

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



UCSC

Control Predictivo Basado en el Modelo de Estados Finitos Aplicado en un Rectificador de Frente Activo con Reducción a la Frecuencia de Conmutación

Paulo Enrique Olivares Henríquez

Informe de Habilitación Profesional para optar al título de:
Ingeniero Civil Eléctrico

Profesor Patrocinante:

Dr. Eduardo E. Espinosa N.

Profesores Guía:

Dr. Ricardo A. Lizana F.
Dr. Aníbal S. Morales M.

Concepción, Enero de 2023

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Eduardo E. Espinosa N.

Control Predictivo Basado en el Modelo de Estados Finitos Aplicado en un Rectificador de Frente Activo con Reducción de Frecuencia de Conmutación

Paulo Enrique Olivares Henríquez

Informe de Habilitación Profesional
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Enero 2023

Resumen

En este documento presenta un estudio sobre el control predictivo basado en el modelo de estados finitos aplicado a un rectificador AFE con reducción en la frecuencia de conmutación de los semiconductores y un margen de libertad al actuar en base a las posibles fluctuaciones presentes en la red eléctrica debido a los fenómenos electromagnéticos. Se detallan valores de contenido armónico, estándares, esquemas de control, etc. Todo lo necesario para lograr entender y llevar a cabo este proyecto.

A los alumnos del pasado, presente y futuro de la carrera de Ingeniería Civil Eléctrica de la U.C.S.C.

Agradecimientos

Quiero agradecer a mi madre Miriam Henríquez Fernández y a mi padre Enrique Olivares Peña, por brindarme su apoyo incondicional en todo momento y adversidad de la vida, por inculcarme buenos valores y motivarme día a día a ser mejor de lo que fui ayer, por haberme enseñado lo que es la perseverancia para así cumplir mis objetivos y superar las adversidades que uno se encuentra en el camino. A mi hermano Rodrigo Olivares Henríquez, por haberme motivado inconscientemente a estudiar una ciencia tan hermosa como lo es la ingeniería, al haber sido mi meta durante tantos años, brindarme su apoyo y consejos de hermano mayor. A mi hermana Ángela Olivares Henríquez, por enseñarme a empezar de nuevo, a no bajar los brazos nunca ante las adversidades de la vida.

Quisiera agradecer profundamente al deporte, gran parte de mi vida realicé remo y competí a un alto nivel, creo de todo corazón que el deporte forma carácter, te prepara no solo físicamente si no que mentalmente para la vida, enseña disciplina, constancia, paciencia y sobre todo lo que más remarco es la perseverancia, a nunca bajar los brazos por la meta que me he propuesto. Agradecer a Carlos Munnier que de rivales pasamos a ser buenos amigos y por sus incontables palabras de aliento.

A mis compañeros de carrera, que durante todos estos años de universidad formamos un vínculo, numerosas anécdotas que hemos creado juntos, sin duda el que hoy este en esta instancia es también gracias a ustedes, José, Rodrigo, Víctor, Jhon y Hans. Agradecer especialmente al profesor Eduardo Espinosa, por darme palabras de aliento en momentos difíciles, otorgarme soluciones, aportarme con experiencia, por ser paciente y creer en mí, le agradezco encarecidamente por su dedicación y confianza.

Además, agradecer a cada uno de los profesores de la carrera, que de alguna u otra forma contribuyeron a mi formación como profesional, por su dedicación, experiencia y conocimientos compartidos.

A todos aquellos nombrados en este texto, muchas gracias.

Finalmente, deseo agradecer el apoyo financiero del proyecto ANID / FONDECYT / 11181203 “Finite Control Set Model Predictive Control in Multi Cell Converters with High Performance”

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	13
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	13
1.2. TRABAJOS PREVIOS.....	15
1.2.1 <i>Estado del arte</i>	15
1.2.2 <i>Modulación y Control</i>	17
1.2.3 <i>Estándares</i>	27
1.2.4 <i>Discusión</i>	28
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO.....	30
1.4. OBJETIVOS.....	30
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	30
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	30
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	30
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	31
CAPÍTULO 2. RECTIFICADORES DE FRENTE ACTIVO AFE.	33
2.1. INTRODUCCIÓN	33
2.2. MODELAMIENTO DE UN RECTIFICADOR AFE	33
2.3. REGIÓN DE OPERACIÓN DE UN RECTIFICADOR AFE	38
2.3.1 <i>Transformada de abc a dq0 en un rectificador AFE</i>	38
2.3.2 <i>Modelamiento de un rectificador AFE en variables dq0</i>	39
2.4. SIMULACIÓN	48
2.4.1 <i>Punto de operación</i>	48
CAPÍTULO 3. CONTROL PREDICTIVO FCS-MPC.....	55
3.1. INTRODUCCIÓN	55
3.2. MODELO DE CONTROL PREDICTIVO.....	55
3.2.1 <i>Estrategia</i>	57
3.3. FCS-MPC.....	57
3.3.1 <i>Selección de la función de costo</i>	61
3.3.2 <i>Reducción de la frecuencia de conmutación mediante FCS-MPC</i>	62
3.3.3 <i>Implementación del FCS-MPC en un rectificador AFE</i>	63
3.4. ESQUEMA DE CONTROL EN LAZO CERRADO	64
3.4.1 <i>Función de transferencia de un rectificador AFE</i>	64
3.5. DISEÑO CONTROLADOR LINEAL PI.....	67
3.6. SIMULACIÓN	69
3.6.1 <i>FCS-MPC sin cambios de referencia</i>	69
3.6.2 <i>FCS-MPC con cambios de referencia</i>	73
CAPÍTULO 4. PROPUESTA DE FCS-MPC	76
4.1. INTRODUCCIÓN	76
4.2. ESTÁNDARES	76
4.2.1 <i>IEEE 519-2014</i>	76
4.2.2 <i>IEEE 1159-2019</i>	78
4.3. ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO	80
4.4. SIMULACIÓN	82
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES	88
5.1. SUMARIO	88
5.2. CONCLUSIÓN.....	88
5.3. TRABAJOS FUTUROS	90

BIBLIOGRAFÍA91

Lista de Tablas

Tabla 2-1 Parámetros del rectificador AFE utilizados	48
Tabla 2-2 Tabla resumen de las condiciones impuestas para el funcionamiento del rectificador	48
Tabla 2-3 Parámetros de la moduladora.....	49
Tabla 3-1 Funciones de costo comunes en FCS-MPC	61
TABLA 3-2 Combinaciones para un rectificador de frente activo	63
TABLA 4-1 Limite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes entre 120[V] y 69[kV] en % respecto a la fundamental.....	77
TABLA 4-2 Limite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes entre 69[kV] y 161[kV] en % respecto a la fundamental.....	77
TABLA 4-3 Limite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes mayores a 161[kV] en % respecto a la fundamental.....	78

Lista de Figuras

Fig. 2.1 Rectificador AFE (VSR).....	35
Fig. 2.2 Región de operación lineal moduladoras en ejes dq	41
Fig. 2.3 Región de operación corriente directa en todo el rango de valores de las moduladoras	42
Fig. 2.4 Región de operación corriente de cuadratura en todo el rango de valores de las moduladoras	42
Fig. 2.5 Región de operación para el voltaje DC considerando todo el rango de valores de las moduladoras.	43
Fig. 2.6 Región de operación lineal moduladoras en ejes dq considerando restricción de V_{dc}	44
Fig. 2.7 Región de operación para la corriente directa considerando la restricción de V_{dc} y la restricción de linealidad de las moduladoras.....	45
Fig. 2.8 Región de operación para la corriente de cuadratura considerando la restricción de V_{dc} ...	45
Fig. 2.9 región de operación del voltaje DC en base a las moduladoras.....	46
Fig. 2.10 Región de operación del voltaje DC en base a las corrientes en ejes rotatorios.	46
Fig. 2.11 Región de operación de la potencia DC en base a las corrientes en ejes rotatorios.....	47
Fig. 2.12 Señales moduladoras y portadora	50
Fig. 2.13 Voltaje y corriente de alimentación del rectificador AFE con su respectivo contenido armónico de corriente.....	51
Fig. 2.14 Voltaje PWM del rectificador con su contenido armónico.....	52
Fig. 2.15 Voltaje en el enlace DC con su respectivo contenido armónico.....	53
Fig. 2.16 Corriente en el enlace DC con su respectivo contenido armónico	53
Fig. 2.17 Factor de desplazamiento del rectificador AFE.....	54
Fig. 3.1 Clasificación de los métodos de control predictivos utilizados en la electrónica de potencia.	56
Fig. 3.2 Vector de voltajes generados por un rectificador trifásico	58
Fig. 3.3 Esquema general del MPC en convertidores de potencia.....	59
Fig. 3.4 Operación del FCS-MPC. (a) sin retraso: tiempo de cálculo cero (caso ideal). (b) con retraso, pero sin compensación: tiempo de cálculo largo (caso real). (c) con retraso y compensación: tiempo de cálculo largo (caso real). [7].....	60
Fig. 3.5 Diagrama en bloques del lazo de control PI	67
Fig. 3.6 Lugar geométrico de las raíces del lazo de control lineal V_{DC}	68
Fig. 3.7 Señales de corrientes Mediante FCS-MPC, de referencia y en el enlace DC con sus respectivos contenidos armónicos. (a) Corriente de entrada al rectificador con su referencia y contenido armónico. (b) Corriente I_{α} de referencia y predicha con su respectivo contenido armónico. (c) Corriente I_{DC} con su respectivo contenido armónico.	70
Fig. 3.8 Señales de voltaje Mediante FCS-MPC, con sus respectivos contenidos armónicos (a) Señal de voltaje en el enlace DC con su referencia y contenido armónico. (b) Señal de voltaje de entrada V_s con su respectivo contenido armónico. (c) Señal de voltaje entre líneas V_{ab} con su respectivo contenido armónico.	71
Fig. 3.9 Factor de desplazamiento obtenido mediante FCS-MPC.	72
Fig. 3.10 Señales de corrientes Mediante FCS-MPC, de referencia y en el enlace DC con sus respectivos contenidos armónicos. (a) Corriente de entrada al rectificador con su referencia y	

