLISIS DE CONTENIDO		
3	Discusión de las aportaciones	21
3.1	Descripción del esquema utilizado	21
3.1.1	Modelo del Filtro de salida	23
3.1.2	Modelo en tiempo discreto para el filtro LC	23
3.2	Control de tensión a frecuencia variable	24
3.2.1	Simulación experimental	25
3.3	Control Predictivo de Tensión a Frecuencia fija	33
3.3.1	Simulación experimental	37
3.4	Análisis y Comparación entre MPC clásico y modulado	45
3.4.1	Comparativa RMSE	46
3.4.2	Comparativa THD	46
3.4.3	THD a distintos periodos de muestreo	48
3.4.4	Comparativa de conmutaciones	53
3.5	Conclusiones del capítulo	54
4	Conclusiones y trabajos futuros	55
4.1	Conclusión	55
4.2	Trabajos futuros	56
 PARTE III ANEXOS		
A	Artículo publicado	61
	Referencias	73

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Circuito simplificado de un MC de $m \times n$ fases.	9
2.2	Esquema simplificado de un MC.	9
2.3	Configuraciones no permitidas para los interruptores.	12
2.4	Métodos de control en convertidores.	14
2.5	Principio operacional MPC.	15
2.6	Esquema de control. Principio operacional MPC.	16
3.1	Esquema de control predictivo de tensión.	22
3.2	Seguimiento de tensión en fase a para cambio de amplitud.	26
3.3	Seguimiento de tensión en fase b para cambio de amplitud.	26
3.4	Seguimiento de tensión en fase c para cambio de amplitud.	26
3.5	Seguimiento de tensión en fase a para cambio de frecuencia.	27
3.6	Seguimiento de tensión en fase b para cambio de frecuencia.	27

3.7	Seguimiento de tensión en fase c para cambio de frecuencia.	28
3.8	Tensión y corriente para carga lineal.	29
3.9	Seguimiento de tensión en fase a para pasos de carga.	29
3.10	Seguimiento de tensión en fase b para pasos de carga.	30
3.11	Seguimiento de tensión en fase c para pasos de carga.	30
3.12	Carga no lineal: circuito rectificador no controlado.	31
3.13	Tensión y corriente para carga no lineal.	31
3.14	Seguimiento de tensión en fase a para una carga no lineal.	32
3.15	Seguimiento de tensión en fase b para una carga no lineal.	32
3.16	Seguimiento de tensión en fase c para una carga no lineal.	33
3.17	Vectores de tensión de acuerdo a la conmutación del MC.	34
3.18	Patrón de conmutación.	36
3.19	Diagrama de flujo del algoritmo.	37
3.20	Seguimiento de tensión en fase a para cambio de amplitud.	38
3.21	Seguimiento de tensión en fase b para cambio de amplitud.	38
3.22	Seguimiento de tensión en fase c para cambio de amplitud.	38
3.23	Seguimiento de tensión en fase a para cambio de frecuencia.	39
3.24	Seguimiento de tensión en fase b para cambio de frecuencia.	39
3.25	Seguimiento de tensión en fase c para cambio de frecuencia.	40
3.26	Tensión y corriente para carga lineal.	41
3.27	Seguimiento de tensión en fase a para pasos de carga.	41
3.28	Seguimiento de tensión en fase b para pasos de carga.	42
3.29	Seguimiento de tensión en fase c para pasos de carga.	42
3.30	Tensión y Corriente para carga no lineal.	43
3.31	Seguimiento de tensión en fase a para una carga no lineal.	44

3.32	Seguimiento de tensión en fase <i>b</i> para una carga no lineal.	44
3.33	Seguimiento de tensión en fase <i>c</i> para una carga no lineal.	45
3.34	Análisis de FFT en una carga lineal para cada fase.	47
3.35	Análisis de FFT en una carga no lineal para cada fase.	49
3.36	Análisis de FFT a distintos tiempos de muestreo.	51
3.37	Análisis de FFT a distintos tiempos de muestreo.	52
3.38	Señal conmutada en la salida del MC.	53

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Estados válidos para los interruptores del MC.	11
3.1	Parámetros de simulación.	25
3.2	Resumen RMSE en cambio de amplitud para control clásico.	27
3.3	Resumen RMSE en cambio de frecuencia para control clásico.	28
3.4	Resumen RMSE en cambio de carga para control clásico.	30
3.5	Resumen RMSE en una carga no lineal para control clásico.	33
3.6	Estados válidos para los interruptores del MC.	34
3.7	Resumen RMSE en cambio de amplitud para control modulado.	39
3.8	Resumen RMSE en cambio de frecuencia para control modulado.	40
3.9	Resumen RMSE en cambio de carga para control modulado.	42
3.10	Resumen RMSE en una carga no lineal para control modulado.	45
3.11	Resumen comparativo de RMSE.	46

3.12	Resumen THD en una carga lineal.	48
3.13	Resumen THD en una carga no lineal.	48
3.14	Resumen THD para control clásico en cambio de T_s .	50
3.15	Resumen THD para control modulado en cambio de T_s .	50
3.16	Resumen comparativo de THD en cambio de T_s .	53

ACRÓNIMOS

AC	Corriente alterna.
Bi-Sw	Interruptor bidireccional.
BTB	Convertidores tradicionales espalda contra espalda.
CONACYT	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.
DC	Corriente continua.
DG	Generación distribuida.
DMC	Convertidor matricial directo.
DSP	Procesadores digitales de señales.
FCS-MPC	Control predictivo de estados finitos.
FFT	Transformada rápida de Fourier.
FV	Fotovoltaicos.
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada.
IMC	Convertidor matricial indirecto.

xx ACRÓNIMOS

LSPyC	Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control.
MC	Convertidor matricial.
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.
MPC	Control predictivo basado en modelo.
PWM	Modulación por ancho de pulso.
RES	Fuentes de energías renovables.
RMSE	Error cuadrático medio.
SiC	Carburo de silicio.
SVM	Modulación en el espacio vectorial.
TFM	Trabajo final de maestría
THD	Distorsión armónica total.
UCSA	Universidad del Cono Sur de las Américas.
VSI	Inversor de fuente de voltaje.
VSMC	Convertidor matricial de fuente de voltaje.

Parte I

GENERALIDADES

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

A continuación se presentan las razones que motivaron al desarrollo del Trabajo Final de Maestría, el objetivo general establecido, como así también, los objetivos específicos y un resumen de la organización del TFM.

1.1 Introducción

El sector eléctrico en los últimos años está experimentando cambios sustanciales que están provocando un replanteo del sistema y de sus infraestructuras a nivel global. Las razones que están impulsando este cambio son múltiples, e incluyen consideraciones tanto a nivel local como global, de entre las cuales podemos destacar aquí algunas de ellas: los cambios en las necesidades de consumo energético del usuario, el aumento de los niveles de calidad exigidos en la energía que llega al cliente, el creciente desarrollo de las fuentes de energía renovables, y la necesidad estratégica de diversificación en las fuentes de energía. Este contexto genera una coexistencia, cada vez mayor, entre la generación convencional y la generación distribuida [1].

Los inicios del siglo XXI, muestran cómo la energía eólica junto a la solar fotovoltaica vienen cobrando un protagonismo destacado entre las renovables. Una combinación de circunstancias políticas, económicas y sociales hacen que el potencial eólico de varias regiones del planeta cobre valor para la producción de electricidad, y que cada vez más países opten por su aprovechamiento tanto en tierra como en mar [2].

Actualmente, los sistemas de generación en sus más usuales aplicaciones son enfocados a la de autoabastecimiento. Esta producción, para su final utilización deben ser acopladas a redes de distribución eléctrica [3], para que se realice esto, es necesario contar con instrumentos que pueda sincronizar la energía producida por estas fuentes con la red eléctrica y se realice el acople al mismo cumplidas los requerimientos de sincronización.

Las tecnologías más usuales utilizadas en la actualidad son la de utilización del sincronoscopios que debe reunir ciertas condiciones para la sincronización con la red de energía de potencia infinita.

Para otros casos, como el ejemplo del uso de convertidores de potencia, el uso más frecuente es de convertidores con tecnología IGBT con variaciones en el sistema de control. En cuanto a su aplicación para redes de energía distribuida, donde el uso de paneles fotovoltaicos, se encuentran distintas configuraciones como los inversores multinivel de condensadores de vuelo, convertidores tipo VSC (Convertidores de fuente de tensión), MLC o MLI (multilevel converter o multilevel inverter), CHB (convertidores puente H en cascada), NPC (Neutral Point Clamped). Por otra parte, los convertidores matriciales con tecnologías IGBT o MOSFET bidireccionales en forma genérica. De los convertidores mencionados anteriormente, los convertidores matriciales, ofrecen una ventaja significativa al poder ser utilizados independientemente al tipo de fuente de generación, lo cual da una ventaja sobre las opciones mencionadas anteriormente. Por último, las posibilidades frente a la opción del MC basados en tecnología IGBT del convertidor matricial SiC-MOSFET en el acople a red de energía distribuida, dan nuevas posibilidades de investigación, aplicación y costos [4], convertidor utilizado en el presente trabajo.

1.2 Objetivos

Para lograr los resultados esperados en el marco de este Trabajo Final de Maestría, los objetivos se han dividido en partes. En primer lugar, se establece el objetivo general del trabajo, para posteriormente desglosar este objetivo en objetivos específicos, los cuales son puestos de manifiesto a continuación.

1.2.1 Objetivo general

Diseñar y evaluar una estrategia de control predictivo de tensión con etapa de modulación aplicado al convertidor matricial directo enfocado a la reducción de armónicos.

1.2.2 Objetivos específicos

- Diseñar un algoritmo de control predictivo con una etapa de modulación para el control de tensión.
- Diseñar un entorno de simulación para aplicar el esquema de control propuesto.
- Analizar y evaluar la estrategia de control aplicada al convertidor matricial directo.
- Realizar una comparativa entre el control predictivo clásico y la estrategia de control propuesta.

1.3 Metodología

El presente Trabajo Final de Maestría aplica una metodología centrada en el diseño y la implementación teórica mediante herramientas de simulación, de estrategias de control predictivo en tiempo discreto con etapa de modulación, aplicados a un convertidor matricial directo enfocado en la reducción de armónicos. Para el logro de los objetivos propuestos, el TFM se divide en dos etapas, siguiendo una metodología de avance gradual, donde las tareas realizadas y los resultados obtenidos son debidamente documentados. Los siguientes puntos engloban las características principales de las etapas a ser abordadas:

- Modelado matemático del convertidor matricial y diseño de entorno de simulación: en esta etapa se modela el convertidor matricial y se diseña el entorno de control con etapa de modulación. En este punto, se propone el uso de la herramienta de modelado y simulación computacional MatLab/Simulink.
- Análisis y evaluación: esta segunda etapa, se centra en el análisis y evaluación de nuevas estrategias de control aplicados al convertidor matricial, teniendo como consignas, por un lado, el control de la voltaje con convertidores matriciales utilizando modulación, y por el otro, la reducción de armónicos. En este punto, se realiza una evaluación del desempeño del control del tipo predictivo con etapa de modulación, haciendo también una comparativa con el control predictivo clásico.

1.4 Organización del documento

Para lograr los objetivos trazados, y a fin de organizar el documento se ha seguido una metodología de desarrollo gradual que ha sido documentada de la siguiente manera: la Parte I, dividida en dos capítulos donde se presenta una perspectiva general acerca del TFM, presentando la justificación y los objetivos establecidos (Capítulo 1). Posteriormente, se detalla el estado del arte de los convertidores de potencia haciendo especial énfasis en los MCs, su funcionamiento básico, y por último la técnica de control predictivo aplicado a estos, en tiempo discreto (Capítulo 2).

En la Parte II se describe la estrategia de control predictivo con etapa de modulación, como así también el modelo de simulación a ser utilizado. Se analiza los resultados obtenidos y se finaliza el capítulo con la comparación de las estrategias de control, tomando como referencia los resultados que arrojan las técnicas de control predictivo clásico y el control con etapa de modulación, y como parámetro de rendimiento para el análisis, la distorsión armónica de la tensión generada y el error cuadrático medio de los mismos (Capítulo 3). Luego se realiza las conclusiones y los posibles trabajos futuros relacionados a la línea de investigación de este Trabajo Final de Maestría (Capítulo 4).

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se analiza el contexto en que se enmarca el TFM. En primer lugar, se presentan una reseña para introducir a algunos conceptos sobre los convertidores matriciales, su principios de operación y limitaciones. Además, se presenta algunos métodos de control aplicados a convertidores de potencia para finalmente detallar la estrategia de control predictivo basado en modelo.

2.1 Reseña del convertidor matricial

Los inicios del MC datan del año 1976 en la literatura del libro de Gyugi y Pelly [5] y vuelve a ser presentado en una publicación en 1978 por Daniels y Slaterry [6], las mismas presentaban conceptualmente el circuito de potencia del convertidor AC-AC directo. Así también, lo describen como un “cicloconvertidor de conmutación forzada”. Aunque, el desarrollo real de los MC se inicia con los trabajos de Venturini y Alesina [7,8], publicados en 1980. Los autores presentaron el circuito de potencia del convertidor como una matriz

de interruptores bidireccionales e introducen el nombre de lo que hoy conocemos como “convertidor matricial”.

En aplicaciones industriales, para conversión de energía AC-AC son generalmente utilizados convertidores AC-AC directos [9–11], convertidores AC-AC vinculados con DC [12–14] y convertidores matriciales (MC) [15–21]. A pesar de tener una estructura y un control simple, muchos convertidores AC-AC directos carecen de la capacidad de realizar un funcionamiento de frecuencia variable completa. Por otra parte, los convertidores indirectos ofrecen tanto la regulación de la tensión de salida como la regulación de la frecuencia a expensas de un gran DC-Link y voluminosos filtros inductivos. Pudiendo estos componentes pasivos elevar el costo total además de reducir la fiabilidad del sistema [22]. Desde entonces, hasta la actualidad, se pueden encontrar MC en aplicaciones como sistemas de aeronaves, sistemas de generación de turbinas eólicas, máquinas de inducción, sistemas fotovoltaicos (FV) y sistemas de accionamiento de motores [23]. Por lo tanto, se prefieren por su diseño compacto que elimina la necesidad de grandes componentes de almacenamiento de energía y circuitos de enlace de CC, proporcionando así una conversión de energía de una sola etapa.

En general, los MCs pueden dividirse en dos grandes clasificaciones: (a) Topologías DMC [8, 24, 25] y (b) Topologías IMC [26–29]. Con la evolución de los dispositivos semiconductores en los últimos años, pueden emplearse diferentes dispositivos de conmutación en los MC, dando continuidad a la línea de trabajo iniciada por Toledo y otros en el Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción [30–32].

2.2 Principios básicos del convertidor matricial

El MC es un convertidor de energía AC-AC de una sola etapa, capaz de alimentar una carga directamente de dimensiones de “ n ” fases a partir de una fuente de “ m ” fases ($m \times n$) sin la necesidad de etapas de almacenamiento intermedias.

Las principales ventajas de los MCs comparados con los convertidores tradicionales espalda contra espalda (BTB, por sus siglas en inglés) son las siguientes [33]:

1. El reducido tamaño, peso ligero y tiempo de vida útil superior ante la ausencia de capacitores electrolíticos de tamaño considerable en el circuito principal.
2. Comparado con los convertidores de dos etapas, el convertidor de energía de una sola etapa presenta mayor eficiencia debido a las menores pérdidas en conmutación.
3. Capacidad regenerativa en operación con factor de potencia unitario.

Dada las ventajas mencionadas, la utilización de los MCs es posible en aplicaciones de alta categoría de conversión AC-AC, entre ellas las de energías renovables y DG [34]. La topología general en fuentes de tensión como entrada, se muestra en la Figura 2.1.

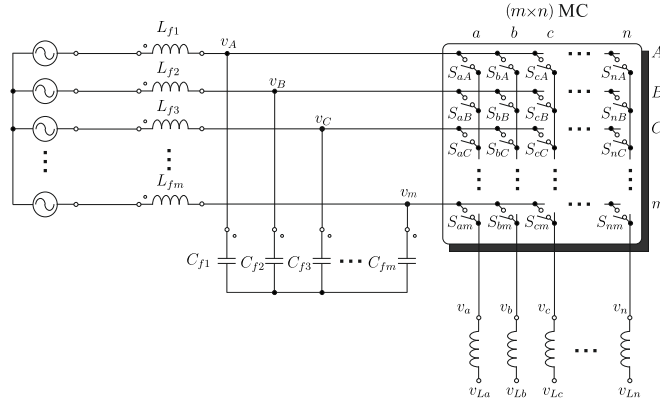


Figura 2.1: Circuito simplificado de un MC de $m \times n$ fases.

2.2.1 Modelado matemático

En la Figura 2.2 se muestra el esquema simplificado de un sistema de conversión AC-AC trifásico, de manera a introducir los principios básicos la figura mencionada muestra un MC alimentado por tensión (VSMC), en donde para obtener un buen desempeño, se debe contar con un filtro en la fuente. La necesidad del filtro se debe a que minimiza las componentes de alta frecuencia de entrada y reduce el impacto de las perturbaciones en la red de entrada. El tamaño de los elementos del filtro es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación del MC.

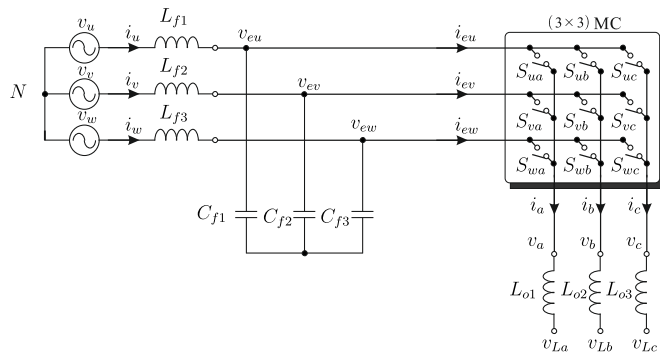


Figura 2.2: Esquema simplificado de un MC.

El desarrollo del MC se inicia con la propuesta presentada por Venturini y Alesina en los 80s [7, 8]. Los mismos propusieron un algoritmo de alta frecuencia de conmutación y el desarrollo de un riguroso análisis matemático con el fin de describir al convertidor en su comportamiento a bajas frecuencias.

La regla de operación de los interruptores está dada por [8]:

$$\begin{cases} S_{kj} = 1 & \text{si el interruptor está cerrado} \\ S_{kj} = 0 & \text{si el interruptor está abierto} \end{cases} \quad (2.1)$$

donde $k \in \{u, v, w\}$ indica la entrada correspondiente, $j \in \{a, b, c\}$ se refiere a la salida correspondiente. Así, para evitar cortocircuitos y que las corrientes nunca se interrumpan abruptamente, dentro de las combinaciones posibles, se escogen aquellas que cumplen con la siguiente condición (el razonamiento del presente, se expresa en detalle en la Sección 2.2.2):

$$S_{uj} + S_{vj} + S_{wj} = 1, \quad \forall j \in \{a, b, c\} \quad (2.2)$$

Las ecuaciones de tensión de entrada y de salida se muestra de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{eu}(t) \\ v_{ev}(t) \\ v_{ew}(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Que se puede representar en forma vectorial de la siguiente manera:

$$v_o = T * v_i \quad (2.4)$$

donde T es una matriz de transferencia instantánea cuya salida genera una señal de magnitud, fase y frecuencia variable. Análogamente, se puede demostrar una función equivalente para las corrientes:

$$\begin{bmatrix} i_{eu}(t) \\ i_{ev}(t) \\ i_{ew}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

En la Tabla 2.1 se muestran los estados válidos con base a la restricción de la Ecuación 2.2.

Tabla 2.1: Estados válidos para los interruptores del MC.