contenido armónico. (b) Corriente I_α de referencia y predicha con su respectivo contenido armónico. (c) Corriente I_{DC} con su respectivo contenido armónico.	73
Fig. 3.11 Señales de voltaje Mediante FCS-MPC, con sus respectivos contenidos armónicos (a) Señal de voltaje en el enlace DC con su referencia y contenido armónico. (b) Señal de voltaje de entrada V_s con su respectivo contenido armónico. (c) Señal de voltaje entre líneas V_{ab} con su respectivo contenido armónico.....	74
Fig. 3.12 Factor de desplazamiento obtenido mediante FCS-MPC.	75
Fig. 4.1 Sag de voltaje debido a la partida de un motor [16]	79
Fig. 4.2 Swell de voltaje causado por una falla de línea a tierra [16]	79
Fig. 4.3 Notching de voltaje debido al funcionamiento de un convertidor.....	80
Fig. 4.4 Esquema de control propuesto mediante FCS-MPC.....	81
Fig. 4.5 Señales de corrientes Mediante FCS-MPC, de referencia y en el enlace DC con sus respectivos contenidos armónicos. (a) Corriente de entrada al rectificador con su referencia y contenido armónico. (b) Corriente I_α de referencia y predicha con su respectivo contenido armónico. (c) Corriente I_{DC} con su respectivo contenido armónico.	83
Fig. 4.6 Señales de voltaje Mediante FCS-MPC, con sus respectivos contenidos armónicos (a) Señal de voltaje en el enlace DC con su referencia y contenido armónico. (b) Señal de voltaje de entrada V_s con su respectivo contenido armónico. (c) Señal de voltaje entre líneas V_{ab} con su respectivo contenido armónico.	84
Fig. 4.7 Factor de desplazamiento obtenido mediante FCS-MPC.	85
Fig. 4.8 Frecuencias de conmutación de los semiconductores (a) Frecuencia de conmutación por semiconductor y promedio, sin cambios de referencia. (b) Frecuencia de conmutación por semiconductor y promedio con cambios de referencia. (c) Frecuencia de conmutación por semiconductor y promedio del esquema de control propuesto.	86

Nomenclatura

Matrices

$\mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0}$: matriz de transformación de ejes abc a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0-abc}$: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a abc , dimensión 3·3.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0-dq0}$: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a $dq0$, dimensión 3·3.
$\mathbf{T}_{dq0-\alpha\beta 0}$: matriz de transformación de ejes $dq0$ a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
$\mathbf{T}_{abc-dq0}$: matriz de transformación de ejes abc a $dq0$, dimensión 3·3.
$\mathbf{T}_{dq0-abc}$: matriz de transformación de ejes $dq0$ a abc , dimensión 3·3.

Vectores

\mathbf{V}_s^{abc}	: vector de voltaje de entrada
\mathbf{I}_s^{abc}	: vector de corriente de entrada
\mathbf{S}^{abc}	: vector de estados

Escalares

g	: función de costo
T_s	: tiempo de muestreo
I_s^d	: corriente de directa
I_s^q	: corriente de cuadratura
f_{tri}	: frecuencia de la portadora
m_r^{abc}	: índice de modulación
ϕ_m	: ángulo de desfase

Abreviaciones

Mayúsculas

L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
L.D.	: lazo directo.
L.I.T.	: lineal invariante en el tiempo.
S.P.I.	: semi-plano izquierdo.
S.P.D.	: semi-plano derecho.
F. de T.	: función de transferencia.
L.G.R.	: lugar geométrico de las raíces.
<i>S.P.</i>	: sobrepaso.

Minúsculas

c.i.	: condiciones iniciales.
l.i.	: linealmente independiente.
l.d.	: linealmente dependiente.
c.c.	: corriente continua (en Inglés es d.c.).
c.a.	: corriente alterna (en Inglés es a.c.).
a.c.a.	: abscisa de convergencia absoluta.

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

El control predictivo es un método de control ampliamente utilizado en la industria, este método de control principalmente era utilizado en procesos de la industria química, sin embargo, con el pasar del tiempo estudios fueron realizados y cerca de 1980 es donde por primera vez se piensa en utilizar el MPC en la electrónica de potencia, considerando sistemas de alta potencia con una baja frecuencia de conmutación [1], sin embargo una de las grandes limitaciones de MPC eran sus altos requerimientos computacionales, debido a los cálculos realizados por este método, por ende el método más utilizado hasta la fecha de hoy ha sido el control lineal con una etapa de modulación. Con el pasar de los años se han seguido realizando estudios sobre el MPC y las ventajas que propone a los convertidores en la electrónica de potencia, en base a los estudios realizados es donde se desarrolla el FCS-MPC como método de control, el FCS-MPC es un método derivado del control predictivo, el cual se basa en un horizonte de predicción finito basado en un número definido de posibles soluciones o estados para el caso de los convertidores de electrónica de potencia, sumado a estos estudios realizado con los años, las plataformas digitales siguieron progresando por lo cual hoy en día estas ya no son un impedimento para el MPC, además la implementación de FCS-MPC no presenta tantos requerimientos computacionales como lo podría hacer un control predictivo continuo.

Es debido a estas características que el FCS-MPC se vuelve atractivo al momento de buscar posibles soluciones al dilema de una mayor eficiencia energética, las normas hoy en día son bastante estrictas con respecto al contenido armónico que estos aparatos pueden aportar al SE. Por lo demás, existen diversos tipos de fenómenos electromagnéticos asociados al SE que son de carácter nocivo tanto para el mismo SE como para los convertidores de potencia conectados a este, pudiendo llegar a provocar fallas en estos debido a la mala calidad de suministro.

El creciente énfasis en la eficiencia general del sistema eléctrico ha resultado en un crecimiento en la aplicación de dispositivos de alta eficiencia, equipos de nueva generación con controles basados en microprocesadores y dispositivos de electrónica de potencia, los cuales son más sensibles a las variaciones en la calidad de suministro eléctrico. Por eso, la flexibilidad que otorga el FCS-MPC permite obtener un mayor control, no solo sobre las variables de interés de los convertidores, sino que también sobre las variables externas como la calidad de suministro que recibe el convertidor pudiendo llegar a ser nociva para él.

Este trabajo realizara un estudio sobre el FCS-MPC implementado en un rectificador AFE en lazo cerrado con reducción de la frecuencia de conmutación de los semiconductores, además se plantea un esquema de control donde a pesar de las posibles fluctuaciones de voltaje proveniente de la red eléctrica el rectificador mantenga los valores deseados por el usuario.

1.2. Trabajos Previos

La revisión bibliográfica es esencial al momento de desarrollar un trabajo de investigación, es necesario el formar una base teórica lo suficientemente sólida para así lograr interpretar de manera correcta los resultados obtenidos de forma independiente de si estos son los resultados esperados o no. Por lo cual en este ítem se hablará brevemente de los trabajos previos revisados, en base al control predictivo basado en modelo de estados finitos, sus aplicaciones y sobre los esquemas de control vigentes más utilizados en la actualidad. Los trabajos revisados en este apartado se obtienen a través de IEEEExplore, la cual es la base de datos de la IEEE.

1.2.1 Estado del arte

- ♣ J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, 2013. [1]

En este trabajo se habla de las ultimas contribuciones sobre la aplicación del control predictivo basado en el modelo de estados finitos (FCS-MPC), primero se retrata el modelo de control predictivo (MPC) en base a su funcionamiento, para esto se utiliza el inversor fuente de voltaje de dos niveles (2L-VSI). Se realiza un control por corriente realizando una medición en la corriente de carga para ser usada como entrada al modelo predictivo, el cual se encarga de calcular los valores de la corriente para un instante siguiente de tiempo en cada uno de los posibles estados de conmutación, estas predicciones son evaluadas en la función de costo para finalmente escoger la predicción del estado de conmutación que minimice más la función de costo y aplicar dicho estado de conmutación al inversor.

Por otro lado, el MPC se caracteriza por su flexibilidad de control, la cual permite controlar corriente, voltaje, torque, flujo entre otras variables y todo esto es posible gracias a su función de costo, la cual realiza una comparación con la variable de referencia para así obtener la función de costo más baja y óptima para el sistema. Es común el uso de factores de peso en la función de costo con el fin de dar más prioridad a alguna de las variables que se estén deseando controlar.

Posterior a la definición de MPC y a la importancia de la función de costo este documento menciona algunas aplicaciones del MPC en la electrónica de potencia, sin embargo, uno de los puntos más importantes es la comparación realizada con los métodos clásicos de control lineales con PWM. El MPC se muestra bastante superior en estado transiente a los controladores clásicos además de

presentar un buen control desacoplado de las corrientes.

- ♣ P. Cortés, M. P. Kazmierowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo y J. Rodríguez, “Predictive control of power converters and electrical Drives,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, n° 12, pp. 4312-4324, diciembre 2008. [2]

En este trabajo se presenta una clasificación de los más importantes tipos de control predictivo utilizados en convertidores de potencia y accionamientos, detallando algunas grandes virtudes del control predictivo como su fácil entendimiento, la variedad de aplicaciones en donde se puede utilizar, las restricciones y no linealidades son fáciles de incluir en este y además se presenta el caso de multivariables, obteniéndose un esquema de control bastante intuitivo y fácil de implementar, además la principal característica del control predictivo es su uso del modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables controladas.

Dentro de este trabajo se definen cuatro esquemas de control predictivo, los cuales son: Deadbeat Control, control predictivo basado en histéresis, control predictivo basado en trayectoria y el control predictivo basado en el modelo del control predictivo, este último se subdivide en dos esquemas los cuales son: Control predictivo basado en el modelo continuo y el control predictivo basado en el modelo de estados finitos. Estos esquemas de control son bastante parecidos el uno al otro, sin embargo, dentro de estos cuatro esquemas de control existen dos tipos los cuales necesitan de una etapa de modulación para ejercer el control, los cuales son el deadbeat control y el control predictivo basado en el modelo continuo, los demás no necesitan una etapa de modulación, se aprovechan de los estados del sistema a controlar.

Este trabajo define brevemente los esquemas de control predictivos nombrados, sin embargo, su enfoque es el control predictivo basado en el modelo continuo y el control predictivo basado en el modelo de estados finitos. Para el caso del control predictivo basado en el modelo continuo, se dice que es la única técnica de control avanzado que ha presentado bastante éxito en aplicaciones prácticas en las recientes décadas, la mayoría de las estrategias para el MPC se elaboran en tiempo discreto con un intervalo de tiempo fijo, por ende se tiende a trabajar con un modelo de sistema discreto, además en la electrónica de potencia la mayoría de las aplicaciones son gobernadas por relaciones dinámicas no lineales, por ende representar el sistema de esta forma es bastante conveniente. El MPC cuenta con un horizonte de optimización en movimiento, es decir a medida de que se realiza una nueva medición o estimación el horizonte se mueve un paso y otra optimización se lleva a cabo, generalmente para el MPC el valor más largo del horizonte otorga un mejor rendimiento, sin embargo el largo de este

horizonte también remarca un problema de optimización el cual necesita ser resuelto online, aumentando la complejidad computacional que en general aumenta con el largo de este horizonte, es decir, el parámetro del horizonte permite intercambiar rendimiento versus complejidad computacional, por otro lado y en diferencia del MPC del FCS-MPC es que este último no necesita de una etapa de modulación como el MPC.