	S_{ua}	S_{ub}	S_{uc}	S_{va}	S_{vb}	S_{vc}	S_{wa}	S_{wb}	S_{wc}
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	1	0	0	0	0	1	0	1	0
3	0	1	0	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0
5	0	0	1	1	0	0	0	1	0
6	0	0	1	0	1	0	1	0	0
7	1	0	0	0	0	1	0	0	1
8	0	1	0	0	0	1	0	0	1
9	0	1	0	1	0	0	1	0	0
10	0	0	1	1	0	0	1	0	0
11	0	0	1	0	1	0	0	1	0
12	1	0	0	0	1	0	0	1	0
13	0	0	1	1	0	0	0	0	1
14	0	0	1	0	1	0	0	0	1
15	1	0	0	0	1	0	1	0	0
16	1	0	0	0	0	1	1	0	0
17	0	1	0	0	0	1	0	1	0
18	0	1	0	1	0	0	0	1	0
19	0	0	1	0	0	1	1	0	0
20	0	0	1	0	0	1	0	1	0
21	1	0	0	1	0	0	0	1	0
22	1	0	0	1	0	0	0	0	1
23	0	1	0	0	1	0	0	0	1
24	0	1	0	0	1	0	1	0	0
25	1	0	0	1	0	0	1	0	0
26	0	1	0	0	1	0	0	1	0
27	0	0	1	0	0	1	0	0	1

2.2.2 Restricciones de operación

A diferencia de los VSI tradicionales, los interruptores utilizados en el MC no están protegidos por un capacitor de enlace DC. Por ello, se consideran estrategias de conmutación para los convertidores matriciales, las dos principales a considerar son:

1. La conmutación no debe causar cortocircuitos entre dos fases de entrada, pues la consecuente alta circulación de corriente podría dañar los interruptores.
2. Las conmutaciones no deben causar una interrupción abrupta de la corriente de salida, pues la sobretensión subconsecuente podría dañar los interruptores.

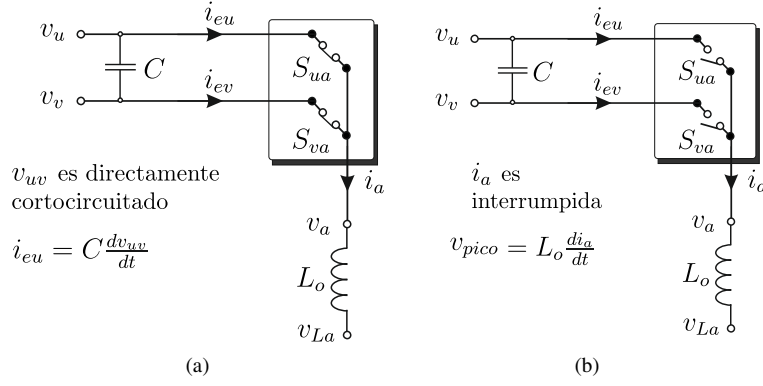


Figura 2.3: Configuraciones no permitidas para los interruptores. (a) Cortocircuito en la entrada capacitiva. (b) Circuito abierto para carga inductiva.

En el modelo matemático, la Ecuación (2.2) cumple estas restricciones. Así también, la Tabla 2.1 presenta los estados válidos en función a la restricción de la misma Ecuación. Sin embargo, en un sistema real, se debe considerar que el proceso de conmutación debe ser controlado activamente, es decir, que en todo momento debe cumplir con las reglas mencionadas anteriormente.

Teniendo en cuenta las restricciones mencionadas, es importante que dos interruptores no sean activados al mismo tiempo [Figura 2.3 (a)]. Cuando los interruptores son activados al mismo tiempo, las fuentes de tensión son cortocircuitadas directamente y los interruptores serían dañados por la sobrecorriente. En el caso que todos los interruptores sean abiertos al mismo tiempo [Figura 2.3 (b)], al instante de la desactivación se generará un sobretensión la cual podría dañar los semiconductores. Los picos de sobretensiones dependen de la corriente de carga i_a y la duración de la interrupción Ecuación 2.6.

$$v_{pico} = L_o \frac{di_a}{dt} \quad (2.6)$$

Estas dos consideraciones causan un conflicto, ya que los dispositivos no pueden conmutar instantáneamente entre los estados por los retrasos de propagación y los tiempo de conmutación finitos. Por lo tanto, es necesario la utilización de una estrategia de conmutación que controle secuencialmente el cambio entre interruptores bidireccionales de modo a cumplir con las restricciones de operación. Para dar solución a esto, varios autores utilizan la estrategia de conmutación de cuatro pasos [4,30,35].

En cuanto a su implementación, para los MCs, que cuenta con nueve dispositivos de llaves bidireccionales que conectados directamente a las fases de la fuente y de la carga (Figura 2.2), la cual no cuenta con la etapas de almacenamiento, como lo presentamos

al inicio la sección 2.2, proveyendo así una amplitud variable y frecuencia de control dependiendo de la activación de las llaves del dispositivo. Así, la salida de la tensión de fase en componente de baja frecuencia se expresa en simple según la Ecuación 2.4.

Varias investigaciones acerca de los MCs son dedicados a resolver los problemas de conmutación y proponiendo nuevas estrategias de modulación [16, 36–44]. Debido al problema de los MCs con respecto al tiempo muerto o de superposición en tiempo de activación de las llaves, para dar solución a este inconveniente, diversos autores han presentado extendidas estrategias y siguen actualmente en estudio para encontrar la más óptima según la aplicación a ser implementada [45–50].

1. Conmutación basada en la dirección de corriente:

Utiliza la conmutación de cuatro pasos [51], esquema donde la dirección de la corriente es controlada. Eso permite la activación de una llave a otra si causar ningún inconveniente como cortocircuito u operación de circuito abierto entre una conmutación a otra.

2. Conmutación basada en la magnitud de la tensión:

En esta estrategia, las magnitudes relativas las tensiones de entrada son medidas para determinar e implementar apropiadamente la secuencia de activación de las llaves.

3. Técnica ligera de activación de llaves

El interruptor resonante y los circuitos auxiliares también se utilizan en los MCs para proporcionar una secuencia de conmutación [52]. Sin embargo, estas técnicas proliferan significativamente el costo, los componentes y el volumen de los convertidores incluso en propuestas realizadas más recientemente [53].

2.3 Reseña de métodos de control aplicados a convertidores matriciales

Varios métodos de control se han propuestos en los últimos años, aprovechando las ventajas de cada uno en una aplicación específica o una más general como el PWM utilizada como técnicas de modulación PWM desarrolladas previamente para inversores de fuente de tensión y otros utilizados según necesidad de la aplicación. En esta sección realizaremos una breve reseña sobre los métodos de control aplicados a convertidores matriciales.

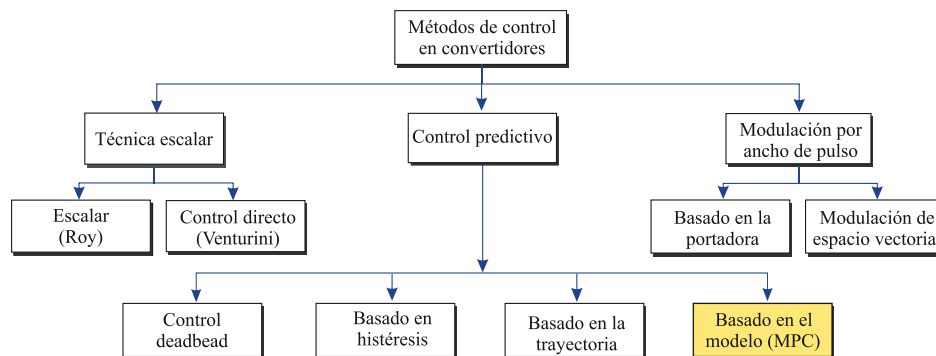


Figura 2.4: Métodos de control en convertidores.

La clasificación de estos métodos pueden ser observados en la Figura 2.4. Entre la literatura se encuentra el método llamado función de transferencia directa o también conocido como el método Venturini [54], en donde la tensión de salida se obtiene por el producto entre la tensión de entrada y la matriz de transferencia que representa el convertidor [35]. Otra estrategia es el método escalar desarrollado por Roy, donde la estrategia de control escalar se utiliza para mejorar la relación de transferencia de tensión del convertidor [55].

El enfoque más sencillo es utilizar técnicas de PWM basadas en portadoras. El PWM es una técnica bien conocida, particularmente en la estrategia de conmutación en cascada de inversores multinivel. En este método, una forma de onda triangular se compara con una señal sinusoidal de referencia para crear la secuencia de conmutación necesaria de los interruptores del convertidor de la matriz. Una solución muy utilizada en la actualidad es aplicar la modulación SVM en MCs [56]. Recientemente se han propuesto técnicas más modernas, como el control predictivo [35]. Los avances tecnológicos en microprocesadores con mayor poder de cómputo en la actualidad, han promovido el desarrollo de este método de control.

2.3.1 Control predictivo basado en modelo (MPC)

Los inicio del control predictivo basado en modelo o control predictivo en modelo fue introducido al principio de los 1970s en aplicaciones industriales, después de que las ideas de la estrategia se publicaran en los 1960s. Si bien en sus inicios fue principalmente utilizado en el campo de la industria química, más tarde fue ganando reconocimiento en el área académica [57]. El MPC no apunta a un algoritmo especial, sino toda una familia de tipos de controladores cuya característica común de todas estos controladores

es el principio de determinación de un valor óptimo para la actuación de la variable utilizando un modelo explícito del sistema a ser controlado y minimizando la función de costo [34, 58–62]. Por supuesto, los controladores presentados en las diferentes publicaciones citadas poseen una estructura similar, ya que también utilizan un modelo explícito y separadamente identificable del sistema controlado para el precálculo del comportamiento del sistema y, por lo tanto, también para la selección de valores óptimos para las variables actuantes. Las principales ventajas de estos controladores son: las estructuras multivariables son fácilmente representables, las restricciones del sistema pueden manejarse sistemáticamente y pueden considerarse en el modelo, el filtrado de las variables medidas sin desplazamiento de fase puede integrarse sin más esfuerzo, es posible la identificación automática de los parámetros del modelo.

2.3.2 Principios operacionales del MPC

El principio de funcionamiento de un controlador MPC puede explicarse con la ayuda de la estructura que se muestra en la Figura 2.5. Su parte central es el modelo matemático que se utiliza para predecir el comportamiento futuro del sistema a controlar. Es decir, los valores futuros de los estados del sistema se predicen hasta un horizonte predefinido en tiempo $k + N$ usando el modelo del sistema y la información disponible (mediciones) hasta el tiempo k . La secuencia de actuaciones óptimas se calcula mediante la minimización de la función de costo y se aplica el primer elemento de esta secuencia. Todo este proceso se repite de nuevo para cada instante de muestreo considerando los nuevos datos medidos [57, 63].

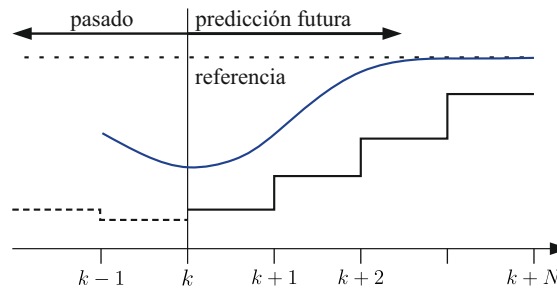


Figura 2.5: Principio operacional MPC.

Cuando se aplica a convertidores de potencia, es posible definir el principio de operación en los siguientes tres pasos:

- Predecir el comportamiento de las variables controladas para todos los posibles estados de conmutación.
- Evaluar la función de costo para cada predicción.
- Seleccionar y aplicar el estado de conmutación que minimice la función de costo, durante un tiempo de muestreo.

Estas etapas están presentes en todos los esquemas del MPC, ya que es posible modificar cada una independientemente para lograr el ajuste del esquema de control a cualquier configuración. La implementación de modelos predictivos y una estrategia de control predictivo pueden encontrar diferentes dificultades dependiendo del tipo de plataforma utilizada. Cuando se implementa utilizando un procesador de punto fijo, se debe prestar especial atención a la programación para obtener la mayor precisión en la representación de las variables en punto fijo. Por otra parte, cuando se implementa utilizando un procesador de punto flotante, se puede utilizar en el laboratorio casi la misma programación utilizada para las simulaciones.

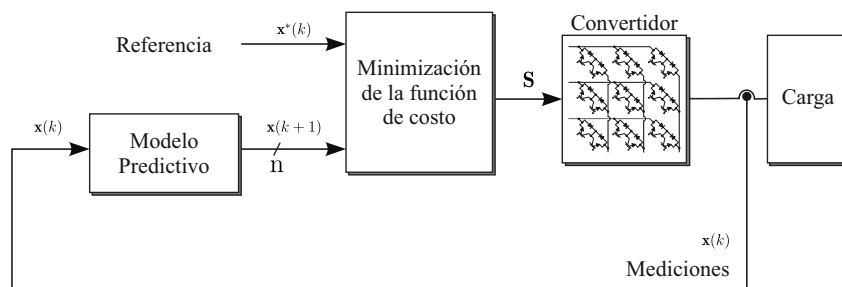


Figura 2.6: Esquema de control. Principio operacional MPC.

Dependiendo de la complejidad del sistema controlado, el número de cálculos puede ser significativo y limitará el tiempo mínimo de muestreo. En el caso más sencillo, el control predictivo de la corriente, el tiempo de cálculo es pequeño, pero en otros esquemas, como el control del par y del flujo, el tiempo de cálculo es el parámetro que determina el tiempo de muestreo permitido. Para seleccionar el estado de conmutación que minimiza la función de costo, se evalúan todos los estados posibles y se almacena el valor óptimo para aplicarlo a continuación. El número de cálculos está directamente relacionado con el número de posibles estados de conmutación.

En la Figura 2.6 se presenta un esquema general de control para MPC aplicado a los convertidores de potencia y a los accionamientos. El convertidor de potencia puede ser de cualquier topología y número de fases, mientras que la carga genérica que se muestra

en la figura puede representar una máquina eléctrica, la red o cualquier otra carga activa o pasiva. En este esquema se utilizan las variables medidas $\mathbf{x}(k)$ en el modelo para calcular las predicciones $\mathbf{x}(k+1)$ de las variables controladas para cada una de las n posibles actuaciones, es decir, estados de conmutación, tensiones o corrientes. Luego estas predicciones se evalúan utilizando una función de costo que considera los valores de referencia $\mathbf{x}^*(k)$ y las restricciones, y se selecciona y aplica en el convertidor la actuación óptima $\mathbf{S}$ [63].

2.3.3 Función de costo

La función de costo debe incluir los términos que se optimizarán. En un control clásico, se da importancia al error de seguimiento en las variables predichas para la siguiente muestra, por lo tanto, la función de costo se define como sigue:

$$g(k+1) = \left\| e_{j\alpha}(k+1) \right\|^2 + \left\| e_{j\beta}(k+1) \right\|^2, \quad (2.7)$$

donde

$$\left\| e_{j\alpha}(k+1) \right\| = \left\| e_{\alpha}^*(k+1) - e_{\alpha}(k+1) \right\|$$

$$\left\| e_{j\beta}(k+1) \right\| = \left\| e_{\beta}^*(k+1) - e_{\beta}(k+1) \right\|$$

$\left\| \cdot \right\|$ representa la magnitud de los vectores, $e_{\alpha}^*(k+1)$ y $e_{\alpha}(k+1)$ son los vectores los cuales contienen la variable de referencia y la variable predicha, respectivamente, en el marco de referencia estacionario α . Análogo razonamiento para $e_{\beta}^*(k+1)$ y $e_{\beta}(k+1)$, en el marco de referencia β .

2.4 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha presentado un análisis del estado del arte de los convertidores matriciales, su principio de funcionamiento, restricciones de operación. Además, se describen algunos métodos de control aplicado a los MC haciendo un mayor énfasis en el control predictivo basado en modelo que será utilizada en la implementación en entorno de simulación en el siguiente capítulo debido a las ventajas de ésta estrategia como son la facilidad de implementación, capacidad de utilizar multivariantes y rápido seguimiento en caso de transitorios.

Parte II

ANÁLISIS DE CONTENIDO

CAPÍTULO 3

DISCUSIÓN DE LAS APORTACIONES

En el capítulo anterior se ha descrito al convertidor matricial, las correspondientes ecuaciones que representan el funcionamiento del sistema conversor. Así como también al control predictivo basado en modelo, el cual es evaluado en el marco de la Tesis. En secciones posteriores se obtienen las ecuaciones discretizadas del filtro, carga, etc. Se realizarán estudios de las técnicas de control en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$ con el objeto de simplificar el análisis matemático de la dinámica del sistema y con ello aplicar el control a éstos. Además, en los siguientes apartados se detalla el diseño de los controladores y la herramienta utilizada (MatLab/Simulink) para las simulaciones ejecutadas en los distintos marcos de referencia, para que luego, con los resultados adquiridos y mediante criterios establecidos, se realiza un análisis de los controles implementados.

3.1 Descripción del esquema utilizado

La Fig. 3.1 muestra la topología utilizada que consiste en un convertidor AC-AC de tres fases utilizando con un MC directo, donde se utiliza un filtro de entrada RLC con una

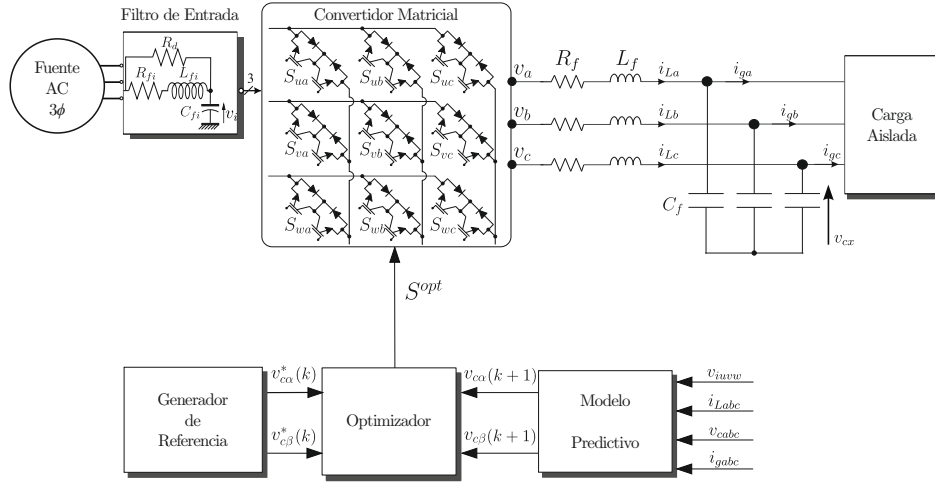


Figura 3.1: Esquema de control predictivo de tensión.

resistencia de amortiguamiento R_d para a reducción de los efectos de la resonancia, a la salida del convertidor se encuentra el filtro de salida, en el cual con base al control de tensión sobre el capacitor del filtro de salida utilizando como base la técnica de control predictivo basado en modelo (MPC), finalmente en el otro extremo, se encuentra conectada una carga aislada.

La tensión de entrada al convertidor es indicado como V_i , siendo este los voltajes v_u , v_v y v_w . En las siguientes secciones se realizará unas pruebas primeramente con un control predictivo clásico y posteriormente con un control predictivo con etapa de modulación. Se analizará su respuesta en distintos escenarios y un resumen de resultados para cada caso.

Una vez definido el modelo del convertidor de potencia en la Sección 2.2.1, se procede a diseñar el sistema de control. Para determinar las tensiones efectivas aplicadas a cada fase (desde cada fase al punto neutro), la tensión en modo común v_{nN} debe ser sustraída de la Ecuación (2.3). De esa manera, aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff, es posible determinar v_{nN} como sigue:

$$v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad , \quad (3.1)$$

Teniendo de esta forma la tensión de fase efectiva dada por:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - v_{nN} \\ v_{bn} &= v_{bN} - v_{nN} \\ v_{cn} &= v_{cN} - v_{nN} \end{aligned} \quad , \quad (3.2)$$

3.1.1 Modelo del Filtro de salida

En la Fig. 3.1 se observa el filtro de salida en cada una de las fases del MC. La misma está compuesta por un inductor de inductancia L_f , una resistencia en serie R_f y un capacitor de capacitancia C_f . Suponiendo que los parámetros son iguales, las variables de estado para este sistema de segundo orden, la corriente que atraviesa el inductor i_L y la tensión sobre el capacitor v_c , la dinámica del sistema en el plano $\alpha - \beta$ está dado por:

$$L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - v_{c\alpha\beta} - R_f i_{L\alpha\beta}, \quad (3.3)$$

donde $v_{\alpha\beta}$ corresponde a uno de los vectores válidos mencionados anteriormente. Por otra parte, el comportamiento dinámica de la tensión a través del capacitor del filtro es definido como:

$$C_f \frac{dv_{c\alpha\beta}}{dt} = i_{L\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta}, \quad (3.4)$$

Así, su representación en el espacio de estados para el sistema está dado por:

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (3.5)$$

donde

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L\alpha\beta} \\ v_{c\alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ i_{g\alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad \text{y} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix},$$

Estas ecuaciones definen el modelo continuo del filtro LC teniendo de entradas la tensión de salida del MC $v_{\alpha\beta}$ por un lado y la corriente de salida a la carga $i_{g\alpha\beta}$ por el otro lado.