El FCS-MPC considera la naturaleza discreta de los convertidores, es posible simplificar el problema de optimización del MPC evitando el uso de moduladoras, es decir, el FCS-MPC utiliza el número de estados de conmutación del sistema para predecir el comportamiento de las variables a controlar, estos estados son finitos y depende del número de piernas y semiconductores presentes en el convertidor los posibles estados de conmutación, por ejemplo para el caso de un 2L-VSI se tienen en total tres piernas y por cada pierna se presentan dos semiconductores, lo que equivale a ocho posibles estados de conmutación, cada estado de conmutación representa un vector de voltaje, por ende en base estos estados de conmutación y a los vectores de voltaje que representa cada estado es posible predecir el comportamiento del sistema y realizar un control mediante la función de costo la cual debe estar correctamente definida.

- ♣ J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 52, no. 1, pp. 5-22, 2005. [3]

Este documento presenta el estado del arte en el campo de los rectificadores con capacidad de regeneración, las normas imponen límites estrictos al contenido armónico que estos aparatos puedan aportar al SE, además hoy en día existen diversos tipos de aplicaciones las cuales exigen la capacidad de regenerar energía a la red. Este documento detalla como los rectificadores son capaces de obtener esta regeneración de energía, mantener bajo norma el contenido armónico y factor de potencia unitario. Para esto se consideran diversas topologías con fuentes monofásicas y trifásicas con sus respectivos esquemas de control, sin embargo, este documento tiende a centrarse en la aplicación de VSR y CSR mediante PWM.

1.2.2 Modulación y Control

- ♣ E. Espinosa, J. Espinoza, R. Ramirez, M. Reyes, P. Melin, J. Muñoz and C. Baier, "Finite Control Set - Model Predictive Control Applied to Multicell Rectifiers," IEEE, pp. 5800-5805, 2013. [4]

Este trabajo presenta una propuesta de reducción de complejidad hacia los transformadores multicelda utilizando rectificadores de frente activo (AFE), esto debido a que los rectificadores AFE permiten el control de la potencia activa y reactiva además del control sobre el voltaje DC, por otro lado, los rectificadores AFE tienen la particularidad de ser capaces de regenerar energía. Para esto se utiliza una técnica de control basada en el modelo de estados finitos, esperándose la cancelación de armónicos de baja frecuencia y la sustitución del transformador multicelda por otros estándares, además de regular el factor de desplazamiento de entrada y el voltaje de corriente continua en cada celda.

Para la minimización de los armónicos, se emula una corriente de entrada de 18 pulsos, con su componente fundamental desplazada en α , este ángulo alfa se calcula de manera off-line y así se logra obtener una corriente de entrada global con bajo THD. El α es el encargado de la minimización armónica, por otro lado, las magnitudes de corriente de entrada por fase serán distintas, manteniendo el mismo ángulo α de desfase, ya que los rectificadores deben trabajar con la misma potencia activa, es por esto que las magnitudes son distintas y el desfase es el mismo. Se caracterizan las corrientes de entrada con respecto al primario del transformador, una vez obtenidas las corrientes caracterizadas y restringiendo el valor α se obtiene un $THD = 0.561\%$.

El FCS-MPC requiere un modelo del sistema para la predicción de la corriente de entrada, por ende consideran las corrientes de entrada caracterizadas con anterioridad, se caracteriza el rectificador AFE referido al transformador primario y se utiliza el método de discretización por Euler hacia adelante, de esta forma se permite predecir la corriente futuro de la anterior, en este documento utilizan el método de Euler hacia adelante dos veces con el fin de determinar la acción de control que se aplicara en el siguiente tiempo de muestra, ya que teóricamente aplicando el método de Euler con solo un paso hacia adelante, el sistema debería ser capaz de realizar la medición, la predicción y el control en un instante de tiempo de $t = tk$. Sin embargo, en la práctica esto no es posible y es solucionado agregando un paso más en el método de Euler.

De manera adicional al esquema de control predictivo, se utiliza un controlador PI el cual es el encargado de regular el voltaje V_{DC} y dar la amplitud a la referencia.

- ♣ M. A. Pérez, R. Lizana Fuentes y J. Rodríguez, Predictive Control of DC-link Voltage in an Active-Front-End Rectifier, 2011. [5]

En este trabajo se presenta una solución alternativa al control de tensión en el enlace DC basado en MPC, debido a que al modelar matemáticamente un rectificador AFE se obtiene la presencia de un cero de fase mínima, el cual es bastante cercano al origen, por ende, se tendera a obtener una respuesta más oscilatoria. Existen múltiples trabajos realizados con los cuales se logra mitigar este cero, este documento menciona dos en específico los cuales son la adición de un control lineal PI antes de entrar al algoritmo de control predictivo y un algoritmo de referencias dinámicas.

Para el caso del control lineal PI, se obtiene un error de estado estacionario nulo, sin embargo el diseño de este controlador puede llegar a ser una tarea bastante difícil, además existen varias restricciones al controlador en donde $w_m \in \mathbb{R}$ y $0 < \xi < 1$, por otro lado la relación de K_i/K_p no debe ser más pequeño que el polo de la planta que se encuentra en el semiciclo izquierdo, de lo contrario se podría presentar inestabilidad en el sistema.

Para el caso del algoritmo de variables dinámicas al producirse un desajuste de los parámetros o cuando la referencia de la potencia reactiva es distinta de cero, el error de estado estacionario es no nulo. De esta forma, el modelo propuesto en este documento basado en MPC para controlar la tensión del enlace DC de un rectificador AFE, se obtiene la potencia de referencia activa de entrada mediante la potencia de salida, la energía almacenada en el enlace DC y la potencia reactiva, asegurando un error nulo en estado estacionario. Obteniendo resultados similares al del control del PI lineal, sin embargo, se evitan las restricciones dinámicas del PI.

- ♣ S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann and J. Rodríguez, "Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, 2009. [6]

En este trabajo, habla sobre los conceptos básicos del FCS-MPC además de su principio de operación y diagrama de control, realizando una comparación de resultados con las diferentes estrategias de control más utilizadas. Se detalla la facilidad que otorga el FCS-MPC de abordar múltiples objetivos de control diferentes en solo una función de costo, lo cual lo convierte en un controlador de rendimiento simple y flexible para los sistemas de conversión de energía.

Abordando los principios de funcionamiento del FCS-MPC se detalla que teóricamente al presentarse una variable $x(t)$ en un sistema y su respectivo valor de muestreo $x(tk)$ y un tiempo de muestreo T_s , considerando el sistema de n estados finitos, es posible realizar una predicción del

sistema $x(tk+1)$ luego de determinar esta predicción, esta es evaluada en una función de costo g_i así se selecciona la predicción que otorga un menor valor en la función de costo utilizada. Sin embargo, teóricamente la predicción $x_{pi}(tk+1)$ es aplicada en el tiempo $t = tk$ sin embargo en la práctica es imposible realizar la medición en el tiempo $t = tk$, obtener la predicción más óptima para la función de costo y aplicarla en el mismo instante de tiempo, sin embargo, la solución presentada para este problema es una predicción de dos pasos, es decir que a partir de la primera predicción $x_{pi}(tk+1)$ se realiza una segunda predicción $x_{pi}(tk+2)$, ambas predicciones son realizadas dentro del mismo tiempo de muestreo y luego en el instante de tiempo $t = tk+1$ se aplica la acción de control seleccionada mientras se realiza la medición para realizar el algoritmo una vez más.

Desde el punto de vista de comparación del FCS-MPC con respecto a las demás estrategias de control, principalmente el control PI más PWM, se observa que para el caso del control PI más PWM presenta complicaciones al encontrarse con no linealidades las cuales son superadas mediante antiwindup sin embargo en sistemas altamente no lineales como lo pueden ser otros convertidores o en particular accionamientos de motores eléctricos, la obtención de una función de transferencia linealizada aproximada para el diseño del controlador es bastante complicada teniéndose así problemas de robustez. Sin embargo, el hecho de utilizar una etapa de modulación basada en PWM o en SVM impone una frecuencia de conmutación fija.

Para el caso del FCS-MPC este no presenta una etapa de modulación, lo que permite un control más directo sobre los estados de conmutación, además su implementación digital es directa, pues para el caso de los controladores con etapa de modulación, es necesario discretizar el sistema para así aplicarlo en una plataforma digital, además una gran ventaja del FCS-MPC es la flexibilidad de este, ya que los demás controladores no permiten la inclusión de restricciones dentro de la etapa de control, mientras que el FCS-MPC permite la inclusión de restricciones en su función de costo definida, además permite el trabajo de multivariantes desacopladas, que para el caso de los sistemas con modulación esto no es posible. Sin embargo y no menos importante, el FCS-MPC no presenta una frecuencia de conmutación fija, ya que este selecciona los estados de conmutación más óptimos para el convertidor, lo cual provoca una frecuencia de conmutación variable en sistema, pues puede que algunas veces el estado óptimo se repita y no se produzca una variación en la conmutación. Esto otorga un espectro de corriente bastante distorsionado, pero como se menciona anteriormente el FCS-MPC es bastante flexible por lo cual, esto puede ser solucionado agregando la variable de conmutación con

un factor de peso en la función de costo para así limitar y obtener un control sobre la frecuencia de conmutación.

Se abordan distintas funciones de costo dependiendo de los requerimientos, los cuales pueden ser la medición del error de la variable controlada, frecuencia y eficiencia de conmutación, tensión en el nodo común, control de potencia reactiva en la entrada, etc. Este último es bastante usado en los rectificadores AFE. Además, el trabajo muestra algunos de los principales retos del FCS-MPC como lo es el desacoplar las múltiples variables que se desean controlar dentro de la función de costo, lo cual es logrado mediante los factores de peso.

- ♣ P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 1323-1325, 2012. [7]

En este trabajo se aborda la problemática que presenta la implementación del control predictivo, ya que si bien este es un esquema de control bastante flexible admitiendo distintos tipos de variables e incluyendo restricciones o cualquier otro requerimiento de una forma simple, realizar todo esto requiere un algoritmo el cual necesita una gran cantidad de cálculos en comparación a los esquemas clásicos de control, además este gran tiempo de cálculo no considera el retraso que existe entre la medición de una variable a controlar y la actuación.