3.1.2 Modelo en tiempo discreto para el filtro LC

El modelo del sistema en tiempo discreto se obtiene como:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k) \quad (3.7)$$

siendo $\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s}$, $\mathbf{B}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}T_s - \tau} \mathbf{B} d\tau$ y T_s corresponde al tiempo de muestreo. Entonces, usando el modelo discreto para el sistema es posible predecir los estados v_o e i_L como sigue:

$$i_L(k+1) = a_{11}i_L(k) + a_{12}v_c(k) + b_{11}v(k) + b_{12}i_g(k) \quad (3.8)$$

$$v_c(k+1) = a_{21}i_L(k) + a_{22}v_c(k) + b_{21}v(k) + b_{22}i_g(k) \quad (3.9)$$

siendo

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

donde (k) se refiere al instante de tiempo actual y $(k+1)$ indica el inicio del siguiente instante de muestreo. A partir de las ecuaciones anteriores es posible predecir los valores de corriente en el inductor y la tensión de salida para utilizarlos en la implementación del control predictivo.

3.2 Control de tensión a frecuencia variable

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en diferentes escenarios para el control de voltaje a frecuencia variable o MPC clásico que fue presentado en el capítulo anterior, utilizando la evaluación de la función como se presenta en la Sección 2.3.3, la ecuación se reescribe como sigue:

$$J(k+1) = \|v_{j\alpha}(k+1)\|^2 + \|v_{j\beta}(k+1)\|^2, \quad (3.11)$$

donde

$$\|v_{j\alpha}(k+1)\| = \|v_{\alpha}^*(k+1) - v_{\alpha}(k+1)\|$$

$$\|v_{j\beta}(k+1)\| = \|v_{\beta}^*(k+1) - v_{\beta}(k+1)\|$$

$\|\cdot\|$ representa la magnitud de los vectores, $v_{\alpha}^*(k+1)$ y $v_{\alpha}(k+1)$ son los vectores los cuales contienen la tensión de referencia y la tensión predicha, respectivamente, en el marco de referencia estacionario α . Análogo razonamiento para $v_{\beta}^*(k+1)$ y $v_{\beta}(k+1)$, en el marco de referencia β . La Tabla 2.1 muestra los estados válidos a ser utilizados para el MPC clásico.

3.2.1 Simulación experimental

La secuencia de resultados mostrados fueron simulados para los valores de parámetros presentados en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Parámetros de simulación.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Red eléctrica			
Frecuencia de la fuente	f_s	50	Hz
Tensión de la fuente	v_s	220	Vrms
Convertidor Matricial			
Resistencia del filtro de entrada	R_{fi}	0.01	Ω
Resistencia de amortiguamiento	R_d	100	Ω
Inductancia de filtro de entrada	L_{fi}	0.01	mH
Capacitancia del filtro de entrada	C_{fi}	25	μF
Resistencia filtro de salida	R_f	0.05	Ω
Inductancia de filtro de salida	L_f	2.4	mH
Capacitancia del filtro de salida	C_f	25	μF
Carga eléctrica			
Resistencia de la carga	R_L	10 - 40	Ω
Parámetros de control			
Periodo de muestreo	T_s	25	μs
Paso de simulación	-	250	ns

3.2.1.1 Ensayo en cambio de amplitud En la Figura 3.2 se muestra el error de seguimiento en la fase a , en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.3 y la Figura 3.4 muestran la misma medición observada para las fases b y c respectivamente. La Tabla 3.2 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de 0, 75380 de error antes del cambio de amplitud y 1, 30851 después del cambio.

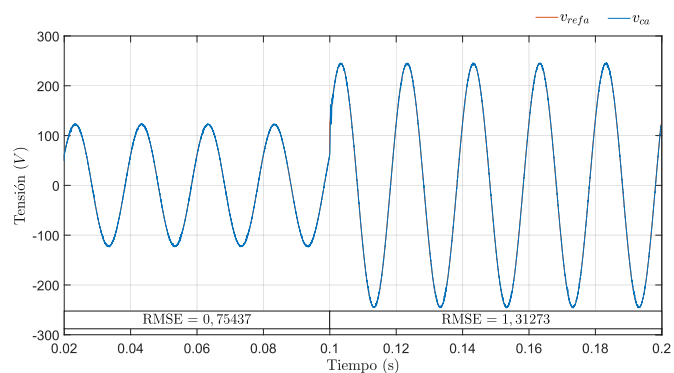


Figura 3.2: Seguimiento de tensión en fase a para cambio de amplitud.

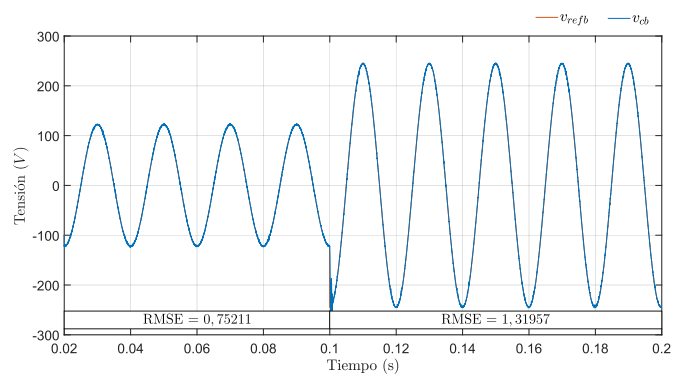


Figura 3.3: Seguimiento de tensión en fase b para cambio de amplitud.

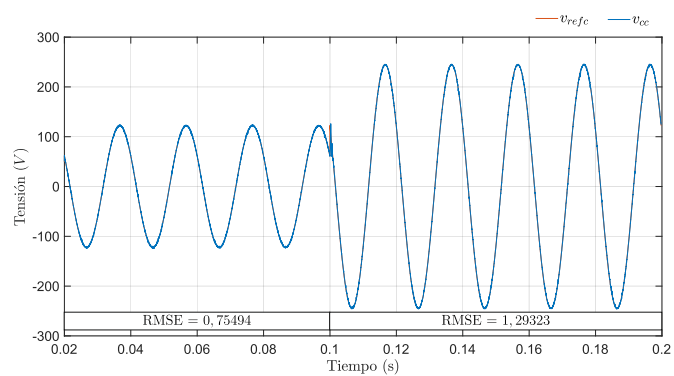
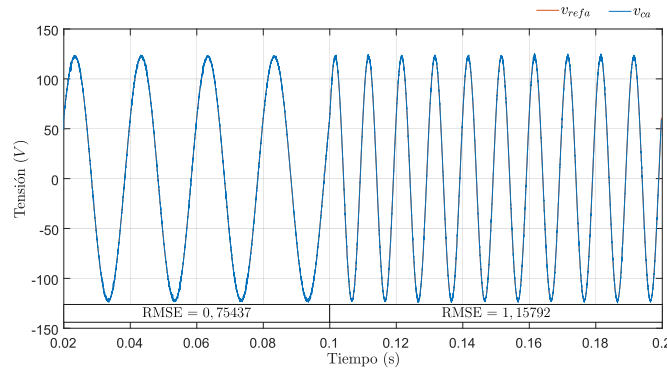
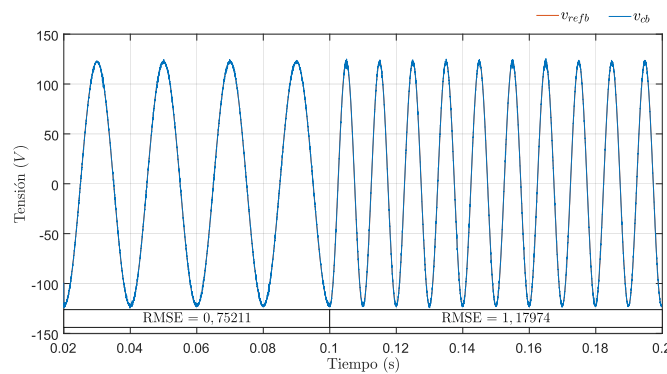


Figura 3.4: Seguimiento de tensión en fase c para cambio de amplitud.

Tabla 3.2: Resumen RMSE en cambio de amplitud para control clásico.

Tiempo (s)	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,02 - 0,1	0,75437	0,75211	0,75494	0,75380
0,1 - 0,2	1,31273	1,31957	1,29323	1,30851

3.2.1.2 Ensayo en cambio de frecuencia En la Figura 3.5 se muestra el error de seguimiento en la fase *a*, en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.6 y la Figura 3.7 muestran la misma medición observada para las fases *b* y *c* respectivamente. La Tabla 3.3 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de 0,75380 de error antes del cambio de frecuencia y 1,16602 después del cambio.

Figura 3.5: Seguimiento de tensión en fase *a* para cambio de frecuencia.Figura 3.6: Seguimiento de tensión en fase *b* para cambio de frecuencia.

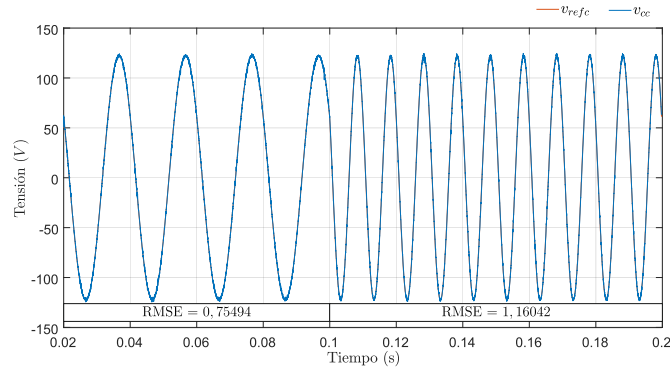


Figura 3.7: Seguimiento de tensión en fase c para cambio de frecuencia.

Tabla 3.3: Resumen RMSE en cambio de frecuencia para control clásico.

Tiempo (s)	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,02 - 0,1	0,75437	0,75211	0,75494	0,75380
0,1 - 0,2	1,15792	1,17974	1,16042	1,16602

3.2.1.3 Ensayo en cambio de carga En el presente ensayo se realiza un cambio de carga para distintos valores de R_L (de 10 a 40 Ω), en la Figura 3.8 se observa el voltaje sobre el capacitor de salida de la fase a con respecto al neutro v_{an} y la corriente de línea i_{ga} , en cada aumento de carga se observa una disminución de la amplitud de la corriente y una tensión estable. En la Figura 3.9 se muestra el error de seguimiento en la fase a , en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.10 y la Figura 3.11 muestran la misma medición observada para las fases b y c respectivamente. La Tabla 3.4 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de 0,50116 de error en el primer paso de carga, 0,50602, 0,51724 y 0,49759 en los siguientes.

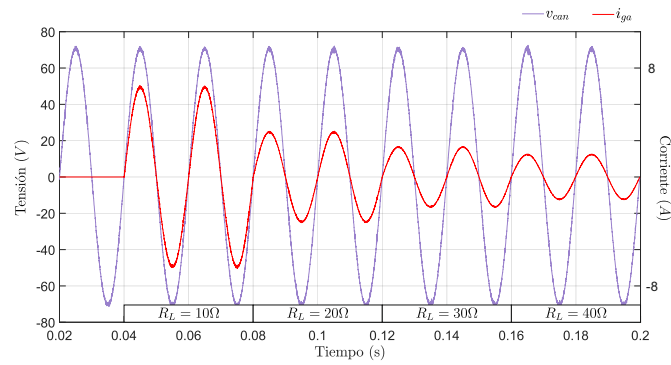


Figura 3.8: Tensión y corriente para carga lineal.

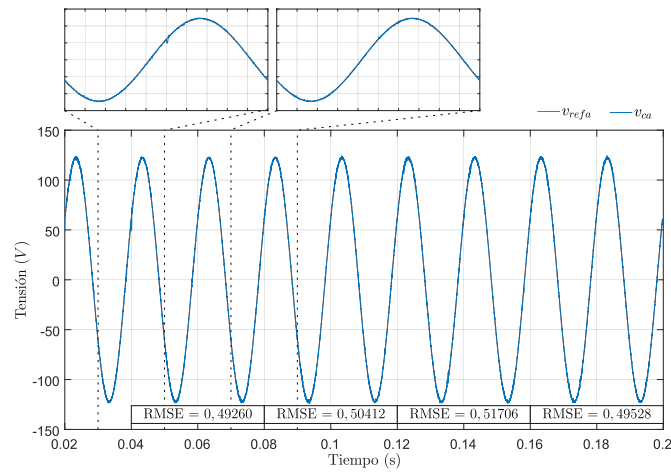


Figura 3.9: Seguimiento de tensión en fase a para pasos de carga.

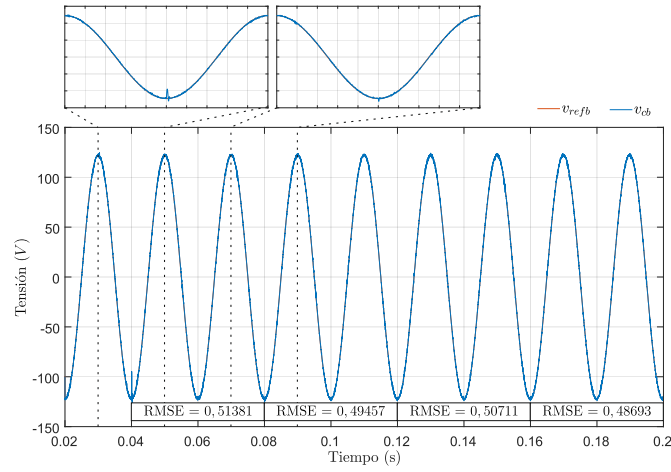
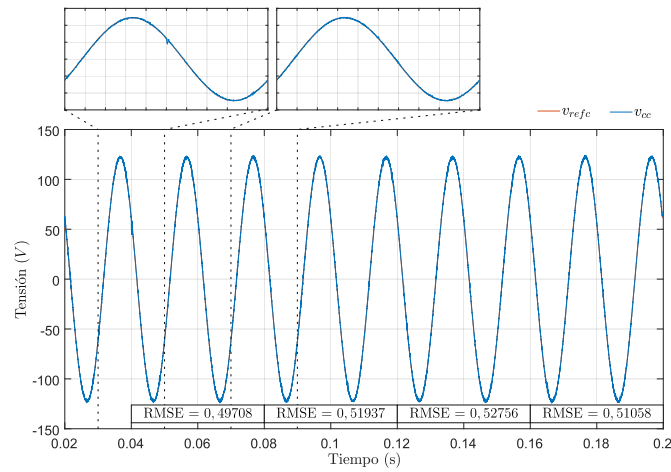
Figura 3.10: Seguimiento de tensión en fase b para pasos de carga.Figura 3.11: Seguimiento de tensión en fase c para pasos de carga.

Tabla 3.4: Resumen RMSE en cambio de carga para control clásico.

Tiempo (s)	Magnitud R_L	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,04 - 0,08	10Ω	0,49260	0,51381	0,49708	0,50116
0,08 - 0,12	20Ω	0,50412	0,49457	0,51937	0,50602
0,12 - 0,16	30Ω	0,51706	0,50711	0,52756	0,51724
0,16 - 0,2	40Ω	0,49528	0,48693	0,51058	0,49759

3.2.1.4 Ensayo con carga no lineal En el presente ensayo se realiza un cambio utilizando una carga no lineal consistente a un rectificador no controlado con una carga $R_L = 10\Omega$ como se muestra en la Figura 3.12, en la Figura 3.13 se observa el voltaje sobre el capacitor de salida de la fase a con respecto al neutro v_{an} y la corriente de línea i_{ga} , en el que carga es acoplada a los 0.04 (s) se observa el comportamiento normal la corriente ante el rectificador utilizado y una tensión estable.

En la Figura 3.14 se muestra el error de seguimiento en la fase a , en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.15 y la Figura 3.16 muestran la misma medición observada para las fases b y c respectivamente. La Tabla 3.5 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de $0,36606$ de error antes del acoplamiento de la carga y $1,14236$ después del acoplamiento.

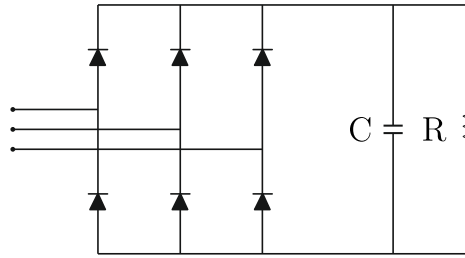


Figura 3.12: Carga no lineal: circuito rectificador no controlado.

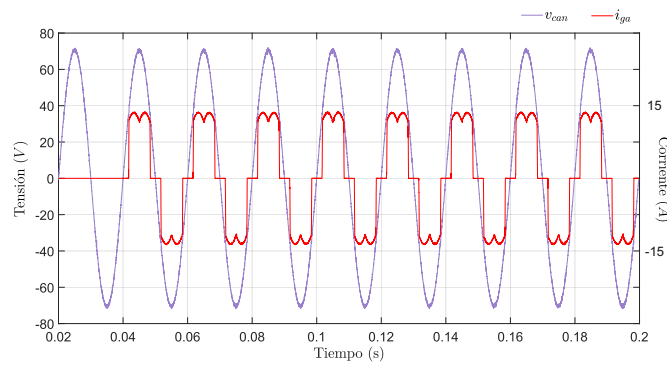


Figura 3.13: Tensión y corriente para carga no lineal.

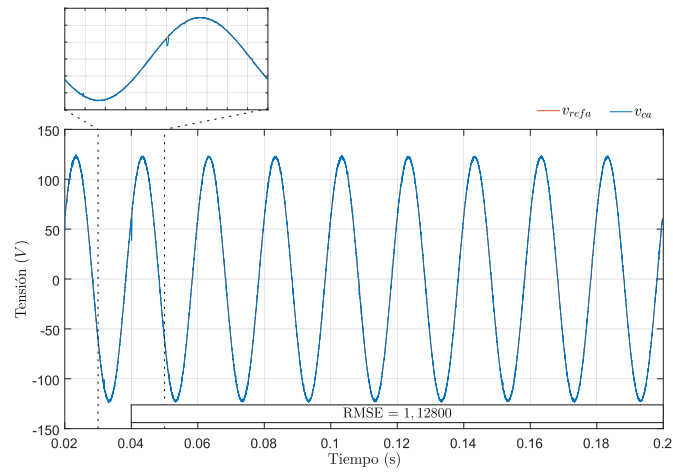


Figura 3.14: Seguimiento de tensión en fase a para una carga no lineal.

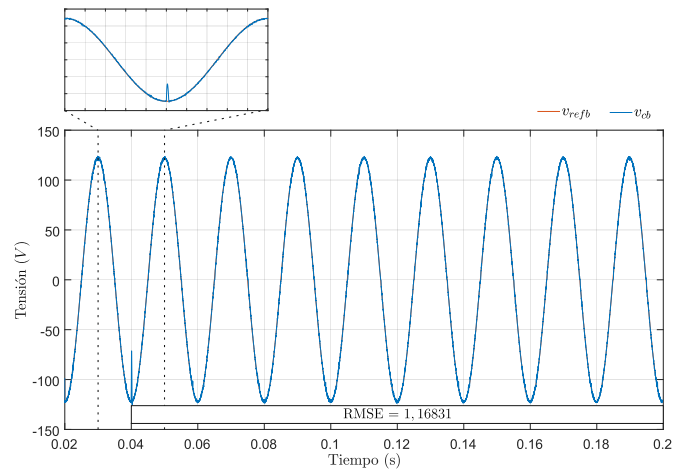


Figura 3.15: Seguimiento de tensión en fase b para una carga no lineal.

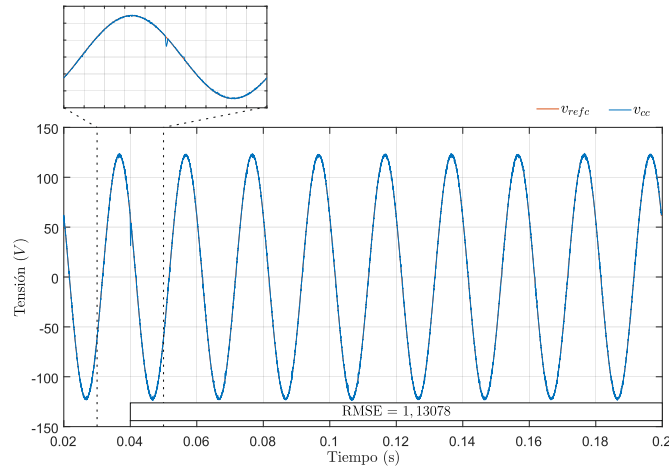


Figura 3.16: Seguimiento de tensión en fase c para una carga no lineal.

Tabla 3.5: Resumen RMSE en una carga no lineal para control clásico.

Tiempo (s)	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,02 - 0,04	0,3771	0,36945	0,35165	0,36606
0,04 - 0,2	1,128	1,16831	1,13078	1,14236

3.3 Control Predictivo de Tensión a Frecuencia fija

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en diferentes escenarios para el control de tensión a frecuencia fija o MPC modulado, que utiliza la base que ha sido presentada en el capítulo anterior, utiliza la evaluación de la función base descrita en la Sección 3.2.

De los 27 estados de conmutación posibles mostrados en la Tabla 2.1, existen combinaciones para las cuales el vector de tensión en el plano estacionario produce varios valores indefinidos, por lo tanto, en la Tabla 3.6 se presentan las combinaciones que generan vectores estacionarios que serán considerados como las combinaciones válidas de los interruptores para generar los vectores de voltaje en el plano estacionario ($\alpha - \beta$) como se muestra en la Figura 3.17.

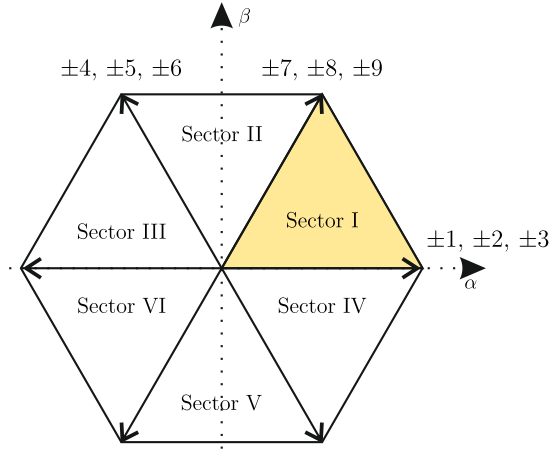


Figura 3.17: Vectores de tensión de acuerdo a la conmutación del MC.

Tabla 3.6: Estados válidos para los interruptores del MC.

#		S_{ua}	S_{va}	S_{wa}	S_{ub}	S_{vb}	S_{wb}	S_{uc}	S_{vc}	S_{wc}	$v_{o\alpha}$	$v_{o\beta}$	$ v_o $	$\angle v_o$
1	+1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	$\frac{2}{3}v_{uv}$	0	$\frac{2}{3} v_{uv} $	0
2	-1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	$-\frac{2}{3}v_{uv}$	0	$\frac{2}{3} v_{uv} $	180
3	+2	0	1	0	0	0	1	0	0	1	$\frac{2}{3}v_{vw}$	0	$\frac{2}{3} v_{vw} $	0
4	-2	0	0	1	0	1	0	0	1	0	$-\frac{2}{3}v_{vw}$	0	$\frac{2}{3} v_{vw} $	180
5	+3	0	0	1	1	0	0	1	0	0	$\frac{2}{3}v_{wu}$	0	$\frac{2}{3} v_{wu} $	0
6	-3	1	0	0	0	0	1	0	0	1	$-\frac{2}{3}v_{wu}$	0	$\frac{2}{3} v_{wu} $	180
7	+4	0	1	0	1	0	0	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{uv}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$\frac{2}{3} v_{uv} $	120
8	-4	1	0	0	0	1	0	1	0	0	$\frac{1}{3}v_{uv}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$\frac{2}{3} v_{uv} $	-60
9	+5	0	0	1	0	1	0	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{vw}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$\frac{2}{3} v_{vw} $	120
10	-5	0	1	0	0	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}v_{vw}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$\frac{2}{3} v_{vw} $	-60
11	+6	1	0	0	0	0	1	1	0	0	$-\frac{1}{3}v_{wu}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$\frac{2}{3} v_{wu} $	120
12	-6	0	0	1	1	0	0	0	0	1	$\frac{1}{3}v_{wu}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$\frac{2}{3} v_{wu} $	-60
13	+7	0	1	0	0	1	0	1	0	0	$-\frac{1}{3}v_{uv}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$\frac{2}{3} v_{uv} $	-120
14	-7	1	0	0	1	0	0	0	1	0	$\frac{1}{3}v_{uv}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$\frac{2}{3} v_{uv} $	60
15	+8	0	0	1	0	0	1	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{vw}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$\frac{2}{3} v_{vw} $	-120
16	-8	0	1	0	0	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}v_{vw}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$\frac{2}{3} v_{vw} $	60
17	+9	1	0	0	1	0	0	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{wu}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$\frac{2}{3} v_{wu} $	-120
18	-9	0	0	1	0	0	1	1	0	0	$\frac{1}{3}v_{wu}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$\frac{2}{3} v_{wu} $	60
19	0 ₁	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
20	0 ₂	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
21	0 ₃	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0

En el control predictivo clásico, se calcula la predicción del comportamiento del sistema, se minimiza la función de costo para cierto estado. En contraste, la técnica propuesta se

basa en seleccionar dos vectores óptimos para su aplicación en ciclos de tiempo definidos por sus factores de ponderación en la función de costo, junto con uno de los vectores cero. Para la aplicación de la modulación, los ciclos de trabajo asociados a los vectores se calculan definiéndolos inversamente proporcional al valor de la función de costo, es decir, si la función de costo evaluada en un vector posee un valor elevado, el ciclo de trabajo es reducido, en consecuencia, los ciclos de trabajos para los vectores de voltaje se calcula resolviendo:

$$d_0 = \frac{\delta}{J_0} \quad , \quad d_1 = \frac{\delta}{J_1} \quad , \quad d_2 = \frac{\delta}{J_2} \quad , \quad (3.12)$$

donde δ es la constante de proporcionalidad, J_1 y J_2 denotan las funciones de costos para los vectores adyacentes y J_0 corresponde al vector cero, el cual se evalúa en cada instante de muestreo. Además se tiene que:

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (3.13)$$

Calculando la función de costo para cada uno de los vectores es posible determinar el valor de δ sustituyendo (3.12) en (3.13). Una vez calculado el valor de δ y teniendo en cuenta (3.12), los ciclos de trabajo están dados por:

$$d_0 = \frac{J_1 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (3.14)$$

$$d_1 = \frac{J_0 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (3.15)$$

$$d_2 = \frac{J_0 J_1}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (3.16)$$

Considerando estas expresiones, la nueva función de costo, que se evalúa en cada tiempo de muestreo, se define como:

$$g(k+1) = d_1 J_1 + d_2 J_2 \quad (3.17)$$

La constelación de combinaciones de dos vectores posibles consta de 108 elementos a evaluar. La combinación de vectores que minimicen (3.17) y el vector cero son seleccionados y aplicados al MC en el siguiente tiempo de muestreo. Luego de obtener los ciclos de

trabajo y los dos vectores óptimos a ser aplicados, se definen los tiempos de aplicación de cada vector como sigue [64, 65]:

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s d_0 \\ T_1 &= T_s d_1 \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$T_2 = T_s d_2$$

El proceso de aplicación del patrón de conmutación se muestra en la Figura 3.18

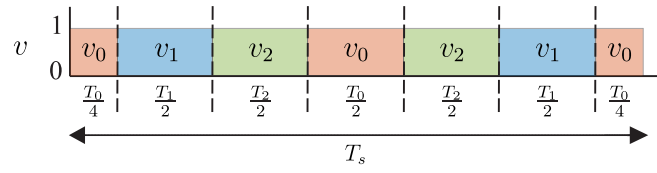


Figura 3.18: Patrón de conmutación.

La secuencia descrita, puede ser resumida en la Figura 3.19, en la misma se observa el proceso ejecutado en el entorno de simulación según los mismos parámetros de simulación utilizada en el control predictivo clásico de la sección anterior.

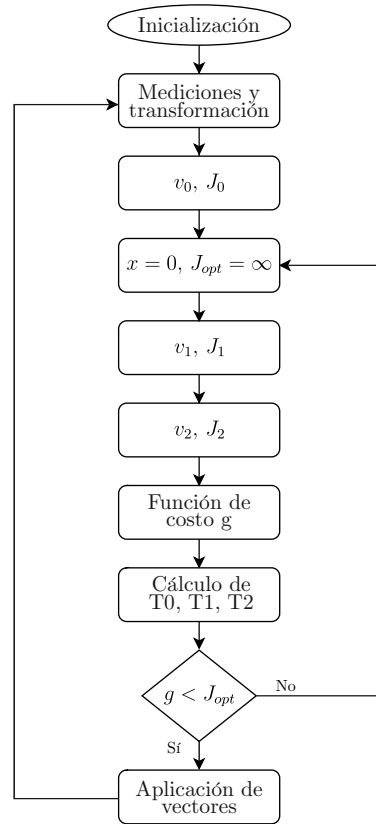


Figura 3.19: Diagrama de flujo del algoritmo.

3.3.1 Simulación experimental

La secuencia de resultados mostrados fueron simulados para los valores de parámetros presentados en la Tabla 3.1.

3.3.1.1 Ensayo en cambio de amplitud En la Figura 3.20 se muestra el error de seguimiento en la fase *a*, en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.21 y la Figura 3.22 muestran la misma medición observada para las fases *b* y *c* respectivamente. La Tabla 3.2 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de 0,50458 de error antes del cambio de amplitud y 1,02004 después del cambio.

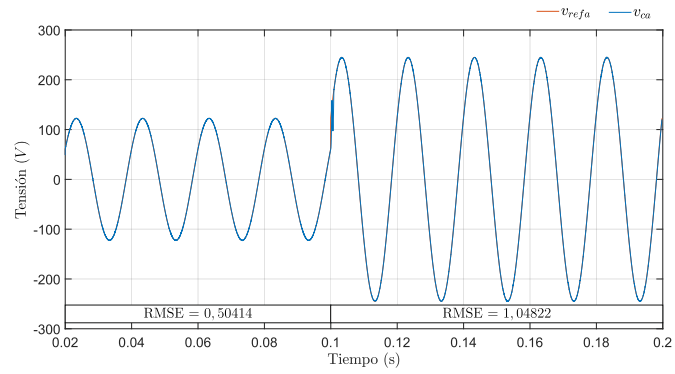


Figura 3.20: Seguimiento de tensión en fase a para cambio de amplitud.

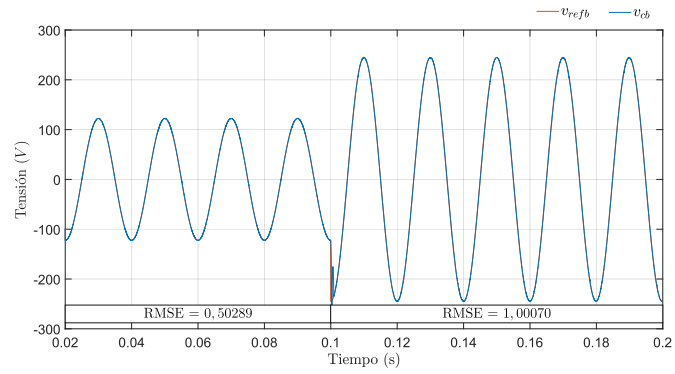


Figura 3.21: Seguimiento de tensión en fase b para cambio de amplitud.

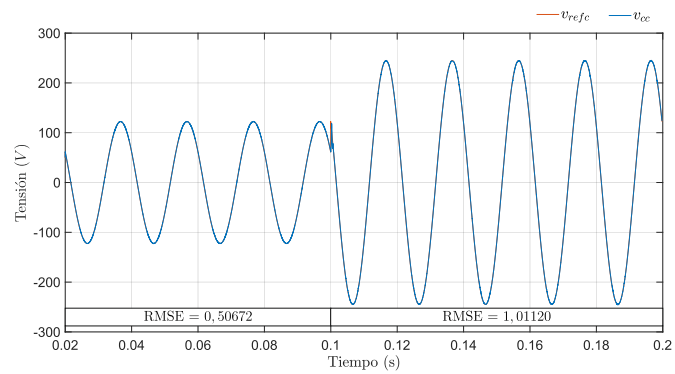
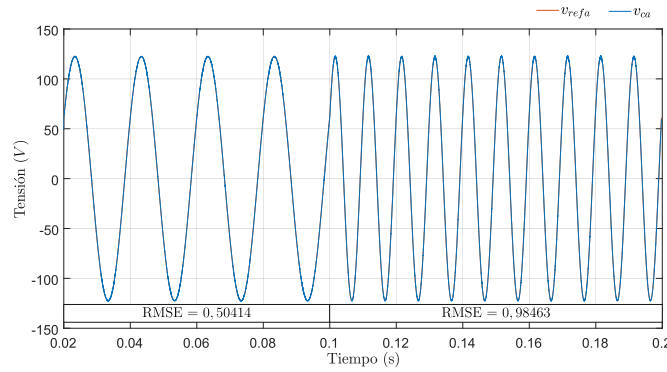
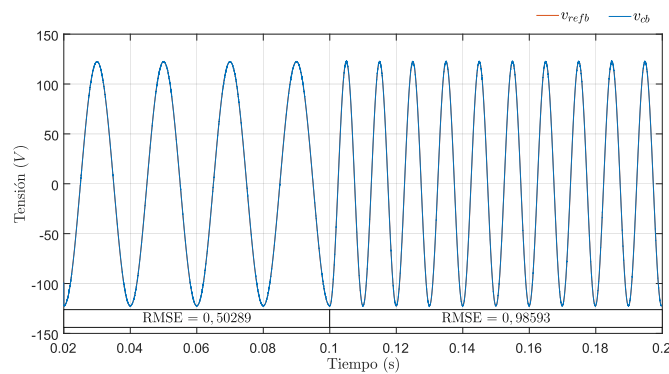


Figura 3.22: Seguimiento de tensión en fase c para cambio de amplitud.

Tabla 3.7: Resumen RMSE en cambio de amplitud para control modulado.

Tiempo (s)	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,02 - 0,1	0,50414	0,50289	0,50672	0,50458
0,1 - 0,2	1,04822	1,0007	1,0112	1,02004

3.3.1.2 Ensayo en cambio de frecuencia En la Figura 3.23 se muestra el error de seguimiento en la fase *a*, en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.24 y la Figura 3.25 muestran la misma medición observada para las fases *b* y *c* respectivamente. La Tabla 3.8 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de 0,50458 de error antes del cambio de frecuencia y 0,98462 después del cambio.

Figura 3.23: Seguimiento de tensión en fase *a* para cambio de frecuencia.Figura 3.24: Seguimiento de tensión en fase *b* para cambio de frecuencia.

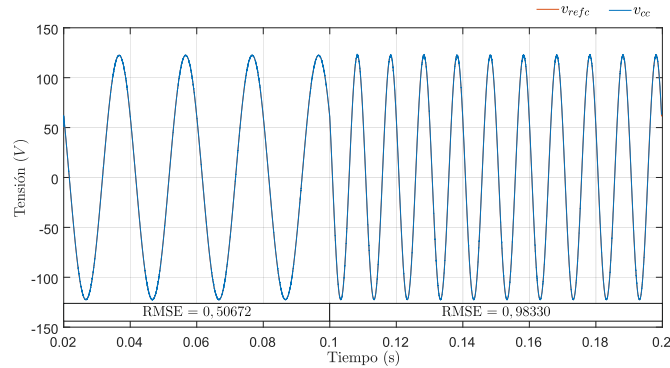


Figura 3.25: Seguimiento de tensión en fase c para cambio de frecuencia.

Tabla 3.8: Resumen RMSE en cambio de frecuencia para control modulado.

Tiempo (s)	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,02 - 0,1	0,50414	0,50289	0,50672	0,50458
0,1 - 0,2	0,98463	0,98593	0,98330	0,98462

3.3.1.3 Ensayo en cambio de carga En el presente ensayo se realiza un cambio de carga para distintos valores de R_L (de 10 a 40 Ω), en la Figura 3.26 se observa el voltaje sobre el capacitor de salida de la fase a con respecto al neutro v_{an} y la corriente de línea i_{ga} , en cada aumento de carga se observa una disminución de la amplitud de la corriente y una tensión estable. En la Figura 3.27 se muestra el error de seguimiento en la fase a , en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.28 y la Figura 3.29 muestran la misma medición observada para las fases b y c respectivamente. La Tabla 3.9 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de 0,37043 de error en el primer paso de carga, 0,36416, 0,35865 y 0,35537 en los siguientes.

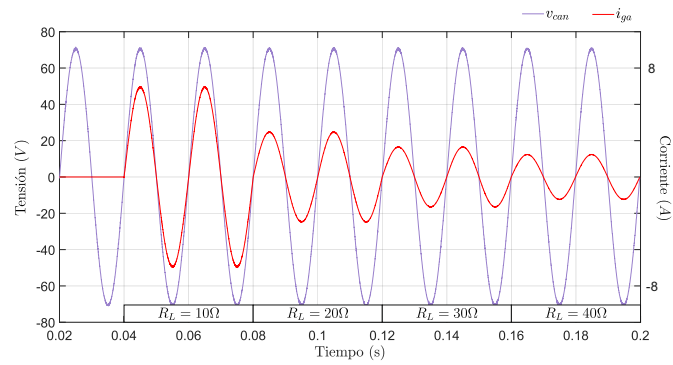


Figura 3.26: Tensión y corriente para carga lineal.

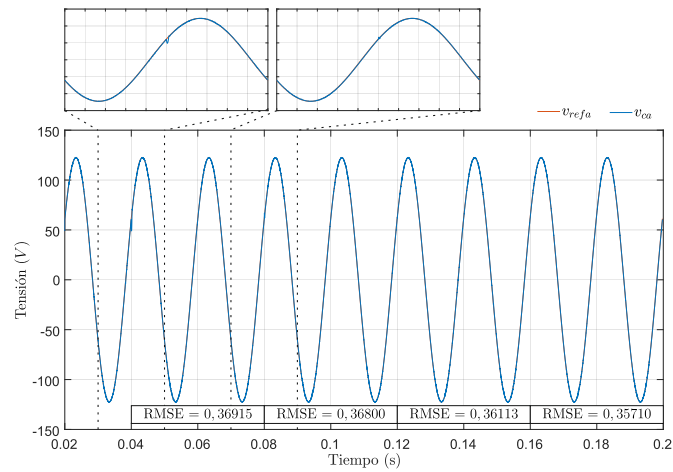


Figura 3.27: Seguimiento de tensión en fase a para pasos de carga.

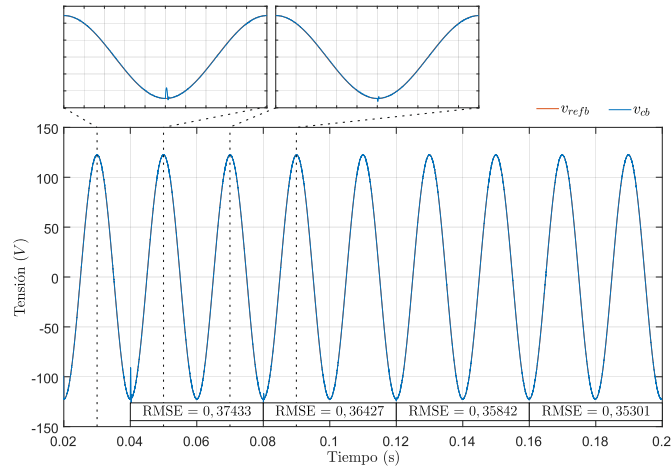
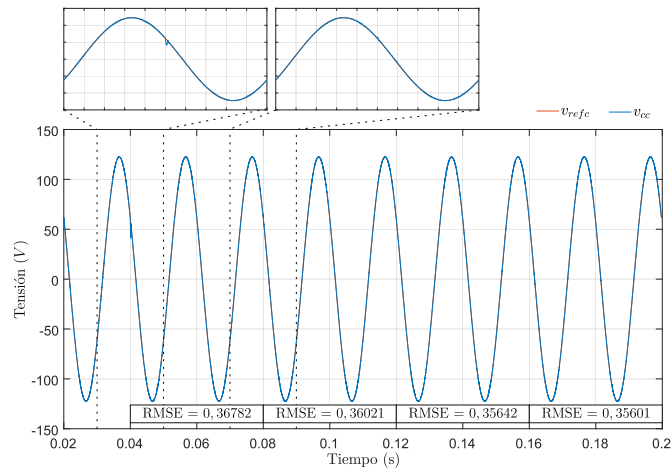
Figura 3.28: Seguimiento de tensión en fase b para pasos de carga.Figura 3.29: Seguimiento de tensión en fase c para pasos de carga.

Tabla 3.9: Resumen RMSE en cambio de carga para control modulado.