Para un caso ideal y como se muestra en este documento, al operar el control predictivo no existe retraso alguno por ende, en un mismo intervalo de tiempo se logra realizar la edición de las variables, predecir mediante todo el cálculo del algoritmo predictivo que estado es más óptimo y ejecutar este estado, provocando un seguimiento de la referencia bastante asertivo desde el primer intervalo de tiempo, sin embargo al implementarse en un caso real, ocurre que es imposible en este pequeño intervalo de tiempo realizar todo lo necesario para que el esquema de control funcione bien, por ende las variables a controlar presentan un mayor error en el seguimiento de la referencia oscilando de mayor manera entorno a ella.

Para solucionar esto, este trabajo propone realizar una segunda predicción hacia el futuro desde las variables medidas, es decir luego de realizar la medición de las variables y predecir el comportamiento de estas variables en base a los estados posibles de conmutación, se procede a realizar una segunda predicción hacia el futuro en base a la primera predicción ya ella, luego es esta segunda

predicción la cual es evaluada en la función de costo y la predicción que presente el menor valor en dicha función de costo se aplica su respectivo estado de conmutación al convertidor.

Los resultados obtenidos fueron bastante buenos, solucionando de manera simple el problema del retraso al aplicar el esquema de control predictivo, sin embargo, en los resultados obtenidos se presentó un aumento en la frecuencia de conmutación de los semiconductores en comparación a los resultados obtenidos sin compensación.

- ♣ E. Espinosa, J. Espinoza, J. Rohten, P. Melin, J. Muñoz and C. Baier, "Nonlinear Control and Model Predictive Control Applied to a Multi-Cell AFE Rectifier," IEEE, pp. 1-7, 2015. [8]

Este trabajo trata sobre el uso del FCS-MPC en conjunto de un control no lineal con la finalidad de reducir el contenido armónico en la entrada principal a un rectificador multicelda. En este trabajo se utiliza un rectificador multicelda con la topología wye-wye, de esta forma se intenta evitar el uso de un solo transformador multicelda el cual contiene un devanado primario y múltiples secundarios, esto debido a que este tipo de transformadores, si bien cumplen con la cancelación armónica requerida, son bastante costosos, voluminosos y complejos de diseñar. La topología wye-wye consta de un transformador para cada celda, de esta forma se intenta agregar el transformador al esquema de celda de poder.

Para las corrientes de referencias utilizadas se emulan corrientes basadas en las corrientes de un rectificador trifásico a diodos de 18 pulsos, en donde los armónicos 17 y 19 son los más dominantes, estas corrientes de referencia presentan un desfase entre cada celda de poder de 6.67° , este ángulo de desfase se calcula con el fin de minimizar el THD en el lado primario principal. Además, estas corrientes de referencia diseñadas tienen como objetivo:

- Obtener un contenido armónico definido para cada celda, solucionando el problema de un contenido armónico disperso presente en el FCS-MPC.
- Se utilizan 3 celdas de poder, por ende, se tiene como objetivo emular un rectificador de 18 pulsos.
- Permitir la generación de una corriente de entrada principal con un bajo THD basado en las corrientes de entradas a los transformadores.
- Extender las celdas convencionales de potencial incluyendo un transformador de entrada dejando así la cancelación armónica al esquema de control.

El esquema de control utilizado es un maestro esclavo, en donde el lazo maestro se encarga del voltaje DC y el lazo esclavo se encarga de las corrientes de entrada a cada rectificador. Para el lazo de voltaje, el control se realiza mediante un esquema de control no lineal asegurando la estabilidad del sistema, se realiza un balance de potencias y utilizando la transformada de Park se obtiene a ecuación no lineal de control, con lo que se logra que el voltaje DC presente un comportamiento independiente del tipo de carga o modo de operación, además se utiliza un controlador PI el cual asegura la regulación del voltaje DC y también una respuesta dinámica estable.

Para las corrientes de entrada a cada celda de poder se utiliza el FCS-MPC, ya que este es un esquema de control naturalmente rápido y presenta un rápido seguimiento a las referencias con un comportamiento dinámico, se utilizan las corrientes de referencias diseñadas con anterioridad como entrada al rectificador, se obtiene a ecuación de control la cual es discretizada mediante el método de Euler hacia adelante, posterior a esto se realiza la evaluación de las corrientes futuras en la función de costo diseñada para seleccionar el estado de conmutación más óptimo para asegurar un bajo THD y un factor de desplazamiento unitario, obteniéndose resultados bastante buenos con un THD inferior a un 2%.

- ♣ P. Karamanakos y T. Geyer, «Guidelines for the Design of Finite Control Set Model Predictive Controllers,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 35, n° 7, pp. 7434-7450, July 2020. [9]

Este documento toma forma de guía al momento de diseñar un control predictivo basado en el modelo de estados finitos, ya que hoy en día la industria es reacia a adoptar nuevos métodos de control que no proporcionen beneficios económicos significativos, es decir, el coste de la inversión del sistema de electrónica de potencia o el coste del funcionamiento deben reducirse.

Para esto se toman dos casos de estudio bastante similares, uno de ellos trata de un convertidor trifásico de dos niveles el cual se encuentra alimentando un motor de inducción mientras que el segundo caso de estudio consta del mismo convertidor trifásico y motor de inducción, sin embargo, entre el convertidor y el motor de inducción se encuentra un filtro LC.

Uno de los puntos importantes a destacar de este trabajo es el error de seguimiento de corriente que se genera, visto desde el punto de vista de la función de costo, se presentan dos formas de representar el error entre la corriente de referencia y el error, en donde la forma ℓ_2 (como describe el documento) obtiene mejores resultados de seguimiento de corriente a las diferentes frecuencias de los interruptores. Otros dos puntos importantes a destacar de este trabajo son el factor de peso como

penalización a la frecuencia de conmutación de los semiconductores, ya que este es bastante disperso y tiende a elevarse, a pesar de que no se especifica una relación de cómo obtener un valor concreto de penalización, se especifica que la frecuencia de muestre debe ser dos órdenes de magnitud superior a la frecuencia de conmutación de los semiconductores.

De la longitud del horizonte de predicción se llega a la conclusión de que para el caso de un sistema de primer orden no tiene mayor relevancia aumentar esta longitud ya que el gasto computacional aumenta y los beneficios entregados son muy poco notorios, distinto es el caso de un sistema de orden superior en donde el aumento de la longitud del horizonte de predicción muestra mejores resultados.

- ♣ P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer y R. Kennel, «Model Predictive Control of Power Electronic Systems: Methods, Results, and Challenges,» IEEE Open Journal of Industry Applications, vol. 1, pp. 95-114, 28 August 2020. [10]

Este trabajo podría considerarse una especie de estado del arte del control predictivo en los sistemas de electrónica de potencia, ya que este trabajo ofrece opciones de diseño y parámetros que afectan el comportamiento del sistema, estabilidad en lazo cerrado y robustez del controlador. Por otro lado, también presenta plataformas las cuales pueden implementar el control predictivo en tiempo real.

Este trabajo divide el control predictivo en dos subconjuntos, los cuales son el modelo de control predictivo directo (MPC directo) y el modelo de control predictivo indirecto (MPC indirecto) en donde la principal diferencia entre estos dos subconjuntos se encuentra que en el MPC indirecto se utilizan técnicas de modulación basadas en PWM para lograr los estados de conmutación de los convertidores.

Este trabajo muestra una evaluación de los esquemas de control para ambos subconjuntos, tanto para el MPC directo e indirecto, estos subconjuntos se dividen en diferentes esquemas de control, en donde este documento muestra una evaluación realizada a cada esquema en base a las distintas funciones de costos más comunes utilizadas para estos esquemas de control predictivo y sistemas de electrónica de potencia. Los parámetros evaluados son la complejidad de diseño de estos esquemas, el costo computacional, su desempeño y la estabilidad de estos. Para el MPC directo con seguimiento de referencia se presenta un caso potencialmente inestable, el cual consiste cuando se trabaja con una función de costo de seguimiento de referencia y penalización de frecuencia de conmutación de los switches con la forma ℓ_1 (descrita en el documento), mientras que al utilizar la misma función de

costo pero trabajando con la forma ℓ_2 se obtiene un muy buen desempeño del esquema de control, y tanto el costo computacional como la complejidad de diseño son moderados, sin embargo el sistema es estable. Hay más funciones de costos que ofrecen un excelente desempeño del sistema sin embargo el costo computacional y complejidad del diseño son bastante elevados, además que el horizonte de predicción utilizado es mayor a 1.

- ♣ S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo y M. Norambuena, «Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends,» IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 64, n° 2, pp. 935-947, February 2017. [11]

Este documento presenta una discusión sobre las últimas innovaciones para el MPC en convertidores estáticos y accionamientos, basándose en las principales operaciones de este e identificando tres elementos claves en las estrategias del MPC, los cuales son: el modelo de predicción, la función de costo y finalmente la optimización del algoritmo.

Dentro de la función de costo se hace mención a la apropiada selección de esta, en donde la selección de la función de costo dependerá netamente del comportamiento deseado del sistema, sin embargo, se presenta una tabla resumen con aplicaciones en la electrónica de potencia y sus apropiadas funciones de costo. Otro punto importante del cual se habla es de la correcta selección de los factores de peso, ya que al momento de implementarse un factor de peso en las funciones de costo estos suelen ser bastante complejos de calcular para obtener un comportamiento del sistema deseado, una de las opciones presentes consta de dividir las variables dentro de la función de costo por su magnitud nominal, trabajando en valores por unidad, de esta forma se hace más sencillo escoger un valor de importancia para una variable dentro de la función de costo.

- ♣ E. Espinosa, J. Espinoza, P. Melín, J. Rohten, C. Baier y M. Reyes, «Finite Control Set—Model Predictive Control with Non-Spread Spectrum and Reduced Switching Frequency Applied to Multi-Cell Rectifiers,» Energies, vol. 14, n° 19, p. 6045, Septiembre 2021. [12]

Este documento aborda los convertidores multipulso, presentando una opción a estos los cuales a pesar de poseer la gran ventaja de otorgar una minimización armónica al momento de accionar motores CA, son por lo general bastante voluminosos, cotosos y no amplía la celda de poder existente. Por ende, este trabajo propone la eliminación de este aparatoso transformador y lo reemplaza por transformadores wye-wye con la finalidad de que estos formen parte de la estrategia de control del sistema.

Se utiliza al FCS-MPC como la estrategia de control y se detalla el modelo del rectificador AFE, ya que este es clave para el correcto funcionamiento de la estrategia de control, por otro lado, se detalla la función de costo a utilizar con la finalidad de reducir la frecuencia de conmutación de los semiconductores abordando las pérdidas presentes en estos.