Tiempo (s)	Magnitud R_L	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,04 - 0,08	10Ω	0,36915	0,37433	0,36782	0,37043
0,08 - 0,12	20Ω	0,36800	0,36427	0,36021	0,36416
0,12 - 0,16	30Ω	0,36113	0,35842	0,35642	0,35865
0,16 - 0,2	40Ω	0,35710	0,35301	0,35601	0,35537

3.3.1.4 Ensayo con carga no lineal En el presente ensayo se realiza un cambio utilizando una carga no lineal consistente a un rectificador no controlado con una carga $R_L = 10\Omega$ como se muestra en la Figura 3.12, en la Figura 3.30 se observa el voltaje sobre el capacitor de salida de la fase a con respecto al neutro v_{an} y la corriente de línea i_{ga} , en el que carga es acoplada a los $0.04 (s)$ se observa el comportamiento normal la corriente ante el rectificador utilizado y una tensión estable.

En la Figura 3.31 se muestra el error de seguimiento en la fase a , en la misma se muestra la señal de referencia y el seguimiento de la tensión de salida controlada medida sobre el capacitor del filtro de salida, de forma análoga, la Figura 3.32 y la Figura 3.33 muestran la misma medición observada para las fases b y c respectivamente. La Tabla 3.10 muestra un resumen de los resultados en términos de error cuadrático medio (RMSE) teniéndose un promedio entre las fases de $0,24793$ de error antes del acoplamiento de la carga y $0,96477$ después del acoplamiento.

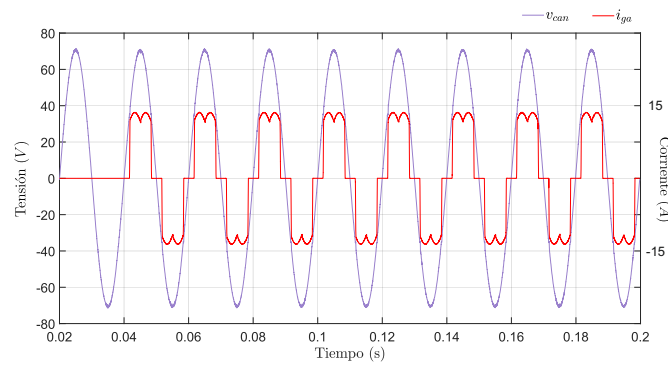


Figura 3.30: Tensión y Corriente para carga no lineal.

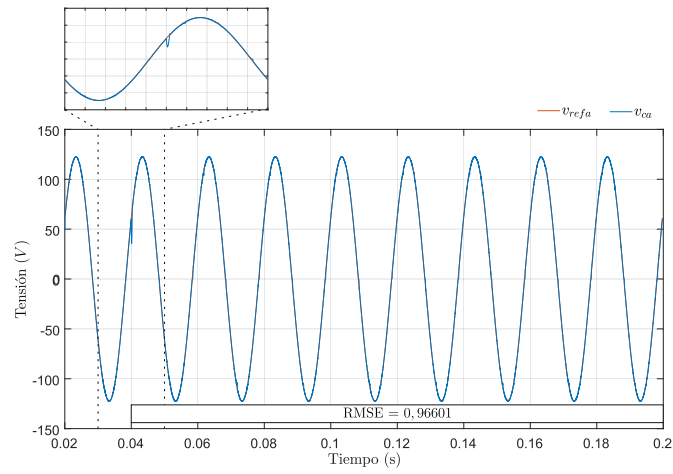


Figura 3.31: Seguimiento de tensión en fase a para una carga no lineal.

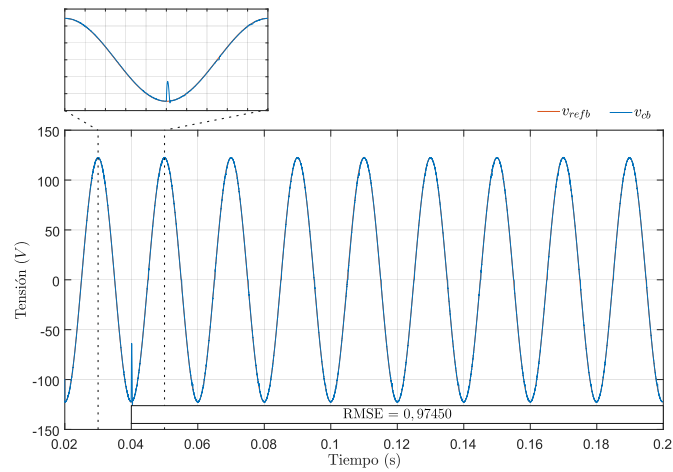


Figura 3.32: Seguimiento de tensión en fase b para una carga no lineal.

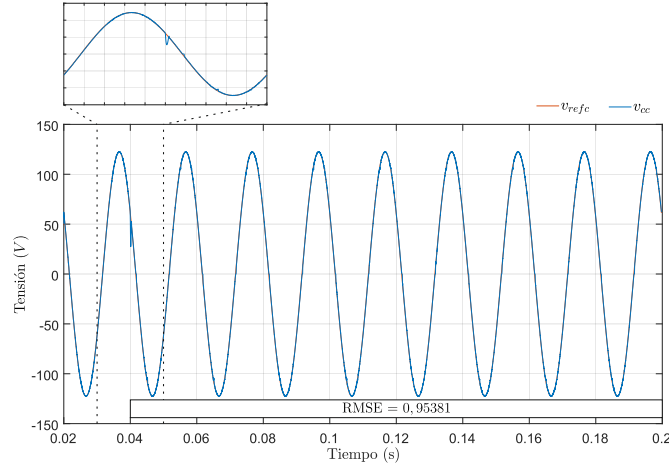


Figura 3.33: Seguimiento de tensión en fase c para una carga no lineal.

Tabla 3.10: Resumen RMSE en una carga no lineal para control modulado.

Tiempo (s)	RMSE (A)	RMSE (B)	RMSE (C)	Promedio
0,02 - 0,04	0,24815	0,24557	0,25008	0,24793
0,04 - 0,2	0,96601	0,9745	0,95381	0,96477

3.4 Análisis y Comparación entre MPC clásico y modulado

En esta sección se realiza varios ensayos enfocados al análisis de THD bajo distintas condiciones, además de concluir los resultados mostrados en la secciones anteriores sobre RMSE, estos análisis determinan la calidad de la señal y su seguimiento con respecto a la referencia respectivamente. Para dichos análisis, las fórmulas utilizadas son las siguientes [66,67]:

$$\text{THD}(v_{cx}) = \sqrt{\frac{1}{v_{c1}^2} \sum_{i=2}^N v_{cxi}^2} \quad (3.19)$$

donde v_{cx} representa al tensión de salida, siendo x el indicador de cada una de las fases.

$$\text{RMSE}(v_{cx}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (v_{cx} - v_{cx}^*)^2} \quad (3.20)$$

donde N es el número de muestras, al igual que en la Ecuación 3.19, en la Ecuación 3.20 v_{cx} representa el tensión en la salida, v_{cx}^* es el tensión en la salida, siendo de la misma forma x el indicador de cada una de las fases.

3.4.1 Comparativa RMSE

En la Sección 3.2 y la Sección 3.3 se ha presentado los distintos ensayos realizados y un resumen por fase de cada uno de ellos, en esta sección, realizaremos una comparativa directa entre ambas técnicas de control en base al promedio de RMSE obtenido en los ensayos realizados. En la Tabla 3.11 se muestra un resumen de los resultados, después del último cambio realizado, donde en todos los casos, el control con etapa de modulación, obtiene mejores resultados de seguimiento que el control predictivo clásico, teniendo una relación de mejora aproximada de entre 70 y 85 % con respecto al clásico.

Tabla 3.11: Resumen comparativo de RMSE.

Tipo de cambio	Amplitud	Frecuencia	Carga lineal	Carga no lineal
Control clásico	1,30851	1,16602	0,49759	1,142363
Control modulado	1,02004	0,98462	0,35537	0,964773
Relación en (%)	22,0457	15,5577	28,5821	15,5458

3.4.2 Comparativa THD

Se presenta una comparativa del análisis de THD a través de la FFT de la herramienta Matlab/Simulink tanto para carga lineal como no lineal. Basado la norma IEC 602040 para microrredes o sistemas operando en modo aislado, el parámetro de THD de tensión de salida no debe ser mayor al 3%, mientras que para cargas no lineales no debe ser mayor al 5% [58, 67, 68].

3.4.2.1 Carga lineal Para la obtener los resultados mostrados el la Figura 3.34(a) y la Figura 3.34(b) correspondiente a la fase a , se utiliza una carga resistiva de magnitud $R_L = 10\Omega$ conectado a la salida del filtro de salida, las mediciones se realizan con respecto a las tensiones de línea sobre el capacitor v_c donde se analizan 7 ciclos de la señal medida, mismo análisis se observa en la Figura 3.34(c) y la Figura 3.34(d) para la fase b y la Figura 3.34(e) y la Figura 3.34(f) para la fase c respectivamente. En cada una se realiza una comparativa entre el control clásico y control modulado, observándose el valor de la amplitud de la fundamental como también el THD en cada ensayo realizado.

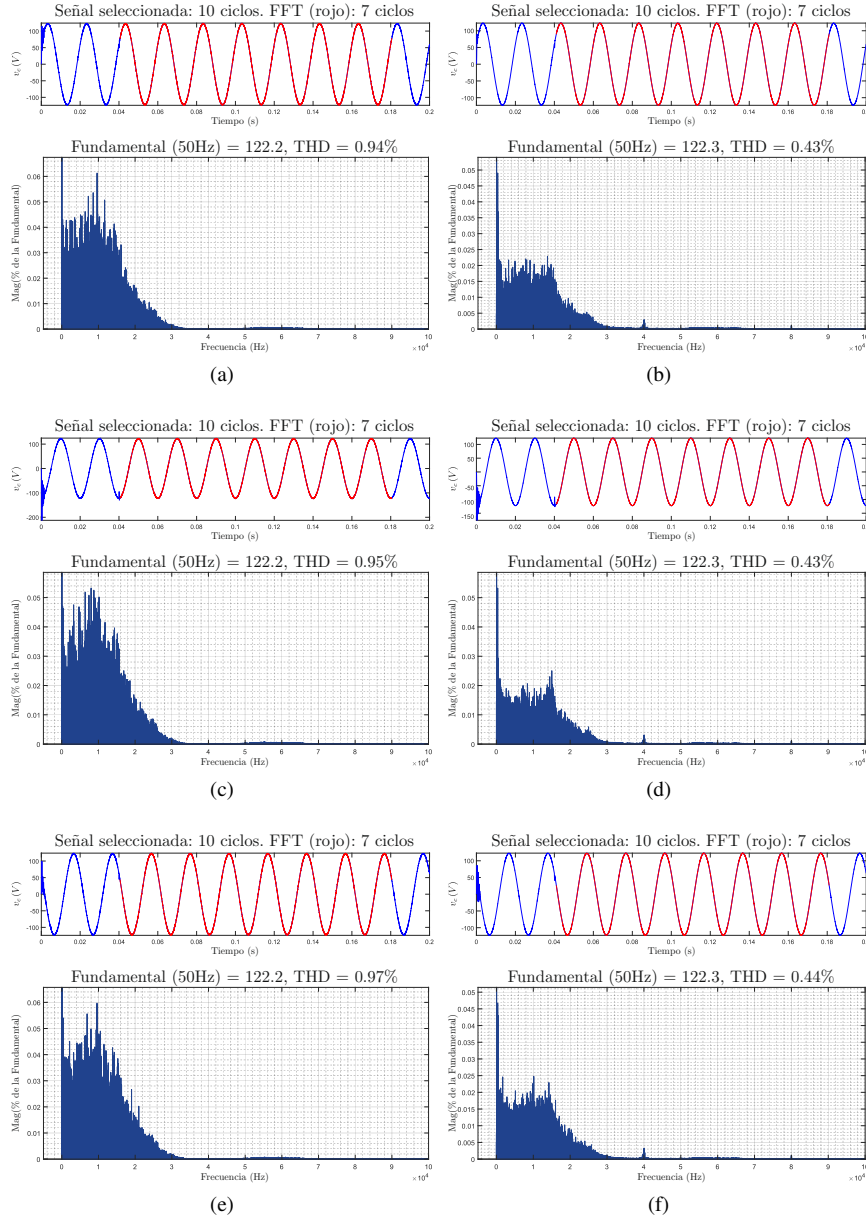


Figura 3.34: Análisis de FFT en una carga lineal para fase. (a) y (b) Para fase a , (c) y (d) para fase b y (e) y (f) fase c , cada fase para control clásico y modulado respectivamente.

La Tabla 3.12 muestra un resumen de resultados obtenidos por cada fase, observándose un promedio de THD de 0,95% para el control clásico, mientras para el modulado un promedio de 0,43%. La diferencia entre ambos es de aproximadamente 45%.

Tabla 3.12: Resumen THD en una carga lineal para los métodos de control aplicados.

Control	THD (A)	THD (B)	THD (C)	Promedio
Clásico	0,94	0,95	0,97	0,95333
Modulado	0,43	0,44	0,43	0,43333

3.4.2.2 Carga no lineal Para la obtener los resultados mostrados en la Figura 3.35(a) y la Figura 3.35(b) correspondiente a la fase *a*, se utiliza una carga resistiva de magnitud $R_L = 10\Omega$ conectado a la salida del filtro de salida, las mediciones se realizan con respecto a las tensiones de línea sobre el capacitor v_c donde se analizan 7 ciclos de la señal medida, mismo análisis se observa en la Figura 3.35(c) y la Figura 3.35(d) para la fase *b* y la Figura 3.35(e) y la Figura 3.35(f) para la fase *c* respectivamente. En cada una se realiza una comparativa entre el control clásico y control modulado, observándose el valor de la amplitud de la fundamental como también el THD en cada ensayo realizado.

La Tabla 3.13 muestra un resumen de resultados obtenidos por cada fase para una carga no lineal, observándose un promedio de THD de 1,13% para el control clásico, mientras para el modulado un promedio de 0,80%. La diferencia entre ambos es de aproximadamente 70%.

Tabla 3.13: Resumen THD en una carga no lineal para los métodos de control aplicados.

Control	THD (A)	THD (B)	THD (C)	Promedio
Clásico	1,13	1,15	1,13	1,13666
Modulado	0,8	0,82	0,8	0,80666

3.4.3 THD a distintos periodos de muestreo

En este apartado se realizará un análisis de THD para distintos periodos de muestreo T_s , para el mismo, se utiliza una carga lineal consistente en una carga resistiva de magnitud $R_L = 10\Omega$, en análisis se realiza para en control predictivo clásico como también en el MPC con etapa de modulación, finalmente se realiza un resumen de los datos obtenidos para cada ensayo.

3.4.3.1 Control predictivo clásico En la Figura 3.36 se muestra el resultado de THD y la señal del sistema evaluado para la fase *a*, la Tabla 3.14 muestra a detalle los resultados

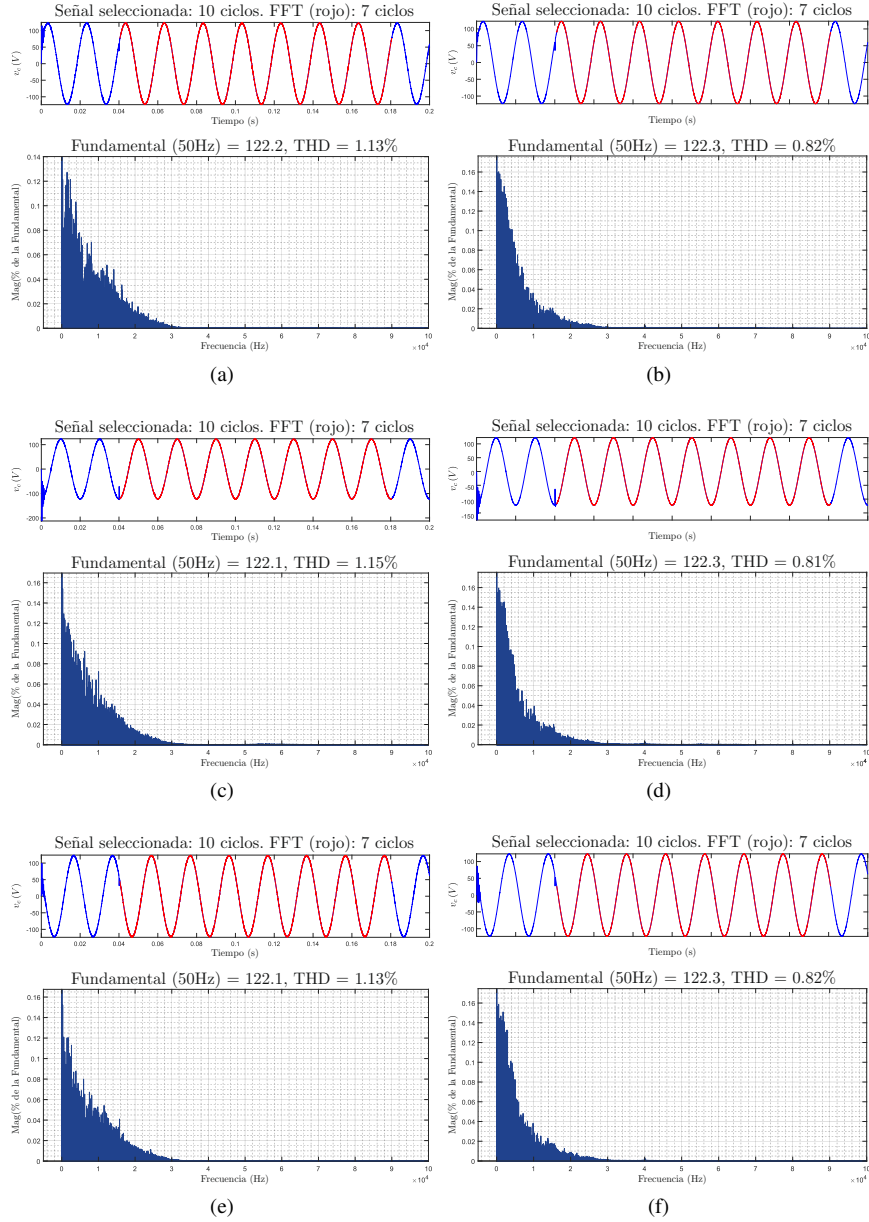


Figura 3.35: Análisis de FFT en una carga no lineal para fase. (a) y (b) Para fase *a*, (c) y (d) para fase *b* y (e) y (f) fase *c*, cada fase para control clásico y modulado respectivamente.

obtenidos en cada fase y el promedio en cada ensayo realizado, para los mismos, el valor de T_s para los tiempos de 100; 50; 25; 16,67; 12,5 y 10 (μs) respectivamente.

Tabla 3.14: Resumen THD para control clásico en cambio de T_s .

T_s (μs)	THD (A)	THD (B)	THD (C)	Promedio
100	10,45	10,1	10,96	10,5033
50	3,51	3,63	3,61	3,58333
25	0,94	0,95	0,97	0,95333
16,67	0,43	0,44	0,43	0,43333
12,5	0,26	0,26	0,25	0,25666
10	0,16	0,16	0,16	0,16000

3.4.3.2 Control predictivo con etapa de modulación En la Figura 3.37 se muestra el resultado de THD y la señal del sistema evaluado para la fase a del sistema evaluado, la Tabla 3.15 muestra a detalle los resultados obtenidos en cada fase y el promedio en cada ensayo realizado, para los mismos, el valor de T_s para los tiempos de 100; 50; 25; 16,67; 12,5 y 10 (μs) respectivamente.

Tabla 3.15: Resumen THD para control modulado en cambio de T_s .

T_s (μs)	THD (A)	THD (B)	THD (C)	Promedio
100	5,43	5,44	5,67	5,51333
50	1,58	1,56	1,60	1,58000
25	0,43	0,43	0,43	0,43000
16,67	0,19	0,19	0,20	0,19333
12,5	0,11	0,11	0,11	0,11000
10	0,07	0,07	0,07	0,07000

La Tabla 3.16 muestra un resumen comparativo de los controles aplicados con el cambio de tiempo de muestreo, la misma tiene un promedio de cada control y se realiza una relación en porcentaje de la mejora del control modulado con respecto al control clásico.

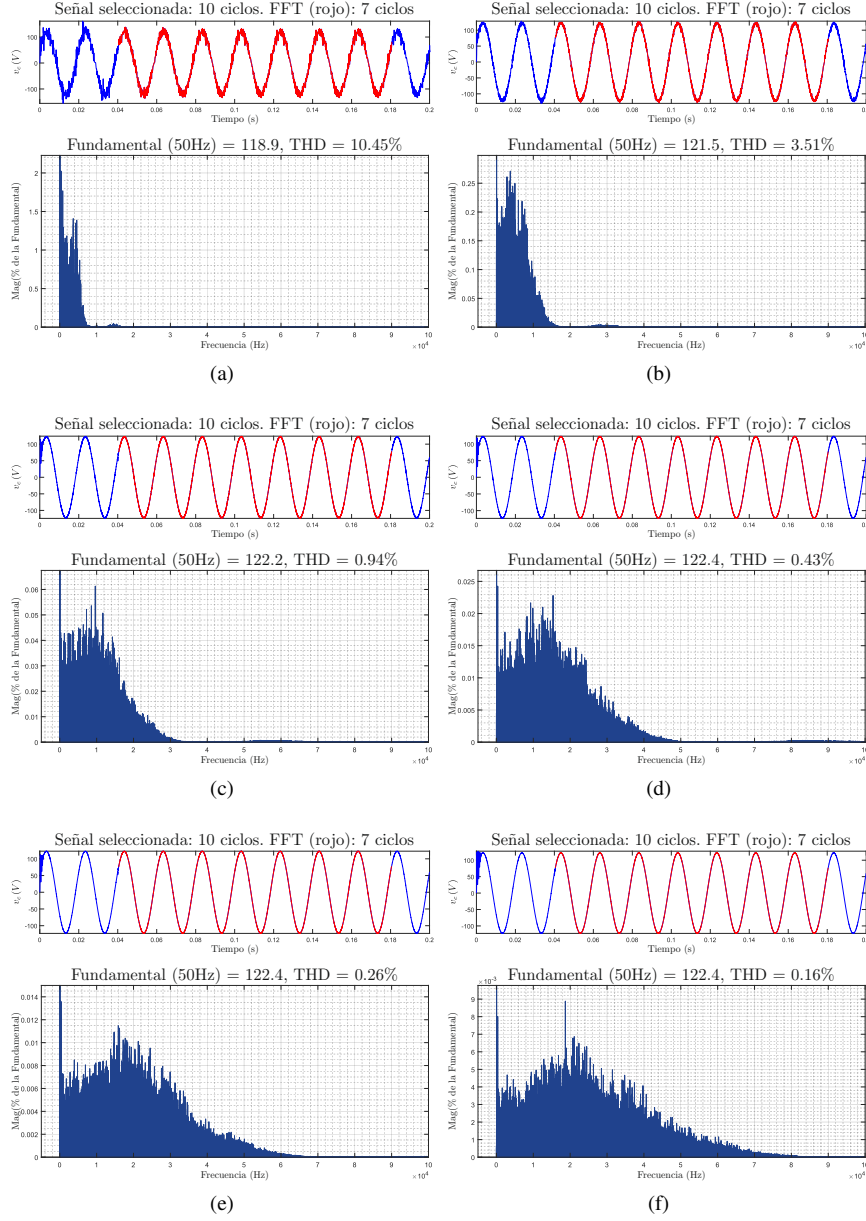


Figura 3.36: Análisis de FFT a distintos tiempos de muestreo (T_s) para control clásico. (a) $T_s = 100(\mu s)$. (b) $T_s = 50(\mu s)$. (c) $T_s = 25(\mu s)$. (d) $T_s = 16.67(\mu s)$. (e) $T_s = 12.5(\mu s)$. (f) $T_s = 10(\mu s)$.

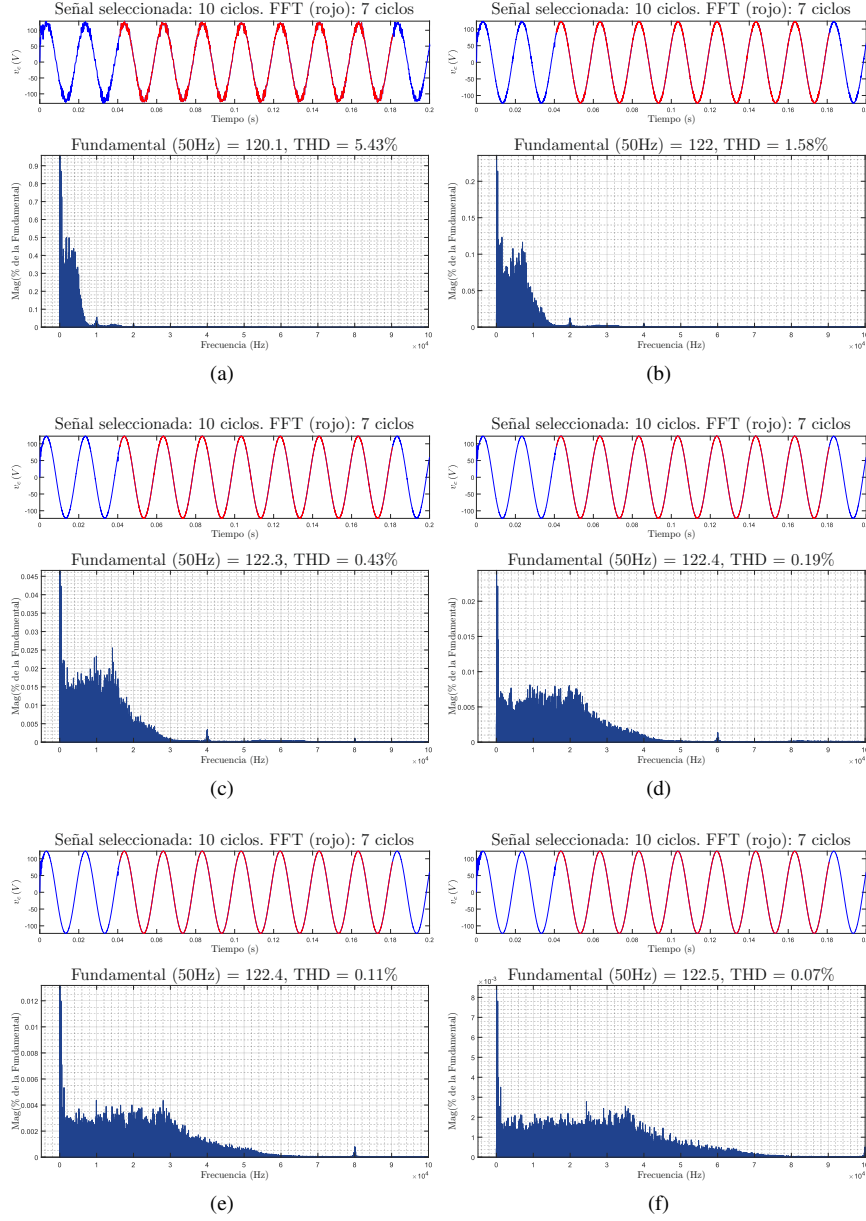


Figura 3.37: Análisis de FFT a distintos tiempos de muestreo (T_s) para control modulado. (a) $T_s = 100(\mu s)$. (b) $T_s = 50(\mu s)$. (c) $T_s = 25(\mu s)$. (d) $T_s = 16.67(\mu s)$. (e) $T_s = 12.5(\mu s)$. (f) $T_s = 10\mu(s)$.

Tabla 3.16: Resumen comparativo de THD en cambio de T_s .

T_s (μs)	Control clásico	Control modulado	Relación en (%)
100	10.50333	5.51333	47.5087
50	3.58333	1.58000	55.9069
25	0.95333	0.43000	54.8951
16.67	0.43333	0.19333	55.3846
12.50	0.25666	0.11000	57.1428
10	0.16000	0.07000	56.25000

3.4.4 Comparativa de conmutaciones

En la Figura 3.38(a) y la Figura 3.38(b) se observa la diferencia en cantidad de conmutaciones entre el control clásico y el control modulado respectivamente, mientras que en un tiempo T_s , en el control se produce un sólo cambio de aplicación de un vector, en el modulado, se aplican tres vectores, siendo estos v_0 , v_1 y v_2 , como se ha mostrado en la Figura 3.18. Con esto se logra mejor rendimiento del sistema, lo que hace posible considerarlo para su implementación en procesadores que puedan operar a periodos de muestreo ágiles como los requeridos para la implementación del algoritmo de MPC con etapa de modulación.

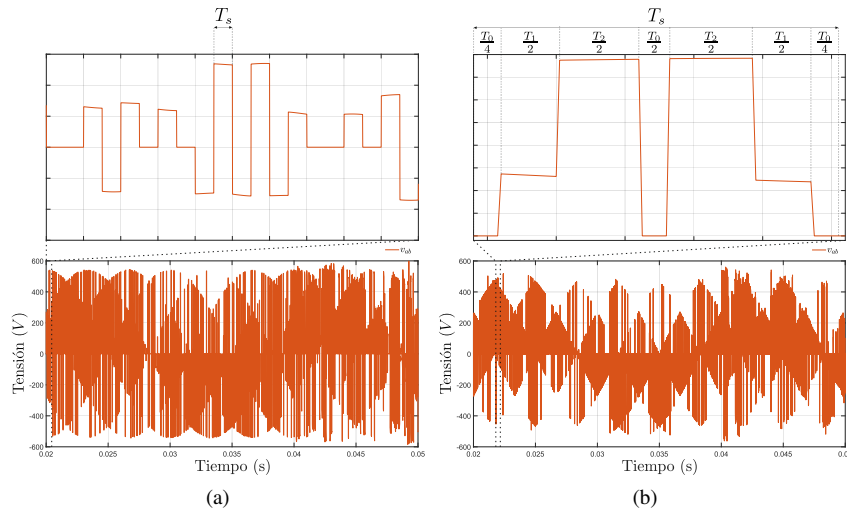


Figura 3.38: Señal conmutada en la salida del MC. (a) Control clásico. (b) Control modulado.

3.5 Conclusiones del capítulo

En el presente capítulo se ha presentado la estrategia de control que mejora la eficiencia del MPC clásico. En particular se puede concluir que la técnica del MPC con etapa de modulación presenta mejores prestaciones que la técnica del MPC clásico en lo que respecta a la minimización del parámetros RMSE para el seguimiento de referencia de entre 70 y 85 %, como así también, se observa la reducción del parámetro de THD de las tensiones en una carga aislada del tipo lineal y no lineal analizados en todas las fases obteniéndose resultados similares en los ensayos realizados. Se ha observado una mejor respuesta en la THD desde el periodo de muestreo de $T_s = 50 \mu s$, obteniéndose en el control modulado un valor de 1,58%, mientras que en el control clásico es de 3,58%, siendo el ajuste de los requerimientos de la norma IEC 62040 el de 3%. Al disminuir el tiempo de muestreo a $T_s = 25 \mu s$, ambos casos, cumplen con la normativa. Por otra parte, se debe considerar que el control modulado, realiza la aplicación de tres vectores distribuidos en siete tiempos comprendidos dentro de un periodo de muestro, por lo que dependerá de la tecnología utilizada para semiconductores la utilización de un tipo de control u otro. Es decir, para el control clásico, al presentar un mayor valor de periodo de conmutación (menor frecuencia), es posible utilizar dispositivos como IGBTs con frecuencia de operación de hasta 10Khz, sin embargo, el mismo posee un valor de THD elevado por lo que no es posible evitar la aparición de alguna resonancia lo cual decrementa su eficiencia y calidad de señal. Por otra parte, para el control modulado, la velocidad en que deben conmutar es mucho mayor (menor periodo de conmutación) y por consiguiente se consigue una disminución del error, por lo que, se requiere dispositivos capaces de conmutar a las velocidades en torno a la frecuencia de muestreo, que generalmente son valores por encima de los 10KHz como por ejemplo los SiC-MOSFET.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se presenta un resumen de los resultados obtenidos en el Trabajo Final de Maestría, así como trabajos futuros relacionados a la línea de investigación.

4.1 Conclusión

El presente TFM ha abordado el estudio de algoritmos de control predictivo basado en el modelo con etapa de modulación aplicado al convertidor matricial directo y un estudio teórico del modelo matemático del mismo. Las principales contribuciones y conclusiones se resumen a continuación:

- Se diseñó un algoritmo de control predictivo con una etapa de modulación para el control de tensión basado en el modelo del sistema.
- Se elaboró un entorno de simulación utilizando la herramienta de Matlab/Simulink para aplicar el esquema de control propuesto y también el esquema de control de MPC clásico a modo de comparación entre los métodos de control.

- Se ha analizado y evaluado la estrategia de control modulado aplicado al convertidor matricial directo con base a los parámetros de RMSE y THD, a modo de evaluar el seguimiento a la referencia y la calidad de la señal respectivamente.

El análisis de los resultados indican un cumplimiento de la norma IEC 62040 para sistemas operando en modo aislado, la cual indica un THD de 3%. Así, para el tiempo de muestro $T_s = 25\mu s$ tanto el control clásico como el modulado cumplen con la norma, presentando un THD de 0.95% y 0.43% respectivamente. Cabe resaltar que para un tiempo de muestreo $T_s = 50\mu s$ el control clásico muestra un THD de 3.58%, la cual sobrepasa la limitación de la normativa, mientras que para el mismo periodo de muestreo, el control modulado presenta un THD de 1.58%.

- Se ha realizado una comparativa entre el control predictivo clásico y la estrategia de control propuesta. Según los resultados obtenidos mediante simulaciones, se concluye que la técnica del MPC con etapa de modulación presenta mejores prestaciones que la técnica del MPC clásico en todos los escenarios estudiados, es decir, para el sistema aislado ante cambios de amplitud, frecuencia y carga. En lo que se refiere a los índices de calidad establecidos, se ha observado una buena respuesta en términos de seguimiento analizado a partir del parámetro RMSE y en cuanto a la calidad de suministro con base a la reducción del THD se ha logrado un mejor desempeño de entre 15 y 30 % con respecto al control clásico.

4.2 Trabajos futuros

Los aspectos más relevantes del presente TFM, en lo que respecta al algoritmo MPC con etapa de modulación aplicados al convertidor matricial, a seguir investigando en trabajos futuros son:

- Validar el TFM por medio de resultados en plataformas experimentales implementando el algoritmo de control propuesto en procesadores como DSP, FPGA o dSPACE.
- Implementar un lazo de control para interconexión a sistemas de generación distribuida.
- Realizar un estudio comparativo para los métodos de control clásico y con etapa de modulación para el control de corriente inyectada tanto para un sistema aislado, de modo a lograr un control de potencia reactiva, como para un sistema de generación distribuida.

- Realizar un estudio de factibilidad de uso de una secuencia de conmutación que permita lograr una disminución de la carga computacional en el algoritmo así como también de conmutaciones de los interruptores del MC.

Parte III

ANEXOS

A

ARTÍCULO PUBLICADO

En este apartado se presentan la publicación del artículo científico presentado en conferencia internacional referente al estudio del DMC durante este Trabajo Final de Maestría. A continuación se presenta listado el artículo publicado y que seguidamente se anexan en este apartado:

Publicación en conferencia internacional

1. **Bruno SANABRIA**, Sergio TOLEDO, David CABALLERO, Edgar MAQUEDA, Jorge RODAS, Raul GREGOR and Marco RIVERA, "*Modulated Predictive Voltage Control of a Direct Matrix Converter*," IEEE Argencon 2020 Virtual Congress, Argentina, 2020.

Póster de difusión

Corresponde a un póster realizado en el marco del “ Programa de Incentivos para la Formación de Docentes Investigadores - Convocatoria 2018 ”, cuya finalidad es la exposición de trabajos de investigación de proyectos financiados por el CONACYT.

1. Bruno Sanabria, *”Estudio y simulación del control predictivo con etapa de modulación aplicado al convertidor matricial directo enfocado a la reducción de armónicos.”*

Modulated Predictive Voltage Control of a Direct Matrix Converter

Bruno Sanabria
Centro Tecnológico
Universidad Cono Sur de las Américas
Asunción, Paraguay
bsanabria@alumnomic.ucs.edu.py

Sergio Toledo
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
stoledo@ing.una.py

David Caballero
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
dcaballero@ing.una.py

Egdar Maqueda
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
emaqueda@ing.una.py

Jorge Rodas, Raúl Gregor
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
jrodas,rgregor@ing.una.py

Marco Rivera
Facultad de Ingeniería
Universidad de Talca
Curicó, Chile
marcoriv@utalca.cl

Abstract—This paper proposes a modulated voltage control strategy based on the predictive control approach. To accomplish this, a direct matrix converter topology is used in combination with a three-phase generation system. Results based on a MATLAB/Simulink simulation environment are discussed and the most relevant characteristics of the proposed modulated predictive control approach are highlighted considering the total harmonic distortion as a performance parameter and complying with the specifications of the standards for uninterruptible power supplies. The root-mean-square error is also displayed to show the quality of the system signal.

Index Terms—Direct matrix converter (DMC), model predictive control (MPC), voltage control, uninterruptible power supply (UPS).

I. INTRODUCCIÓN

El convertidor matricial directo (DMC) es un convertidor de energía AC-AC de una sola etapa, que es capaz de alimentar directamente una carga de “ n ” fases a partir de una fuente de “ m ” fases ($m \times n$) sin la necesidad de etapas intermedias de almacenamiento [1]. Entre las principales ventajas del DMC se pueden citar su tamaño reducido por la ausencia de capacitores electrolíticos que son de tamaño considerable en el circuito principal, el flujo de potencia bidireccional, y la posibilidad de un control del ángulo de entrada que hacen atractiva su implementación en distintas aplicaciones [2]–[4]. Varios métodos de control se han propuestos en los últimos años para el control de convertidores matriciales, aprovechando las ventajas de cada uno para una aplicación específica o aplicaciones más generales. Algunas de estas técnicas de control son: el método Venturini [5], en donde la tensión de salida se obtiene por el producto entre la tensión de entrada y la matriz de transferencia que representa el convertidor [6]. El método escalar desarrollado por Roy, donde la estrategia de control escalar se utiliza para mejorar la relación de transferencia de tensión del convertidor [7]. El enfoque más sencillo es utilizar técnicas de modulación por ancho de pulsos (PWM) basadas en portadoras. El PWM es una técnica bien conocida,

particularmente en la estrategia de conmutación en cascada de inversores multinivel y de dos niveles. En este método, una forma de onda triangular se compara con una señal sinusoidal de referencia para crear la secuencia de conmutación necesaria de los interruptores del convertidor de la matriz. Una solución muy utilizada en la actualidad es aplicar la modulación en el espacio vectorial (SVM) en DMCs [8]. Recientemente se han propuesto técnicas más modernas, cuya base es el control predictivo basado en modelo (MPC) [9]. Las principales ventajas de los controladores MPC son: las estructuras multivariadas son fácilmente representables, las restricciones del sistema pueden manejarse sistemáticamente y pueden considerarse en el modelo, el filtrado de las variables medidas sin desplazamiento de fase pueden integrarse sin mayor esfuerzo y es posible la identificación automática de los parámetros del modelo [10]–[14].

El principal aporte de este trabajo es la propuesta de una estrategia para controlar la tensión de salida del DMC conectado a un sistema aislado, mediante la incorporación de una etapa de modulación al MPC, para entregar energía con niveles de tensión según las exigencias requeridas en la norma IEC 62040 para fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS, por sus siglas en inglés).

II. MODELADO DEL SISTEMA

La Fig. 1 muestra la topología utilizada que consiste en un convertidor AC-AC de tres fases consistente en un DMC, donde se utiliza un filtro de entrada RLC con una resistencia de amortiguamiento R_d para la reducción de los efectos de la resonancia. A la salida del convertidor se encuentra el filtro de salida, en el cual en base al control de tensión sobre el capacitor del filtro de salida utilizando como base la técnica de MPC, a ser detallado más adelante. Finalmente en el otro extremo, se encuentra conectada una carga aislada. La tensión de entrada al DMC es indicado como V_i , siendo este las tensiones v_u , v_v y v_w .

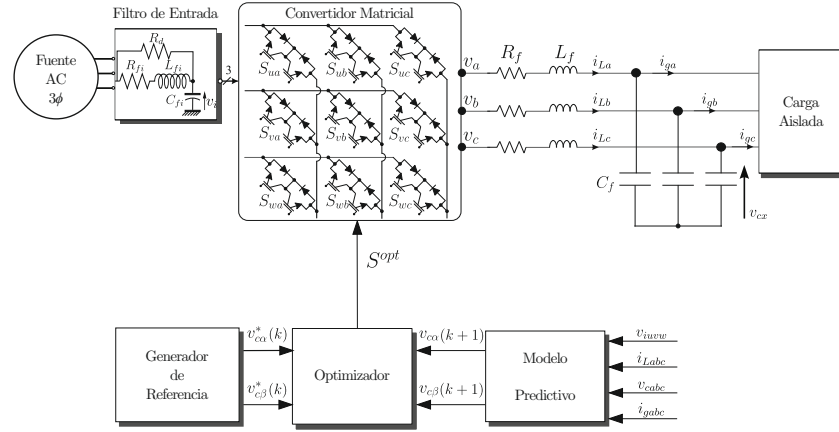


Fig. 1: Esquema de control predictivo de tensión.