- ♣ E. E. Espinosa, P. E. Melin, H. O. Garcés, C. R. Baier y J. R. Espinoza, «Multicell AFE Rectifier Managed by Finite Control Set–Model Predictive Control,» *IEEE Access*, vol. 9, pp. 137782-137792, 2021. [13]

Este trabajo presenta un reemplazo a los transformadores multipuso actuales que si bien presentan una correcta cancelación armónica estos tienden a ser voluminosos, pesados, costosos y deben diseñarse de acuerdo con el número de celdas de potencia que se requerían para cada caso en específico. El enfoque propuesto en este documento logra emular la cancelación armónica del transformador multipulso debido a la utilización del algoritmo predictivo (FCS-MPC) utilizando también corrientes de entradas desfasadas para cada celda de poder.

En este trabajo se detallan: (i) el desarrollo matemático para determinar las corrientes de referencia en la entrada de los rectificadores AFE obteniendo la minimización armónica, (ii) se analiza el reemplazo del transformador de entrada mediante normas internacionales, (iii) se presenta el modelo matemático de cada celda de poder, es decir de cada rectificador lo cual es necesario para el correcto funcionamiento del FCS-MPC y además para sintonizar el esquema de control maestro-esclavo.

- ♣ S. Zhanfeng, Z. Fengjiao y Z. Zhen, «Parallel-Observer-Based Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Machines With Reduced Switching Frequency,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS*, pp. 6457-6467, 2019. [14]

Este trabajo presenta una estrategia de control propuesta para una máquina sincrónica de imanes permanentes, se adopta la estrategia de control predictivo con reducción en la frecuencia de conmutación, esta reducción en la frecuencia de conmutación se obtiene mediante la función de costo, la cual incluye una penalización. Para minimizar el coste computacional y el delay del sistema se toman en cuenta al momento de elegir la estrategia de control las características de orden cero del sistema y el delay del sistema. Por otro lado, este trabajo propone una estructura de observadores con la finalidad de realizar simultáneamente la predicción del comportamiento del sistema y la estimación de las perturbaciones.

Este documento no detalla la función de costo utilizada para la reducción de conmutación, si bien detalla la función de costo utilizada para el control de corriente, se le aplica una penalización al control de corriente, pero no existe en el documento una función de costo que se encargue netamente de la reducción de conmutación.

- ♣ Z. Yongchang , B. Yuning, Y. Haitao y Z. Boyue, «Low Switching Frequency Model Predictive Control of Three-Level Inverter-Fed IM Drives With Speed-Sensorless and Field-Weakening Operations,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 4262-4272, 2019. [15]

Este trabajo propone un modelo de control predictivo (MPC) de baja complejidad con un corto horizonte de predicción para un inversor de tres niveles con punto neutro fijo (3L-NPC) aplicado en accionamientos de motores de inducción. Además, se aplica un debilitamiento del campo lo cual amplía significativamente el rango de velocidades alcanzadas por los IM. Este método propuesto no requiere factores de peso para el control del flujo lo que facilita el ajuste de los parámetros.

Se habla de la utilización de solo una tabla de cambios de estado y de un sensor de velocidad, el cual fue eliminado posteriormente y se amplió a dos tablas de cambios de estado, lo cual ayudo a la reducción de la frecuencia de conmutación y redujo el costo computacional. Sin embargo, de igual forma se realiza una reducción de la frecuencia de conmutación mediante la función de costo, agregándole un factor de peso. Por otro lado, este documento no aborda la compensación por retraso que es intrínseca en el MPC.

1.2.3 Estándares

- ♣ IEEE Power and Energy Society, «IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,» *IEEE STANDARDS ASSOCIATION*, p. 29, 2014. [16]

Este documento elaborado por IEEE norma los límites de inyección de corrientes armónicas producto del uso de múltiples convertidores estáticos en sistemas de potencia, detalla los límites para inyección de armónicos en estado estacionario y también señala condiciones transitorias que excedan estas limitaciones. Sin embargo, este documento no cubre los efectos de interferencia de radiofrecuencia, aunque, si ofrece alguna orientación para sistemas telefónicos.

- ♣ IEEE Power and Energy Society, «IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,» *IEEE STANDARDS ASSOCIATION*, p. 98, 2019. [17]

Este documento elaborado por IEEE describe de forma detallada los fenómenos electromagnéticos inducidos posibles a presentarse en sistemas de alimentación. además, aborda los diferentes instrumentos para monitorear estos fenómenos electromagnéticos y como utilizar dichos instrumentos de forma apropiada, incluyendo seguridad, lugar de monitoreo e interpretación de los datos obtenidos en el monitoreo.

- ♣ Comisión Nacional de Energía, Norma Técnica de Calidad de Servicio para Sistemas de Distribución, Santiago, 2019. [18]

Este documento elaborado por la comisión nacional de energía es una norma técnica establecida por la ley general de servicios eléctricos. Esta norma tiene el objetivo de establecer exigencias y estándares de calidad de servicio para los sistemas de distribución de energía eléctrica con respecto a: (i) Calidad de producto, (ii) Calidad de suministro y (iii) calidad comercial. Esta norma técnica tiene como alcance las empresas de distribución, clientes y usuarios de la red de distribución.

1.2.4 **Discusión**

Considerando la revisión bibliográfica realizada, se observa la gran cantidad de estudios que se han realizado utilizando el control predictivo basado en el modelo de estados finitos aplicado en convertidores de potencia [11], [10], [8], [7], [6], [5], [4], [2], [1]. A pesar de la gran cantidad de estudios que se tiene de este esquema de control, este sigue siendo bastante vanguardista en lo que son los sistemas eléctricos de potencia. sin embargo, hoy en día se siguen utilizando de amplia forma los esquemas de control clásicos, como lo son las técnicas de control basadas en PWM las cuales llevan tiempo siendo utilizadas en los convertidores comercializados en el mercado.

El esquema de modulación mediante PWM es bastante confiable cumpliendo con las normas y estándares eléctricos [16], [17], [18] los cuales hoy en día son bastante estrictos con respecto al contenido armónico que estos aparatos pueden aportar al SE [3]. Entregando un contenido armónico adecuado el cual cumple a su cabalidad con las normas establecidas. Por otro lado, los esquemas de control que cuentan con etapa de modulación mediante PWM han logrado cumplir con los requerimientos de regenerar energía y además presentar un factor de potencia unitario, también este esquema de control asegura una frecuencia de conmutación fija para los semiconductores utilizados en estos aparatos, con lo cual se tiene un valor fijo de pérdidas por conmutación de estos

semiconductores, además de que se mitigan los armónicos inferiores al múltiplo del índice de modulación en frecuencia por la frecuencia de la red.

Sin embargo, en contraste con el FCS-MPC, este último presenta una frecuencia de conmutación bastante elevada y difusa por lo cual no se puede hablar de un valor fijo, además no es posible la eliminación de contenido armónico específico como el caso del PWM. Por otro lado, el FCS-MPC presenta una mayor flexibilidad y ofrece la posibilidad de controlar múltiples variables, en base a la revisión bibliográfica, se puede observar que este tipo de control se utiliza sobre corrientes, voltajes, potencia activa y reactiva, torque y flujo entre otras variables. La utilización de la función de costo es lo que le otorga el gran grado de flexibilidad que presenta este control, que es posible otorgar mayor o menor importancia a las variables a controlar dentro de esta función, por otro lado, se aprovecha del comportamiento natural del propio convertidor, lo que hace que sea de fácil implementación y sin necesidad de una etapa de modulación.[9], [10], [11], [13].

En los diversos trabajos revisados, se detalla la reducción de conmutación en los semiconductores al utilizar el FCS-MPC como esquema de control, se observa que es posible gracias a su flexibilidad agregar este parámetro a la función de costo como variable a controlar, logrando así obtenerse buenos resultados de seguimiento de las variables eléctricas a controlar y además reducir la frecuencia de conmutación de los semiconductores evitando grandes pérdidas por conmutación. El retraso de tiempo que presenta este tipo de control debido a que el sensado y la actuación del control es imposible de realizar de forma simultánea es compensada en [7] mediante la realización de una predicción más hacia el futuro.

En la red eléctrica es común encontrar perturbaciones que afecten la calidad de onda de las corrientes y voltajes, el término calidad de suministro eléctrico recibe muchas definiciones, sin embargo, la más acertada al día de hoy es la siguiente "algún problema manifestado en el voltaje, corriente o desviaciones en la frecuencia que da como resultado fallas o pérdidas de operación en los equipos" (Dugan: "Electrical Power System Quality"; McGraw Hill, 1966). Algunos de los efectos que se pueden hacer presente en la red eléctrica son los efectos Notch, Surges, Sag y Swell, los cuales se encuentran definidos en [17] por lo tanto, en base a la revisión bibliográfica realizada, es posible optar por el FCS-MPC como una opción viable al momento de mitigar este tipo de efectos los cuales son nocivos para los convertidores de potencia AFE, debido a la flexibilidad que presenta este tipo de control, la capacidad de regenerar energía y la capacidad de obtener un factor de potencia unitario.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Mediante la utilización del FCS-MPC es posible reducir la frecuencia de conmutación de los semiconductores al agregar una penalización en la función de costo establecida para controlar flujos de potencia en un rectificador AFE. Por otro lado, es posible mantener el voltaje en el enlace DC frente a perturbaciones en el voltaje de red al agregar una función de costo adicional al esquema de control del FCS-MPC. esto mientras se mantiene una distorsión armónica dentro de los límites permitidos dados por el estándar 519-2014 de la IEEE.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Diseñar una estrategia de control para un rectificador de frente activo AFE, basada en FCS-MPC, el cual permita una reducción de la frecuencia de conmutación y mantener el V_{DC} regulado en condiciones de perturbaciones en el voltaje de red CA.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Análisis del estado del arte del control predictivo basado en modelo de estados finitos en convertidores estáticos, cancelación armónica en convertidores estáticos, convertidores estáticos con reducción en la frecuencia de conmutación.
- Propuesta de esquema de control basado en FCS – MPC con reducción de frecuencia de conmutación capaz de otorgar libertad al presentarse perturbaciones en la red de suministro.
- Propuesta de lazo de control para el voltaje DC Link.
- Simulación en L.C. de los lazos de corriente de entrada y voltaje DC Link.

1.5. Alcances y Limitaciones

- Los semiconductores se consideran ideales
- La carga en el lado DC, es del tipo resistiva.
- El sistema de alimentación AC, es balanceado.
- La aproximación de la derivada se realizará mediante el método de Euler hacia adelante.
- La simulación es realizada en PSIM.
- Se considera el análisis bajo falla en la red de secuencia positiva.