A. Modelo del Convertidor Matricial

El DMC se activa y desactiva mediante la siguiente lógica:

$$S_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ desactivado} \\ 1, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ activado} \end{cases} \quad (1)$$

donde $i \in \{u, v, w\}$ indica la fase de entrada correspondiente y $j \in \{a, b, c\}$ se refiere a su salida correspondiente. Considerando que las entradas nunca deben interrumpirse abruptamente, se expresan las restricciones de la siguiente forma:

$$S_{ij} + S_{ij} + S_{ij} = 1, \quad \forall i \in \{a, b, c\}. \quad (2)$$

Bajo estas restricciones, el DMC trifásico presenta 27 estados permitidos de conmutación de los 512 (2^9) posibles. Si la carga y la fuente son referenciadas respecto al punto neutro (N), entonces es posible describir la relación entre las entradas y salidas de tensión y corriente como sigue:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u(t) \\ v_v(t) \\ v_w(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Una vez definido el modelo del DMC, se procede a diseñar el sistema de control. Para determinar las tensión efectivas aplicadas a cada fase (desde cada fase al punto neutro), la tensión en modo común v_{nN} debe ser sustraída de (3). De esa manera, aplicando la ley de las tensiones de Kirchhoff, es posible determinar v_{nN} como sigue:

$$v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (5)$$

Teniendo de esta forma la tensión de fase efectiva dada por:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - v_{nN} \\ v_{bn} &= v_{bN} - v_{nN} \\ v_{cn} &= v_{cN} - v_{nN} \end{aligned} \quad (6)$$

B. Modelo del filtro de salida

El filtro de salida está compuesto por un inductor de inductancia L_f , una resistencia en serie R_f y un capacitor de capacitancia C_f . Para simplificar los cálculos, las variables de fase se transforman al marco de referencia $(\alpha - \beta)$ utilizando para ello la transformada de Clarke. Asumiendo que los parámetros de los filtros son iguales en cada una de las fases, las variables de estado para este sistema de segundo orden son: la corriente que atraviesa el inductor i_L y la tensión sobre el capacitor v_c . La dinámica del sistema en el plano $(\alpha - \beta)$ está dada por:

$$L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - v_{c\alpha\beta} - R_f i_{L\alpha\beta} \quad (7)$$

donde $v_{\alpha\beta}$ corresponde al voltaje de salida del convertidor para uno de los vectores válidos mencionados anteriormente. Por otra parte, el comportamiento dinámico de la tensión a través del capacitor del filtro es definido como:

$$C_f \frac{dv_{c\alpha\beta}}{dt} = i_{L\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta} \quad (8)$$

La representación en el espacio de estados para el sistema está dado por:

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (9)$$

donde:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{L\alpha\beta} \\ v_{c\alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ i_{g\alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}$$

Estas ecuaciones definen el modelo continuo del filtro LC teniendo de entradas la tensión de salida del DMC $v_{\alpha\beta}$ por un lado y la corriente de salida a la carga $i_{g\alpha\beta}$ por el otro lado.

C. Modelo en tiempo discreto para el filtro LC

El modelo del sistema en tiempo discreto se obtiene como:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \quad (11)$$

siendo $\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s}$, $\mathbf{B}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}T_s-\tau} \mathbf{B} d\tau$ y T_s corresponde al tiempo de muestreo. Entonces, usando el modelo discreto para el sistema es posible predecir los estados v_o e i_L como sigue:

$$i_L(k+1) = a_{11}i_L(k) + a_{12}v_c(k) + b_{11}v(k) + b_{12}i_g(k) \quad (12)$$

$$v_c(k+1) = a_{21}i_L(k) + a_{22}v_c(k) + b_{21}v(k) + b_{22}i_g(k) \quad (13)$$

siendo

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

donde (k) se refiere al instante de tiempo actual y $(k+1)$ indica el inicio del siguiente instante de muestreo. Los valores de los elementos de la matriz $\mathbf{A}_d$ y $\mathbf{B}_d$ corresponden a la discretización por el método de Tustin de (10). A partir de las ecuaciones anteriores es posible predecir los valores de corriente en el inductor y la tensión de salida para utilizarlos en la implementación del MPC.

D. Función de costo

La función de costo debe incluir los términos que se optimizarán, como se presenta en la Fig 1. En el control de tensión, se da importancia al error de seguimiento en las tensiones predichas para la siguiente muestra, por lo tanto, la función de costo se define como sigue:

$$J(k+1) = \sqrt{\|v_{j\alpha}(k+1)\|^2 + \|v_{j\beta}(k+1)\|^2}, \quad (15)$$

donde:

$$\|v_{j\alpha}(k+1)\| = \|v_{\alpha}^*(k+1) - v_{\alpha}(k+1)\|$$

$$\|v_{j\beta}(k+1)\| = \|v_{\beta}^*(k+1) - v_{\beta}(k+1)\|$$

$\|\cdot\|$ representa la magnitud de los vectores, $v_{\alpha}^*(k+1)$ y $v_{\beta}^*(k+1)$ son los vectores los cuales contienen la tensión de referencia y la tensión predicha, respectivamente, en el marco de referencia estacionario α . Análogo razonamiento para las tensiones $v_{\beta}^*(k+1)$ y $v_{\beta}(k+1)$, en el marco de referencia β .

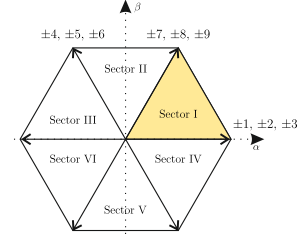


Fig. 2: Vectores de las tensiones de acuerdo a la conmutación del DMC.

III. TÉCNICA DE CONTROL PREDICTIVO APLICADO AL CONVERTIDOR MATRICIAL DIRECTO

De los 27 estados de conmutación posibles, existen combinaciones para las cuales el vector de tensión en el plano estacionario produce varios valores indefinidos. Por tanto, en la Tabla I se presentan las combinaciones que generan vectores estacionarios que serán considerados como las combinaciones válidas de los interruptores para generar los vectores de tensiones en el plano estacionario $(\alpha - \beta)$ como se muestra en la Fig. 2.

A. Técnica de control propuesta

En el MPC clásico, se calcula la predicción del comportamiento del sistema, se minimiza la función de costo para cierto estado. En contraste, la técnica propuesta se basa en seleccionar dos vectores óptimos para su aplicación en ciclos de tiempo definidos por sus factores de ponderación en la función de costo, junto con uno de los vectores cero. Para la aplicación de la modulación, los ciclos de trabajo asociados a los vectores se calculan definiéndolos inversamente proporcional al valor de la función de costo, es decir, si la función de costo evaluada en un vector posee un valor elevado, el ciclo de trabajo es reducido, en consecuencia, los ciclos de trabajos para los vectores de tensión se calcula resolviendo:

$$d_0 = \frac{\delta}{J_0}, \quad d_1 = \frac{\delta}{J_1}, \quad d_2 = \frac{\delta}{J_2}, \quad (16)$$

donde δ es la constante de proporcionalidad, J_1 y J_2 denotan las funciones de costos para los vectores adyacentes y J_0 corresponde al vector cero, el cual se evalúa en cada instante de muestreo. Además se tiene que:

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (17)$$

Calculando la función de costo para cada uno de los vectores es posible determinar el valor de δ sustituyendo (16) en (17). Una vez calculado el valor de δ y teniendo en cuenta (16), los ciclos de trabajo están dados por:

$$d_0 = \frac{J_1 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (18)$$

Tabla I: Estados válidos para los interruptores del DMC en estado estacionario.

#		S_{ua}	S_{va}	S_{wa}	S_{ub}	S_{vb}	S_{wb}	S_{uc}	S_{vc}	S_{wc}	$v_{o\alpha}$	$v_{o\beta}$	v_o	$\angle v_o$
1	+1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	$\frac{1}{3}v_{uv}$	0	$ v_{uv} $	0
2	-1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	$-\frac{1}{3}v_{uv}$	0	$ v_{uv} $	180
3	+2	0	1	0	0	0	1	0	0	1	$\frac{1}{3}v_{vw}$	0	$ v_{vw} $	0
4	-2	0	0	1	0	1	0	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{vw}$	0	$ v_{vw} $	180
5	+3	0	0	1	1	0	0	1	0	0	$\frac{1}{3}v_{wu}$	0	$ v_{wu} $	0
6	-3	1	0	0	0	0	1	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{wu}$	0	$ v_{wu} $	180
7	+4	0	1	0	1	0	0	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{uv}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$ v_{uv} $	120
8	-4	1	0	0	0	1	0	1	0	0	$\frac{1}{3}v_{uv}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$ v_{uv} $	-60
9	+5	0	0	1	0	1	0	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{vw}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$ v_{vw} $	120
10	-5	0	1	0	0	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}v_{vw}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$ v_{vw} $	-60
11	+6	1	0	0	0	0	1	1	0	0	$-\frac{1}{3}v_{wu}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$ v_{wu} $	120
12	-6	0	0	1	1	0	0	0	0	1	$\frac{1}{3}v_{wu}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$ v_{wu} $	-60
13	+7	0	1	0	0	1	0	1	0	0	$-\frac{1}{3}v_{uv}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$ v_{uv} $	-120
14	-7	1	0	0	1	0	0	0	1	0	$\frac{1}{3}v_{uv}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$	$ v_{uv} $	60
15	+8	0	0	1	0	0	1	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{vw}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$ v_{vw} $	-120
16	-8	0	1	0	0	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}v_{vw}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$	$ v_{vw} $	60
17	+9	1	0	0	1	0	0	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{wu}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$ v_{wu} $	-120
18	-9	0	0	1	0	0	1	1	0	0	$\frac{1}{3}v_{wu}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$	$ v_{wu} $	60
19	0 ₁	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
20	0 ₂	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
21	0 ₃	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0

$$d_1 = \frac{J_0 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (19)$$

$$d_2 = \frac{J_0 J_1}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (20)$$

Considerando estas expresiones, la nueva función de costo, que se evalúa en cada tiempo de muestreo, se define como:

$$g(k+1) = d_1 J_1 + d_2 J_2 \quad (21)$$

El conjunto de combinaciones de dos vectores posibles consta de 108 elementos a evaluar. La combinación de vectores que minimicen (21) y el vector cero son seleccionados y aplicados al DMC en el siguiente tiempo de muestreo. Luego de obtener los ciclos de trabajo y los dos vectores óptimos a ser aplicados, se definen los tiempos de aplicación de cada vector como sigue:

$$T_0 = T_s d_0$$

$$T_1 = T_s d_1 \quad (22)$$

$$T_2 = T_s d_2$$

El proceso de aplicación del patrón de conmutación se muestra en la Fig. 3.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para validar y evaluar la estrategia de control de tensión propuesta, se presenta los resultados obtenidos mediante la herramienta computacional Matlab/Simulink y los parámetros mostrados en la Tabla II.

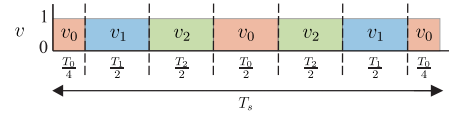


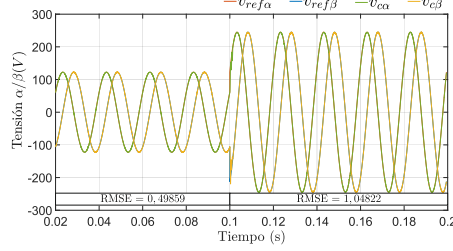
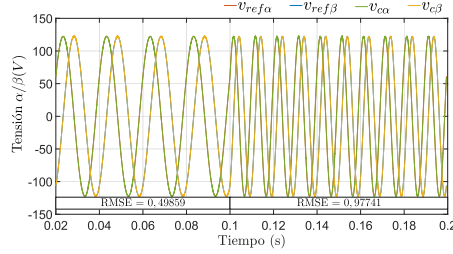
Fig. 3: Patrón de conmutación.

Tabla II: Parámetros de simulación.

PARÁMETRO	SÍMBOLO	VALOR	UNIDAD
Frecuencia de la red	f_s	50	Hz
Tensión de red	v_s	220	Vrms
Resistencia del filtro de entrada	R_{fi}	0.01	Ω
Resistencia de amortiguamiento	R_d	100	Ω
Inductancia de filtro de entrada	L_{fi}	0.01	mH
Capacitancia del filtro de entrada	C_{fi}	25	μF
Resistencia filtro de salida	R_{fo}	0.05	Ω
Inductancia de filtro de salida	L_{fo}	2.4	mH
Capacitancia del filtro de salida	C_{fo}	25	μF
Resistencia de la carga	R_L	10 - 40	Ω
Periodo de muestreo	T_s	25	μs
Paso de simulación	-	250	ns

Se han realizado simulaciones de diferentes escenarios para mostrar el desempeño de respuesta y exactitud de la técnica. Además, se realiza los análisis de la distorsión total armónica (THD) bajo distintas condiciones de carga y mediante el error cuadrático medio (RMSE). Estos análisis determinan la calidad de la señal y su seguimiento con respecto a la referencia respectivamente. Para dichos análisis, las fórmulas utilizadas son las siguientes :

$$THD(v_{cx}) = \sqrt{\frac{1}{v_{c1}^2} \sum_{i=2}^N v_{cxi}^2} \quad (23)$$

Fig. 4: Respuesta de tensión en cambio de amplitud en $(\alpha-\beta)$.Fig. 5: Respuesta de tensión en cambio de frecuencia en $(\alpha-\beta)$.

donde v_{cx} representa al tensión de salida, siendo x el indicador de cada una de las fases.

$$\text{RMSE}(v_{cx}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (v_{cx} - v_{cx}^*)^2} \quad (24)$$

donde N denota el número de muestras, en (24) v_{cx} representa el tensión en la salida, v_{cx}^* es la tensión de referencia en la salida, siendo de la misma forma x el indicador de cada una de las fases. En la Fig. 4 se muestra la respuesta de las tensiones trifásicas en el marco estacionario $(\alpha-\beta)$ en la misma se observa el seguimiento entre la tensión generada $v_{c\alpha\beta}$ y la tensión de referencia $v_{ref\alpha\beta}$, así también, se muestra la respuesta en RMSE antes y después del cambio de amplitud, siendo estas 0.498 (V) y 1.048 (V) respectivamente.

De la misma manera, en la Fig. 5, se observa la dinámica de la respuesta del control ante un cambio de frecuencia, teniendo valores en RMSE de 0.498 (V) y 0.977 (V) antes y después del cambio de frecuencia respectivamente. Por otra parte, en la Fig. 6 se puede observar la respuesta ante cambio de carga observada, donde se va aplicando un aumento de carga empezando con un escalón de carga lineal (circuito abierto a $R_L = 10\Omega$), a los 0.04 s y un aumento de carga a $R_L = 20\Omega$ a los 0.08 s, $R_L = 30\Omega$ a los 0.12 s y finalmente $R_L = 40\Omega$ a los 0.16 s.

En cuanto a su respuesta en seguimiento de la tensión en el marco estacionario $(\alpha-\beta)$ al ser aplicada la secuencia de carga

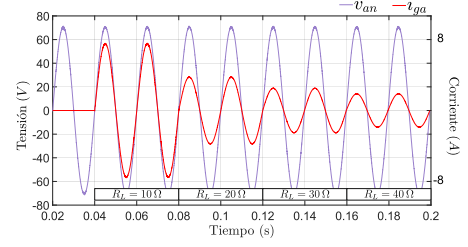
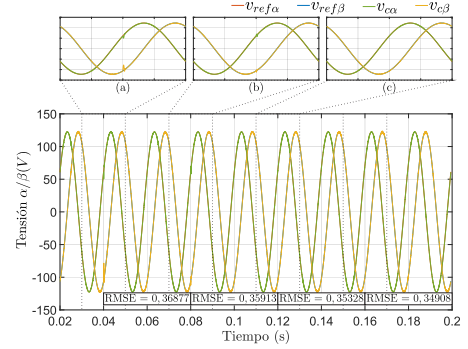


Fig. 6: Respuesta de tensión y corriente en cambio de carga en una fase.

descrita anteriormente, se puede observar en la Fig. 7 (a) la respuesta ante el escalón de carga en los 0.04 s, de la misma forma, en la Fig. 7 (b) y en la Fig. 7 (c) las siguientes secuencias de aumento de carga en los tiempos de 0.08 s, 0.12 s, y 0.16 s, se observa una disminución de las perturbaciones desde el segundo aumento de carga aplicado al sistema. En cuanto a RMSE, se observa las siguientes respuestas, 0.368 (V), 0.359 (V), 0.353 (V) y 0.349 (V) respectivamente por cada paso de carga.

Fig. 7: Respuesta de seguimiento de tensión en cambio de carga en $(\alpha-\beta)$.

Además, utilizando un circuito rectificador no controlado como carga no lineal mostrado en la Fig. 8, el cual se conecta al sistema a los 0.04 s como se observa en la Fig. 9, se realizó pruebas para observar la respuesta del control de tensión en el marco de referencia $(\alpha-\beta)$ ante cargas no lineales, la cual se observa en la Fig. 10. La respuesta de seguimiento medido mediante el parámetro en RMSE es de 1.093 (V). Para observar el cumplimiento del patrón de conmutación propuesto, se ha realizado la medición de la tensión de línea, cuya respuesta se observa en la Fig. 11, mostrando así el cumplimiento del patrón de conmutación esperado.

Por último, se realizaron el análisis de THD tanto para una carga lineal teniendo como $R_L = 10\Omega$ cuya respuesta

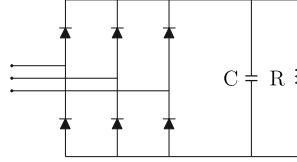


Fig. 8: Carga no lineal: circuito rectificador no controlado.

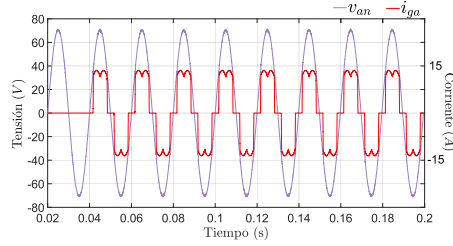


Fig. 9: Respuesta de tensión y corriente en una fase para una carga no lineal.

en THD es de 0.39% en promedio de las fases como se muestra en la Fig. 12(a), y para una carga no lineal fue utilizado un rectificador no controlado y una carga $R_L = 10\Omega$ obteniéndose la respuesta de 0.98% en THD mostrada en la Fig. 12(b). La norma IEC 62040 que establece un límite de 3% de distorsión armónica, mientras que para cargas no lineales un límite de 5%, por lo que se cumple ampliamente con estos requerimientos.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una estrategia de control y su respuesta ante distintos escenarios, observándose un buen seguimiento ante cambios de amplitud, frecuencia y de carga.

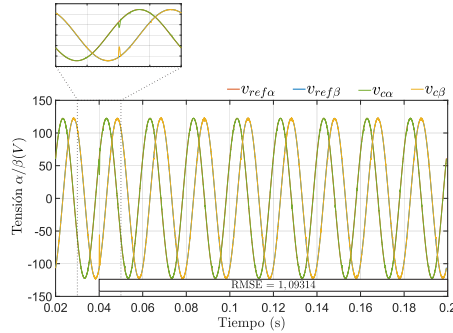
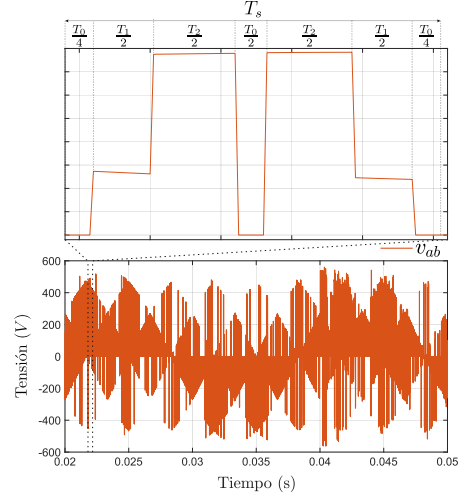
Fig. 10: Respuesta de seguimiento de tensión en una carga no lineal en $(\alpha - \beta)$.

Fig. 11: Señal conmutada en la salida del DMC.

En términos de THD, la respuesta armónica cumple con los requerimientos de la norma IEC 62040 para UPS, así como también, los picos observados pueden ser eliminados con filtros pasivos al ser estas frecuencias conocidas.