- Para cálculos y análisis matemáticos, se considera el uso de Matlab.
- Este proyecto de habilitación profesional no considera pruebas experimentales.

1.6. Temario y Metodología

Este documento constara de cinco capítulos, en donde el primer capítulo se presenta una introducción al problema el cual pretende cubrir este trabajo y una detallada revisión bibliográfica sobre la materia en la cual se está trabajando. El segundo capítulo tiene la finalidad de presentar el funcionamiento del rectificador de frente activo y su modelamiento. En el tercer capítulo se mostrará de forma detallada el funcionamiento del FCS-MPC, se presentará una propuesta del esquema de control con reducción en la frecuencia de conmutación y se propone un esquema de lazo de control para el voltaje DC link. El cuarto capítulo define los estándares 519-2014 y 1159-2019, además se propone el esquema de control a utilizar. Y finalmente en el quinto capítulo se tienen las conclusiones del trabajo llevado a cabo y posibles trabajos futuros.

La metodología de este trabajo consiste:

- La realización de una continua revisión bibliográfica sobre el FCS-MPC con y sin reducción en la frecuencia de conmutación de los semiconductores aplicado en rectificadores AFE, para así conocer en profundidad el estado del arte del FCS-MPC.
- Estudio y análisis del estado del arte de la técnica de control FCS-MPC aplicada en un rectificador de frente activo.
- Estudio, análisis y modelamiento de un rectificador de frente activo obteniendo su región de operación. además, generar un punto de operación utilizando la técnica de control PWM en lazo abierto para el control de corriente, visualizando el funcionamiento del rectificador AFE.
- Proponer en base a la información recaudada un esquema de control capaz de mantener los valores de THD por debajo de la norma IEEE 519-2019 y mantener el voltaje requerido en el enlace DC, considerando que las perturbaciones en el voltaje de red son parte de los requerimientos del diseño de control.
- Simulación del esquema de control propuesto en PSIM® ayudándose también de software de cálculos como Matlab y de programación como C++.

- Analizar los resultados obtenidos para finalmente llegar a una conclusión sobre el trabajo realizado, guiándose por lo especificado en el estándar IEEE 519-2019 y por la Norma Técnica de Calidad de Servicio para Sistemas de Distribución.

Capítulo 2. Rectificadores de Frente Activo AFE.

2.1. Introducción

La conversión de energía de AC-DC se utiliza en gran variedad de aplicaciones, algunas de estas son: (i) bancos de baterías, (ii) accionamientos eléctricos, (iii) transmisión en HVDC y (iv) conexión a la red de fuentes de energía no convencionales, etc. Los rectificadores pueden ser clasificados según su frecuencia de conmutación, en donde para rectificadores de baja frecuencia de conmutación, se tienen los rectificadores basados en diodos y en tiristores, estos son los semiconductores más utilizados, principalmente por su capacidad de transmisión de alta potencia, sin embargo estos rectificadores presentan algunas desventajas, una de ellas es la nula capacidad de regeneración de energía hacia la red eléctrica, por ende esta energía excedente en el sistema debe ser eliminada de alguna forma, siendo la más común de estas mediante una resistencia en donde esta energía excedente se disipa en forma de calor. Estos efectos de calor son bastantes nocivos en las instalaciones eléctricas y sumado a los efectos de contenido armónico que los rectificadores producen en la corriente de entrada se tienen, calentamiento de cables, transformadores y motores, fenómenos de resonancia, etc., en general se genera un deterioro de la calidad de la energía en la red eléctrica.

Para el caso de los rectificadores de alta frecuencia, es donde se destacan los rectificadores de frente activo (AFE) los cuales están compuestos por un puente rectificador basado en semiconductores de conmutación, donde la tecnología más madura es la del IGBT. En comparación con los rectificadores a diodo o tiristores mencionados con anterioridad, los rectificadores AFE otorgan: (i) un menor contenido armónico en las corrientes de entrada al rectificador, (ii) presentan la posibilidad de trabajar con un factor de potencia unitario lo cual es debido a la capacidad de control que se puede ejercer sobre estos rectificadores, (iii) la obtención de un voltaje DC Link de bajo rizado y además, (iv) esta capacidad de control permite un flujo bidireccional de energía por el enlace DC.

En el siguiente apartado en Fig. 2.1 se presenta la topología de un AFE.

2.2. Modelamiento de un Rectificador AFE

Antes de realizar el modelamiento del rectificador AFE, cabe mencionar que estos rectificadores poseen una región de operación dada por sus parámetros físicos, esta gama de soluciones propuesta por la región de operación de cada rectificador puede ser acotada por ciertas

limitaciones las cuales se encargan de otorgar un correcto funcionamiento del rectificador, de esta forma se logra acotar la región de operación de estos rectificadores.

Una de estas restricciones capaz de acotar la región de operación de un VSR es la existencia de un conjunto limitado de índices de modulación factibles para la topología, ahora bien, se tiene un conjunto de índices de modulación para operación lineal de convertidor y para operación con sobre modulación. Para el caso de operación lineal, se debe cumplir en ejes rotatorios dq que los índices de modulación deben encontrarse dentro de un círculo unitario, es decir,

$$\sqrt{(M_r^d)^2 + (M_r^q)^2} \leq 1 \quad (0.1)$$

Y en caso de operar con sobre modulación, los índices de modulación en ejes rotatorios dq deben encontrarse entre un círculo de radio unitario y uno de radio $\frac{4}{\pi}$, es decir,

$$1 < (M_r^d)^2 + (M_r^q)^2 \leq \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \quad (0.2)$$

Por otro lado, además de presentarse estas restricciones para los índices de modulación, se tienen restricciones físicas de la topología acotando aún más la región de operación. Una de estas restricciones físicas se encuentra en su voltaje DC, el cual no puede ser negativo ni menor a $\sqrt{3}$ veces el voltaje de alimentación,

$$V_{DC} \geq \sqrt{3}V_s^d \quad (0.3)$$

Esto debido a que los diodos presentes en los semiconductores deben encontrarse polarizados negativamente, de no ser así estos diodos comenzarían a conducir y el rectificador se comportaría como un rectificador a diodos común, es por esto que para asegurar el correcto funcionamiento de los semiconductores se debe garantizar que el voltaje en el enlace DC será más alto que el voltaje peak entre líneas, de esta forma los diodos se encontraran bloqueados y conducirán solo cuando el transistor este encendido y se den condiciones favorables del voltaje AC instantáneo.

Más adelante en el Capítulo 6 de simulación se presenta un modelo de rectificador AFE con su respectiva región de operación.

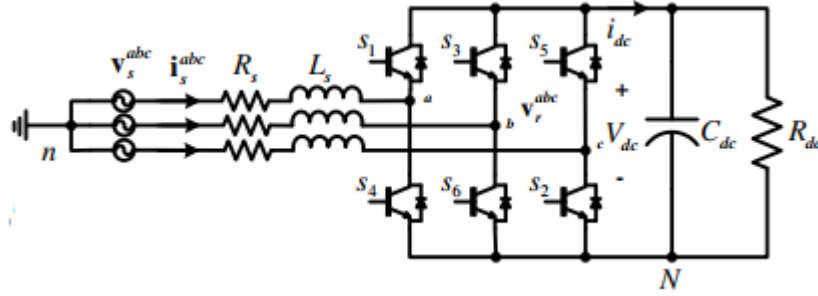


Fig. 2.1 Rectificador AFE (VSR)

Luego de haber presentado la existencia de una amplia gama de soluciones para un VSR en base a sus parámetros de diseño y las restricciones físicas de este que logran acotar esta región de operación, es necesario obtener el modelamiento matemático del VSR presentado en Fig. 2.1. esto con la finalidad de realizar un control sobre él. Para esto, observando Fig. 2.1. se realiza un LVK en el lado AC del rectificador obteniéndose,

$$\begin{aligned}
 V_s^a &= L_s \frac{di_s^a}{dt} + i_s^a R_s + S^a V_{dc} + V_{Nn} \\
 V_s^b &= L_s \frac{di_s^b}{dt} + i_s^b R_s + S^b V_{dc} + V_{Nn} \\
 V_s^c &= L_s \frac{di_s^c}{dt} + i_s^c R_s + S^c V_{dc} + V_{Nn}
 \end{aligned} \tag{0.4}$$

Se puede observar en la ecuación (1.4) la presencia de un término similar en las tres leyes de voltaje de Kirchhoff V_{Nn} el cual es un voltaje que se obtiene al realizar una medición desde el neutro flotante y el neutro de referencia, sumando estos tres LVK y por ley de voltajes de Kirchhoff se tiene,

$$\begin{aligned}
 0 &= (S^a + S^b + S^c) V_{dc} + 3V_{Nn} \\
 V_{Nn} &= \frac{-(S^a + S^b + S^c)}{3} V_{dc}
 \end{aligned} \tag{0.5}$$

Ahora reemplazando (1.5) en los tres LVK presentados en (1.4) se tiene,

$$V_s^{abc} = L_s \frac{di_s^{abc}}{dt} + i_s^{abc} R_s + M \cdot S^{abc} \cdot V_{dc} \tag{0.6}$$

La ecuación (1.6) se encuentra presentada de forma matricial, con,

$$V_s^{abc} = \begin{bmatrix} V_s^a \\ V_s^b \\ V_s^c \end{bmatrix}; i_s^{abc} = \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix}; S^{abc} = \begin{bmatrix} S^a \\ S^b \\ S^c \end{bmatrix}; M = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (0.7)$$

Una vez obtenido el modelamiento para el lado AC, corresponde llevar a cabo el modelamiento en el lado DC del VSR, en donde se tiene,

$$\begin{aligned} V_{dc}(t) i_{dc}(t) &= [V_s^{abc}]^T [i_s^{abc}] \\ i_{dc}(t) &= [S^{abc}(t)]^T M [i_s^{abc}] \end{aligned} \quad (0.8)$$

De esta forma, realizando un LCK en el lado DC, se logra obtener,

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc} + \frac{V_{dc}}{R_{dc}} \quad (0.9)$$

Ahora reemplazando (1.8) en (1.9),

$$[S^{abc}(t)]^T M [i_s^{abc}] = C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc} + \frac{V_{dc}}{R_{dc}} \quad (0.10)$$

Así, las ecuaciones (1.6) y (1.9) representan el modelo conmutado del VSR presentado en la Fig.2.1, este modelo es no lineal, debido a que los valores a tomar por los semiconductores son [1 2] y a que existen multiplicaciones entre las entradas y variables de estado del VSR. Por ende, es necesario un modelo de sistema continuo y no discreto como lo es el modelo conmutado.

El modelo promedio de un VSR el cual es un modelo continuo, considera los estados de conmutación de la siguiente forma,

$$S^{abc} = G_{DC} + G_{AC} m_i^{abc} + G_{HF} \quad (0.11)$$

En donde G_{DC} representa la componente continua de modulación, G_{AC} es la ganancia de la componente fundamental de la modulación, G_{HF} es la componente de alta frecuencia y m_i^{abc} representa la amplitud de la señal modulante. Por lo tanto, reemplazando (1.11) en el modelo conmutado (1.6) y (1.9) y despejando las variables de estado, se tiene,

$$\begin{aligned} \frac{di_s^{abc}}{dt} &= \frac{V_s^{abc}}{L_s} - \frac{i_s^{abc} R_s}{L_s} - \frac{M(G_{DC} + G_{AC}m_i^{abc} + G_{HF})V_{dc}}{L_s} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{\left[(G_{DC} + G_{AC}m_i^{abc} + G_{HF}) \right]^T M \left[i_s^{abc} \right]}{C_{dc}} - \frac{(V_{dc})}{C_{dc}R_{dc}} \end{aligned} \quad (0.12)$$

Considerando G_{HF} y G_{DC} igual a cero y la señal moduladora balanceada,

$$\left(Mm_i^{abc} \right) = m_i^{abc} \quad (0.13)$$

Por lo tanto, las ecuaciones del modelo promedio son las siguientes,

$$\begin{aligned} \frac{di_s^{abc}}{dt} &= \frac{V_s^{abc}}{L_s} - \frac{i_s^{abc} R_s}{L_s} - \frac{G_{AC}m^{abc}V_{dc}}{L_s} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{G_{AC} \left[m^{abc} \right]^T \left[i_s^{abc} \right]}{C_{dc}} - \frac{V_{dc}}{C_{dc}R_{dc}} \end{aligned} \quad (0.14)$$

De esta forma se obtienen las ecuaciones que modelan el rectificador AFE de forma que las variables discretas como lo eran los estados de conmutación ahora presentan un comportamiento continuo. Por otro lado, los sistemas trifásicos dinámicos no pueden ser analizados directamente, debido a su variación en forma sinusoidal, para esto existen transformaciones de ejes, como lo son la transformada de Clark y la transformada de Park las cuales se pueden observar en el anexo y pueden ser llevadas a cabo en base a la ecuación (1.14) que modela el sistema de forma continua.

2.3. Región de operación de un rectificador AFE

Un punto importante a considerar es la región total de operación del rectificador, es bueno saber al área total que podría lograr abarcar el convertidor, de esta forma se puede determinar la cantidad máxima de potencia activa y reactiva que el convertidor es capaz de manejar.

Para esto se utiliza el modelo del convertidor en ejes rotatorios, los cuales mediante la corriente de cuadratura y directa, son capaces de entregarnos información respecto a la cantidad máxima de potencia reactiva y activa que la topología es capaz de manejar, los gráficos obtenidos están sujeto a las restricciones propias del rectificador AFE, las cuales fueron mencionadas en el apartado anterior (1.1, 1.2 y 1.3).

2.3.1 Transformada de abc a $dq0$ en un rectificador AFE

La transformada de Park o $dq0$ tiene la capacidad de convertir los componentes abc de un sistema trifásico a otro sistema de referencia $dq0$, como objetivo, esta transformada convierte las variables trifásicas abc las cuales son variables senoidales en el tiempo a valores constantes $dq0$ en régimen permanente, esta transformada depende del ángulo de referencia de la red, ya que la principal característica de esta transformada es realizar un mapeo de las cantidades sinusoidales a cantidades continuas. La transformación directa se representa a continuación.

$$x^{dq0}(t) = T_{abc-dq0}(t)x^{abc}(t) \quad (0.15)$$

En donde $T_{abc-dq0}(t)$ se define de la siguiente manera,

$$T_{abc-dq0}(t) = T_{\alpha\beta\gamma-dq0}(t)T_{abc-\alpha\beta\gamma}(t) \quad (0.16)$$

Donde $T_{abc-\alpha\beta0}(t)$ y $T_{\alpha\beta0-dq0}(t)$ se definen a continuación.

$$T_{abc-\alpha\beta\gamma}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (0.17)$$

$$T_{\alpha\beta\gamma-dq0}(t) = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (0.18)$$

Así $T_{abc-dq0}(t)$ queda definido de la siguiente manera,

$$T_{abc-dq0}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \alpha) & \sin(\omega t - \alpha) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \alpha) & \cos(\omega t - \alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (0.19)$$

De esta forma, la transformada $dq0$ facilita el análisis a un sistema trifásico, trabajando así con solo dos variables, las cuales se encuentran en el semiplano complejo.

2.3.2 Modelamiento de un rectificador AFE en variables dq0

Utilizando lo definido en el apartado anterior sobre la transformada de Park, es posible modelar el rectificador AFE en ejes rotatorios utilizando la ecuación (1.14), de esta forma se obtienen las ecuaciones que entregaran información más específica sobre el sistema. Además, visualizando la ecuación (1.14) se debe considerar que para el caso de la transformación $dq0$ aplicada sobre una derivada, se tiene lo siguiente.

$$\frac{d(T_{dq0-abc}(t)x^{dq0}(t))}{dt} = T_{dq0-abc}(t)Wx^{dq0}(t) + T_{dq0-abc}(t)\frac{dx^{dq0}(t)}{dt} \quad (0.20)$$

$$T_{dq0-abc}(t) = T_{abc-dq0}(t)^{-1} = T_{abc-dq0}(t)^T \quad (0.21)$$

Con,

$$W = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (0.22)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (0.23)$$

Así, aplicando la transformada a la ecuación (1.14) se tiene,

$$\frac{di_s^{dq0}}{dq} = -Wi_s^{dq0} + \frac{V_s^{dq0}}{L_s} - \frac{i_s^{dq0}R_s}{L_s} - \frac{G_{AC}m^{dq0}V_{dc}}{L_s} \quad (0.24)$$

$$\frac{di_s^d}{dq} = wi_s^q + \frac{V_s^d}{L_s} - \frac{i_s^dR_s}{L_s} - \frac{G_{AC}m^dV_{dc}}{L_s} \quad (0.25)$$

$$\frac{di_s^q}{dq} = -wi_s^d + \frac{V_s^q}{L_s} - \frac{i_s^qR_s}{L_s} - \frac{G_{AC}m^qV_{dc}}{L_s} \quad (0.26)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{G_{AC}(m^di_s^d + m^qi_s^q)}{C_{dc}} - \frac{V_{dc}}{C_{dc}R_{dc}} \quad (0.27)$$

De esta forma queda modelado un rectificador AFE, las ecuaciones (1.25), (1.26) y (1.27) representan el comportamiento de este en base a la corriente directa, corriente de cuadratura y voltaje en el enlace DC.

De las ecuaciones (1.25) a (1.27) se despejan las variables de estado en función de la entrada, moduladoras y parámetros del modelo del convertidor, las derivadas son igualadas a cero, de esta forma y considerando el voltaje de alimentación como referencia angular, es decir al realizar la transformación de ejes, la componente de cuadratura de este voltaje es de $v_s^q = 0$, se tiene las siguientes ecuaciones que logran describir el plano de la región de operación.

$$I_s^d = \frac{(R_{dc}G_{AC}^2(M_r^q) + R_s)V_s^d}{(R_{dc}G_{AC}^2((M_r^q)^2 + (M_r^d)^2) + L_s^2\omega^2 + R_s^2)} \quad (0.28)$$

$$I_s^q = -\frac{(R_{dc}G_{AC}^2(M_r^q) + L_s\omega)V_s^d}{(R_{dc}G_{AC}^2R_s((M_r^q)^2 + (M_r^d)^2) + L_s^2\omega^2 + R_s^2)} \quad (0.29)$$

$$V_{dc} = \frac{G_{AC}R_{dc}V_s^d(R_sM_r^d - L_sM_r^q\omega)}{(R_{dc}G_{AC}^2R_s((M_r^q)^2 + (M_r^d)^2) + L_s^2\omega^2 + R_s^2)} \quad (0.30)$$

Al revisar las ecuaciones (1.28) a (1.30) se puede ver que estas dependen netamente de las moduladoras, pues los parámetros del sistema y las respectivas ganancias son valores conocidos. Por otro lado, los índices de modulación para encontrarse trabajando en su condición lineal, presentan cierta restricción, la cual fue mencionada anteriormente y se observa en la ecuación (1.1).

En Fig. 2.2 se puede observar la región de operación lineal de las moduladoras en todo el rango de valores posibles de estas, donde la región de operación de estas presenta una forma de cono invertido, además las orillas de este cono invertido presentan valores cercanos a 1 para el módulo del índice de modulación, mientras que para valores más cercanos al centro se obtienen valores del módulo del índice de modulación cercanos a 0.

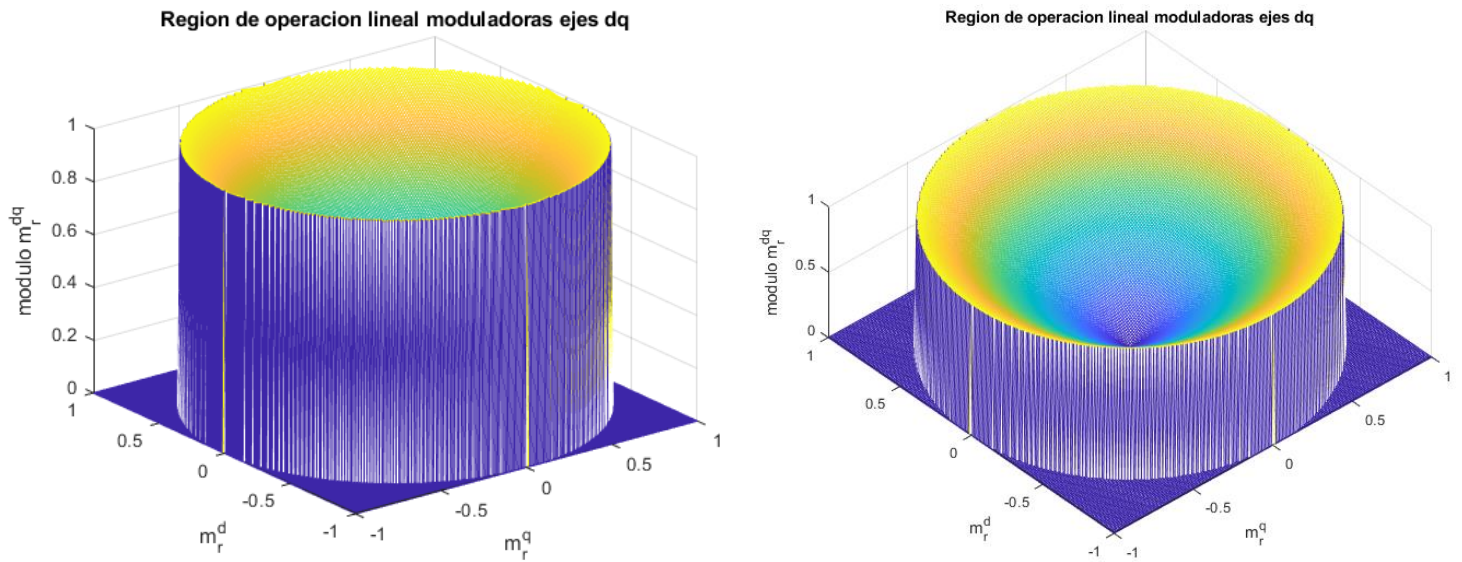


Fig. 2.2 Región de operación lineal moduladoras en ejes dq

Mientras que la Fig. 2.2 muestra los valores de la región de operación lineal de las moduladoras en ejes dq , en Fig. 2.3 muestra la región de operación de la corriente directa considerando todo el rango de valores de las moduladoras, se observa que se puede obtener el mismo valor de I_s^d para distintos valores de las moduladoras, esta presenta un comportamiento cuadrático en donde los máximos posibles se encuentran en los extremos superiores de la parábola.