REFERENCIAS

- [1] P. Szczepankowski, T. Bajdecki, and R. Strzelecki, "Direct modulation for conventional matrix converters using analytical signals and barycentric coordinates," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 22 592–22 616, 2020.
- [2] Z. Linn, K. Shigeuchi, and Y. Sato, "Performance analysis of high frequency isolated ac/dc converter based on matrix converter," in *2018 15th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. IEEE, 2018, pp. 286–289.
- [3] K. Murugesan, M. S. Kumaran, J. A. Roseline, S. Vijayenthiran, M. K. Murthi, and A. Maheswari, "Dstatcom using matrix converter for reactive power compensation," in *2019 Fifth International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [4] A. Dendouga and A. Dendouga, "High performance vector control of permanent magnet synchronous motor fed by direct SVM matrix converter," in *2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [5] E. Purwanto, F. D. Mudianto, and G. Basuki, "Venturini modulation method for matrix converter," in *2019 International Electronics Symposium (IES)*. IEEE, 2019, pp. 601–605.
- [6] P. Szczesniak, "Three-phase ac-ac power converters based on matrix converter topology," *Springer*, 2013.
- [7] M. M. Rezaoui, A. Kouzou, L. Nezi, and M. O. Mahmoudi, "Comparative analysis of PWM strategies of Venturini and Roy for the control of a $[3 \times 3]$ matrix converter for renewable energies applications," in *10th International Multi-Conferences on Systems, Signals & Devices 2013 (SSD13)*. IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [8] A. Tsoupos and V. Khadkikar, "A novel SVM technique with enhanced output voltage quality for indirect matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 832–841, 2018.
- [9] Z. Malekjamshidi, M. Jafari, J. Zhu, and D. Xiao, "Comparative analysis of input power factor control techniques in matrix converters based on model predictive and space vector control schemes," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 139 150–139 160, 2019.

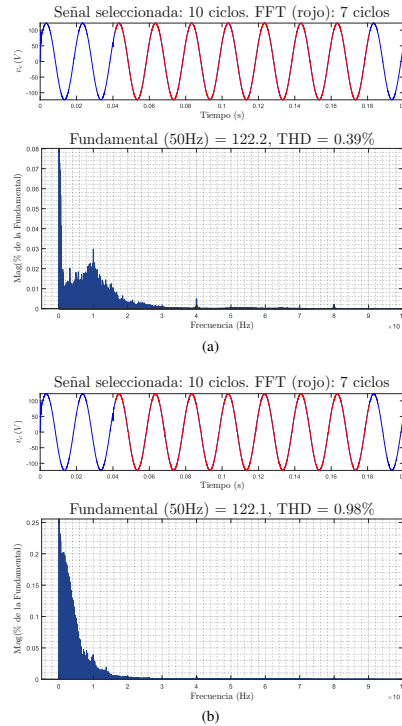


Fig. 12: Análisis FFT para una fase. (a) Carga lineal. (b) Carga no lineal.

- stand-alone wind energy based microgrid," in *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [17] W. Xiong, Y. Sun, J. Lin, M. Su, H. Dan, M. Rivera, and J. M. Guerrero, "A cost-effective and low-complexity predictive control for matrix converters under unbalanced grid voltage conditions," *Ieee Access*, vol. 7, pp. 43 895–43 905, 2019.

- [10] M. Liu, S. Wangk, and M. Zou, "Improved robust deadbeat predictive current control for pmsm using stator current and disturbance observation," in *IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics*, 2019, pp. 1–8.
- [11] L. Yan and X. Song, "Design and implementation of luenberger model-based predictive torque control of induction machine for robustness improvement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2257–2262, 2019.
- [12] A. Carron, F. Seccamonte, C. Ruch, E. Frazzoli, and M. N. Zeilinger, "Scalable model predictive control for autonomous mobility-on-demand systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2019.
- [13] S. Toledo, M. Ayala, E. Maqueda, R. Gregor, A. Renault, M. Rivera, T. Dragicevic, and P. Wheeler, "Active and reactive power control based on predictive voltage control in a six-phase generation system using modular matrix converters," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 1059–1065.
- [14] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, N. Vicencio, and P. W. Wheeler, "Model-based predictive control in three-phase inverters," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 499–504.
- [15] N. Idiou, F. Benatia, and B. Brahimi, "Bias and rmse of archimedean copula using moment and l-moments methods," in *2020 2nd International Conference on Mathematics and Information Technology (ICMIT)*. IEEE, 2020, pp. 55–58.
- [16] D. Caballero, S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, F. Gavilan, C. Romero, and R. Gregor, "Predictive voltage control using matrix converter for a

PROGRAMA DE INCENTIVOS PARA LA FORMACIÓN DE DOCENTES-INVESTIGADORES - Convocatoria 2018

Nombre del programa de posgrado: *Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética*.

Nombre de la Institución: *Universidad del Cono Sur de las Américas*.

Nombre del beneficiario: *Bruno Roberto Sanabria Morel*.

Publicaciones realizadas durante el programa: 1

Título de tesis: *Estudio y simulación del control predictivo con etapa de modulación aplicado al convertidor matricial directo enfocado a la reducción de armónicos*.

RESUMEN

Este Trabajo se centra en lograr controlar la tensión de salida del convertidor en un sistema aislado, con una alimentación proveniente desde las fuentes renovables, optimizando el control del convertidor matricial, para entregar la energía con la mejor calidad posible y según las exigencias normas internacionales. Teniendo en cuenta lo mencionado, la estrategia de control propuesta utiliza los beneficios del control predictivo basado en modelo y contempla una mejora en cuanto a un patrón de activación de los interruptores que genera la etapa de modulación aplicada, optimizando el balance en la vida útil de los semiconductores y generando armónicos en frecuencias conocidas, para su posterior eliminación mediante la utilización de filtros.

OBJETIVOS

El objetivo de este trabajo es diseñar y evaluar una estrategia de control predictivo de tensión con etapa de modulación aplicado al convertidor matricial directo enfocado a la reducción de armónicos.

Palabras clave: Direct matrix converter (DMC), model predictive control (MPC), voltage control, uninterruptible power supply (UPS), total harmonic distortion (THD).

APORTES DE LA INVESTIGACIÓN

El principal aporte de este trabajo es la propuesta de una estrategia para controlar la tensión de salida del DMC conectado a un sistema aislado, mediante la incorporación de una etapa modulación al MPC, para entregar energía con niveles de tensión según las exigencias requeridas en la norma IEC 62040 para UPS.

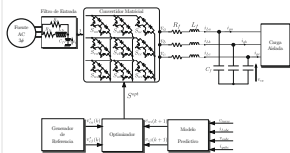


Fig. 1: Esquema de control propuesto.

ACTIVIDADES REALIZADAS

- Revisión el estado del arte, modelo matemático del DMC y controles aplicados al mismo.
- Se diseñó un algoritmo de control

predictivo con una etapa de modulación para el control de tensión basado en el modelo del sistema.

- Se elaboró un entorno de simulación utilizando la herramienta de Matlab/Simulink para aplicar el esquema de control propuesto y también el esquema de control de MPC clásico a modo de comparación entre los métodos de control.

RESULTADOS OBTENIDOS

Se ha analizado y evaluado la estrategia de control modulado aplicado al convertidor matricial directo con base a los parámetros de RMSE y THD, a modo de evaluar el seguimiento a la referencia y la calidad de la señal respectivamente.

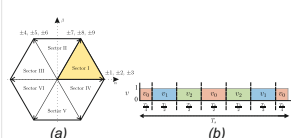


Fig. 2: (a) Estados válidos del DMC con vectores en el plano estacionario (α - β). (b) Patrón de conmutación.

CONCLUSIÓN

- El análisis de los resultados indican un cumplimiento de la norma IEC 62040 para sistemas operando en modo aislado.
- El control clásico implica un tiempo de muestreo de al menos 45.78 μ s para ajustarse a las normas, sin embargo, el control propuesto requiere tan solo

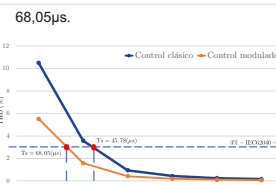


Fig. 3: THD en función al tiempo de muestreo.

- En términos de seguimiento se ha encontrado una mejora de entre el 15 y el 28 % para RMSE. En lo que se refiere a los índices de calidad (THD) establecidos, se ha observado una mejora de entre el 40% y el 60% lo cual se constituye en la principal contribución del método propuesto.

VISIÓN Y PLANES FUTUROS

- Validar la propuesta experimentalmente.
- Implementar un lazo de control externo para interconexión a sistemas de generación distribuida.
- Realizar un estudio de factibilidad de uso de una secuencia de conmutación que permita lograr una disminución de la carga computacional en el algoritmo así como también de conmutaciones de los interruptores del DMC.

“Este programa de posgrado fue cofinanciado por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología - CONACYT con recursos del FEEI”

REFERENCIAS

- [1] R. Real, A. Moreno, V. Pallares, M. Gonzalez-Redondo, I. Moreno, and E. Palacios, “Sistema electrónico inteligente para el control de la interconexión entre equipamiento de generación distribuida y la red eléctrica,” *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 1, no. 14, pp. 56–69, 2017.
- [2] L. Clementi, “Energía eólica y territorios en argentina. proyectos en el sur de la provincia de buenos aires entre fines del siglo xx y principios del siglo xxi.” PhD dissertation, Universidad Nacional del Sur, 11 2017.
- [3] J. Zhang, L. Li, D. G. Dorrell, J. Rodriguez, and M. Norambuena, “Investigation of grid-connected and islanded direct matrix converter for renewable microgrid applications with model predictive control,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2018, pp. 3777–3783.
- [4] E. Maqueda, J. Rodas, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilan, and M. Rivera, “Design and implementation of a modular bidirectional switch using sic-mosfet for power converter applications,” *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2018, 2018.
- [5] L. Gyugyi and B. R. Pelly, *Static power frequency changers: theory, performance, and application*. John Wiley & Sons, 1976.

- [6] A. Daniels and D. Slattery, "New power convertor technique employing power transistors," in *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 125, no. 2. IET, 1978, pp. 146–150.
- [7] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements," *Proc. Powercon 7*, 1980.
- [8] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 1980, pp. 242–252.
- [9] B.-H. Kwon, B.-D. Min, and J.-H. Kim, "Novel topologies of ac choppers," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 4, pp. 323–330, 1996.
- [10] X. P. Fang, Z. M. Qian, and F. Z. Peng, "Single-phase z-source pwm ac-ac converters," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 3, no. 4, pp. 121–124, 2005.
- [11] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen, and I. Barbi, "A switched-capacitor three-phase ac–ac converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 735–745, 2014.
- [12] D.-C. Lee and Y.-S. Kim, "Control of single-phase-to-three-phase ac/dc/ac pwm converters for induction motor drives," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 797–804, 2007.
- [13] P. Alemi, Y.-C. Jeung, and D.-C. Lee, "Dc-link capacitance minimization in t-type three-level ac/dc/ac pwm converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1382–1391, 2014.
- [14] R. Maheshwari, "Analysis of circulating current in two parallel-connected ac/dc/ac converter," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*. IEEE, 2019, pp. P–1.
- [15] T. Hirota, K. Inomata, D. Yoshimi, and M. Higuchi, "Nine switches matrix converter using bi-directional gan device," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*. IEEE, 2018, pp. 3952–3957.
- [16] M. Rivera, S. Toledo, L. Tarisciotti, P. W. Wheeler, and H. Dan, "Predictive control strategies operating at fixed switching frequency for input filter resonance mitigation in an indirect matrix converter," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 9, pp. 2370–2376, 2018.
- [17] U. Nasir, A. Costabeber, P. Wheeler, M. Rivera, and J. Clare, "A three-phase modular isolated matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11 760–11 773, 2019.
- [18] M. Diaz, M. Espinosa, F. Rojas, P. Wheeler, and R. Cardenas, "Vector control strategies to enable equal frequency operation of the modular multilevel matrix converter," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 4214–4219, 2019.
- [19] S. Toledo, M. Rivera, T. Dragicevic, D. Caballero, P. Wheeler, and R. Gregor, "Predictive voltage control of the direct matrix converter applied to grid current injection," in *2019 IEEE*

- CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [20] P. Szczepankowski, T. Bajdecki, and R. Strzelecki, “Direct modulation for conventional matrix converters using analytical signals and barycentric coordinates,” *IEEE Access*, 2020.
 - [21] W. Deng, H. Li, and J. Rong, “A novel direct torque control of matrix converter-fed pmsm drives using dynamic sector boundary for common-mode voltage minimization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
 - [22] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, “Review of three-phase pwm ac–ac converter topologies,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 4988–5006, 2011.
 - [23] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, “Technological issues and industrial application of matrix converters: A review,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4260–4271, 2012.
 - [24] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. De Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, “Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’15 ECCE-Europe)*. IEEE, 2015, pp. 1–10.
 - [25] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, P. Wheeler, and C. Romero, “Improved predictive control in multi-modular matrix converter for six-phase generation systems,” *Energies*, vol. 13, no. 10, p. 2660, 2020.
 - [26] J. Rodriguez, “A new control technique for ac-ac converters,” in *Control in Power Electronics and Electrical Drives 1983*. Elsevier, 1984, pp. 203–208.
 - [27] M. Rivera, J. Rodriguez, B. Wu, J. R. Espinoza, and C. A. Rojas, “Current control for an indirect matrix converter with filter resonance mitigation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 71–79, 2011.
 - [28] Y. Bak, Y. Jang, and K.-B. Lee, “Torque predictive control for permanent magnet synchronous motor drives using indirect matrix converter,” *Journal of Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1536–1543, 2019.
 - [29] P. P. Patel and M. A. Mulla, “A single carrier based pulse width modulation technique for three-to-three phase indirect matrix converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020.
 - [30] E. Maqueda, “Diseno e implementación de un convertidor matricial multi-modular basado en dispositivos sic-mosfets para aplicaciones en generación distribuida.” MSc dissertation, Universidad Nacional de Asunción, 09 2017.
 - [31] F. Gavilán, “Análisis de algoritmos de control predictivo con frecuencia fija aplicado a convertidores de potencia.” MSc dissertation, Universidad Nacional de Asunción, 10 2017.
 - [32] D. Caballero, “Estrategias de control predictivo de convertidores matriciales para aplicación en microrredes.” MSc dissertation, Universidad Nacional de Asunción, 10 2017.

- [33] K. Koiwa and J.-I. Itoh, "A maximum power density design method for nine switches matrix converter using sic-mosfet," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1189–1202, 2015.
- [34] S. Toledo, M. Ayala, E. Maqueda, R. Gregor, A. Renault, M. Rivera, T. Dragicevic, and P. Wheeler, "Active and reactive power control based on predictive voltage control in a six-phase generation system using modular matrix converters," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 1059–1065.
- [35] P. Szczesniak, "Three-phase ac–ac power converters based on matrix converter topology," *Springer*, 2013.
- [36] A. Trentin, P. Zanchetta, L. Empringham, L. De Lillo, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental comparison of devices thermal cycling in direct matrix converters (dmc) and indirect matrix converters (imc) using sic mosfets," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2016, pp. 1–7.
- [37] S. Toledo, M. Rivera, R. Gregor, J. Rodas, and L. Comparatore, "Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multi-modular direct matrix converter," in *2016 IEEE ANDESCON*. IEEE, 2016, pp. 1–4.
- [38] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera, and J. Rodriguez, "An experimental evaluation of predictive current control and predictive torque control for a pmsm fed by a matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8459–8471, 2017.
- [39] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, and J. Rodas, "Experimental assessment of igt and sic-mosfet based technologies for matrix converter using predictive current control," in *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [40] J. Zhang, H. Dan, L. Empringham, L. De Lillo, and P. Wheeler, "Matrix converter open-circuit fault behavior analysis and diagnosis with a model predictive control strategy," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1831–1839, 2018.
- [41] A. Formentini, S. Pipolo, A. Trentin, and P. Zanchetta, "Optimal control of matrix converters," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*. IEEE, 2019, pp. 1–8.
- [42] W. Xiong, Y. Sun, J. Lin, M. Su, H. Dan, M. Rivera, and J. M. Guerrero, "A cost-effective and low-complexity predictive control for matrix converters under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE ACCESS*, vol. 7, pp. 43 895–43 905, 2019.
- [43] X. Zhao, H. Wang, H. Dan, Z. Di, Y. Sun, M. Su, M. Rivera *et al.*, "A cascade pi-smc method for brushless doubly-fed induction machine with matrix converter," in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2020, pp. 2526–2528.
- [44] P. Yao and X. Jiang, "An optimal six vector switching pattern in matrix converters for reducing harmonics and switching loss," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2020.

- [45] L. Empringham, P. Wheeler, and J. Clare, "Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, vol. 1. IEEE, 1998, pp. 707–713.
- [46] L. Wei and T. A. Lipo, "A novel matrix converter topology with simple commutation," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)*, vol. 3. IEEE, 2001, pp. 1749–1754.
- [47] C. Klumpner, F. Blaabjerg, I. Boldea, and P. Nielsen, "New modulation method for matrix converters," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 42, no. 3, pp. 797–806, 2006.
- [48] E. Babaei, "A new pwm based control method for forced commutated cycloconverters," *Energy conversion and management*, vol. 53, no. 1, pp. 305–313, 2012.
- [49] A. K. Singh, E. Jeyasankar, P. Das, and S. K. Panda, "A single-stage matrix-based isolated three-phase ac–dc converter with novel current commutation," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 4, pp. 814–830, 2016.
- [50] G. Zhang, J. Yang, Y. Sun, M. Su, Q. Zhu, and F. Blaabjerg, "A predictive-control-based over-modulation method for conventional matrix converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3631–3643, 2017.
- [51] P. Wheeler and D. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 144, no. 1, pp. 53–60, 1997.
- [52] J. G. Cho and G. H. Cho, "Soft-switched matrix converter for high frequency direct ac-to-ac power conversion," *International journal of electronics*, vol. 72, no. 4, pp. 669–680, 1992.
- [53] X. Yu and M. Wang, "An isolated bi-directional soft-switched three-phase dc-ac matrix-based converter with novel unipolar spwm and synchronous rectification," in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. IEEE, 2016, pp. 1–7.
- [54] E. Purwanto, F. D. Murdianto, and G. Basuki, "Venturini modulation method for matrix converter," in *2019 International Electronics Symposium (IES)*. IEEE, 2019, pp. 601–605.
- [55] M. M. Rezaoui, A. Kouzou, L. Nezli, and M. O. Mahmoudi, "Comparative analysis of pwm strategies of venturini and roy for the control of a $[3 \times 3]$ matrix converter for renewable energies applications," in *10th International Multi-Conferences on Systems, Signals & Devices 2013 (SSD13)*. IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [56] A. Kordonis and T. Hikiyara, "Direct matrix converter space vector modulation and dynamical model analysis towards steady state operation," in *2014 International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering*, vol. 3. IEEE, 2014, pp. 1629–1632.
- [57] A. Linder, R. Kanchan, P. Stolze, and R. Kennel, *Model-based predictive control of electric drives*. Cuvillier, 2010.

- [58] 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)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [59] M. Liu, S. Wangk, and M. Zou, "Improved robust deadbeat predictive current control for pmsm using stator current and disturbance observation," in *IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics*, 2019, pp. 1–8.
- [60] L. Yan and X. Song, "Design and implementation of luenberger model-based predictive torque control of induction machine for robustness improvement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2257–2262, 2019.
- [61] A. Carron, F. Seccamonte, C. Ruch, E. Frazzoli, and M. N. Zeilinger, "Scalable model predictive control for autonomous mobility-on-demand systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2019.
- [62] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, N. Vicencio, and P. W. Wheeler, "Model-based predictive control in three-phase inverters," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 499–504.
- [63] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [64] V. M. de Oliveira, R. S. Camargo, and L. F. Encarnação, "Field oriented predictive current control on npc driving an induction motor," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 169–174.
- [65] F. Gavilán, S. Toledo, M. Rivera, D. Caballero, E. Maqueda, and R. Gregor, "Predictive current control strategy for a direct matrix converter with modulated switching pattern," in *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [66] N. Idiou, F. Benatia, and B. Brahimi, "Bias and rmse of archimedean copula using moment and l-moments methods," in *2020 2nd International Conference on Mathematics and Information Technology (ICMIT)*. IEEE, 2020, pp. 55–58.
- [67] D. Caballero, S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, F. Gavilan, C. Romero, and R. Gregor, "Predictive voltage control using matrix converter for a stand-alone wind energy based micro-grid," in *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [68] L. Borin, C. Osorio, G. Koch, M. Nascimento, F. Bottega, and V. Montagner, "Particle swarm optimization for robust control tuning applied to uninterruptible power supplies," in *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America (ISGT Latin America)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.