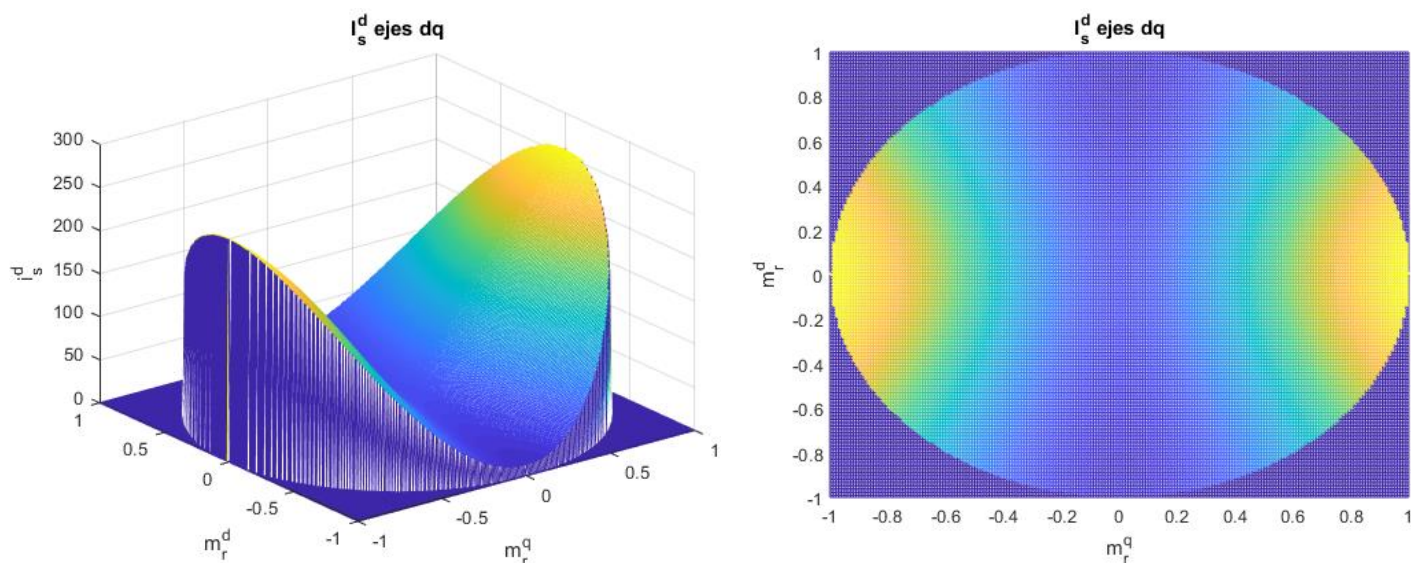


Fig. 2.3 Región de operación corriente directa en todo el rango de valores de las moduladoras

Para la región de operación de corriente de cuadratura en todo el rango de valores de las moduladoras se observa Fig. 2.4, donde se presentan todo el rango de valores de las moduladoras, se puede ver que al igual que para la corriente directa, esta presenta un comportamiento cuadrático en donde es posible obtener valores similares de corriente de cuadratura utilizando distintos valores de moduladoras.

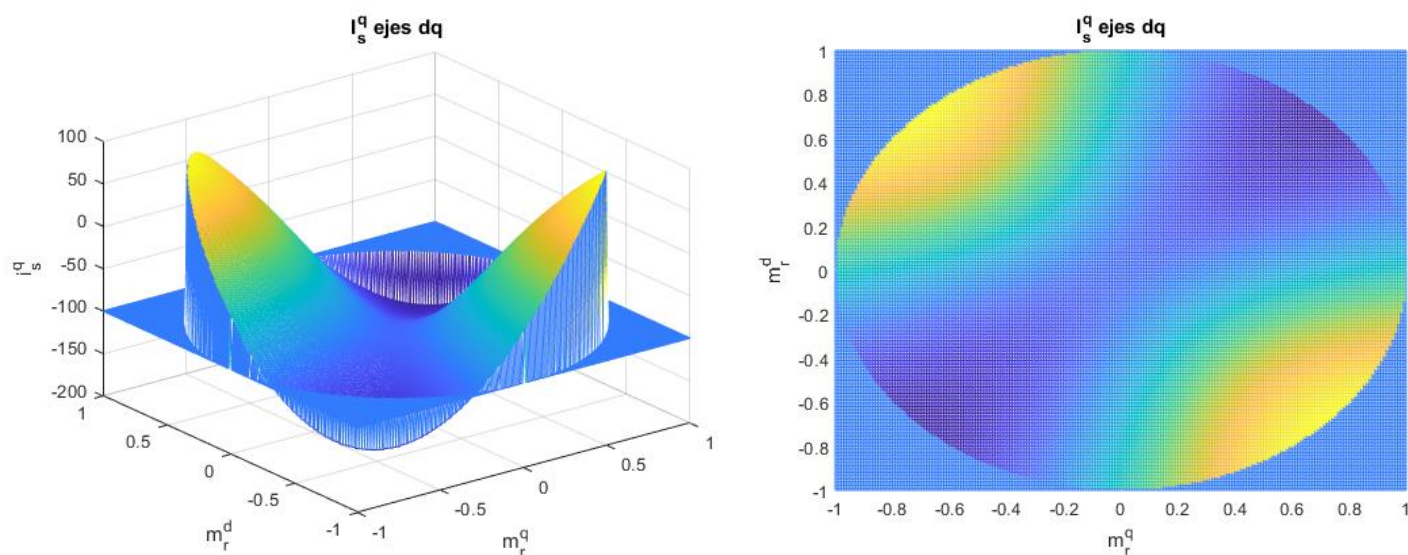


Fig. 2.4 Región de operación corriente de cuadratura en todo el rango de valores de las moduladoras

En Fig. 2.5 se muestra la región de operación para los valores de voltaje DC, se observa que este logra tomar como máximo valores cercanos a los 1500[V], otro punto a tener en cuenta es que, para ciertos valores de las moduladoras, es posible obtener un voltaje DC negativo, lo cual no cumple con la restricción de voltaje mostrada en la ecuación (1.3), esta es una restricción física propia de los rectificadores AFE la cual reduce la región de operación de estos.

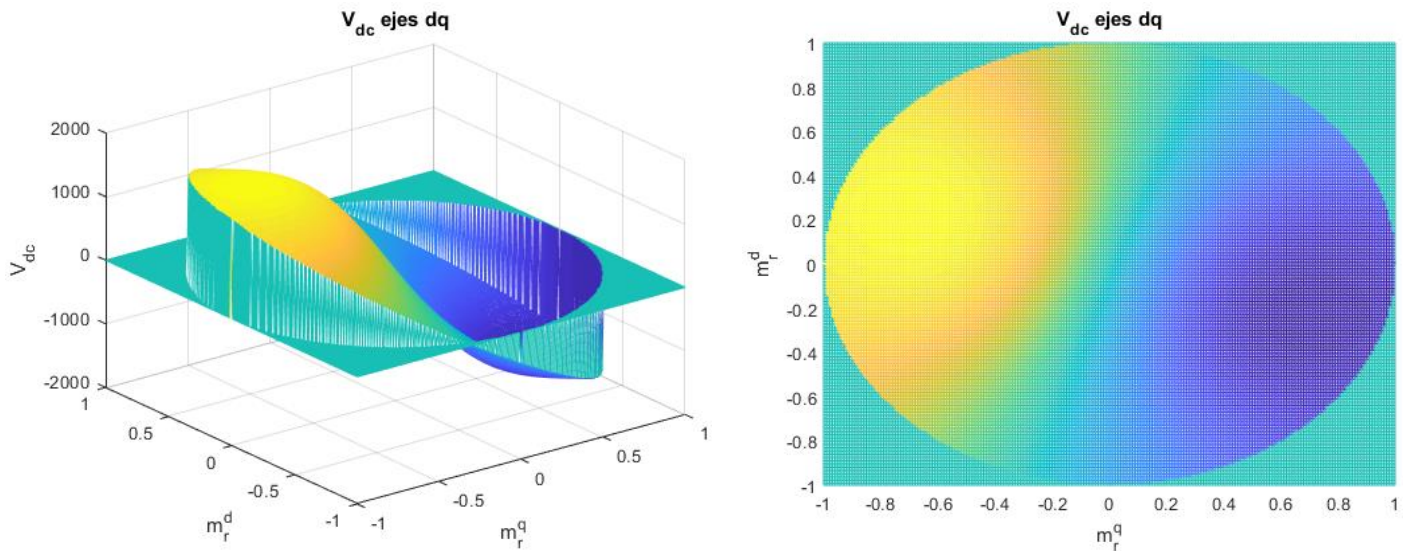


Fig. 2.5 Región de operación para el voltaje DC considerando todo el rango de valores de las moduladoras.

Ahora bien, considerando las restricciones impuestas en el apartado anterior por las ecuaciones (1.1), (1.2) y (1.3) se obtiene una región de operación más acotada para todas las imágenes ilustradas previamente, así se logra obtener una visión más clara para lograr trabajar con estos rectificadores.

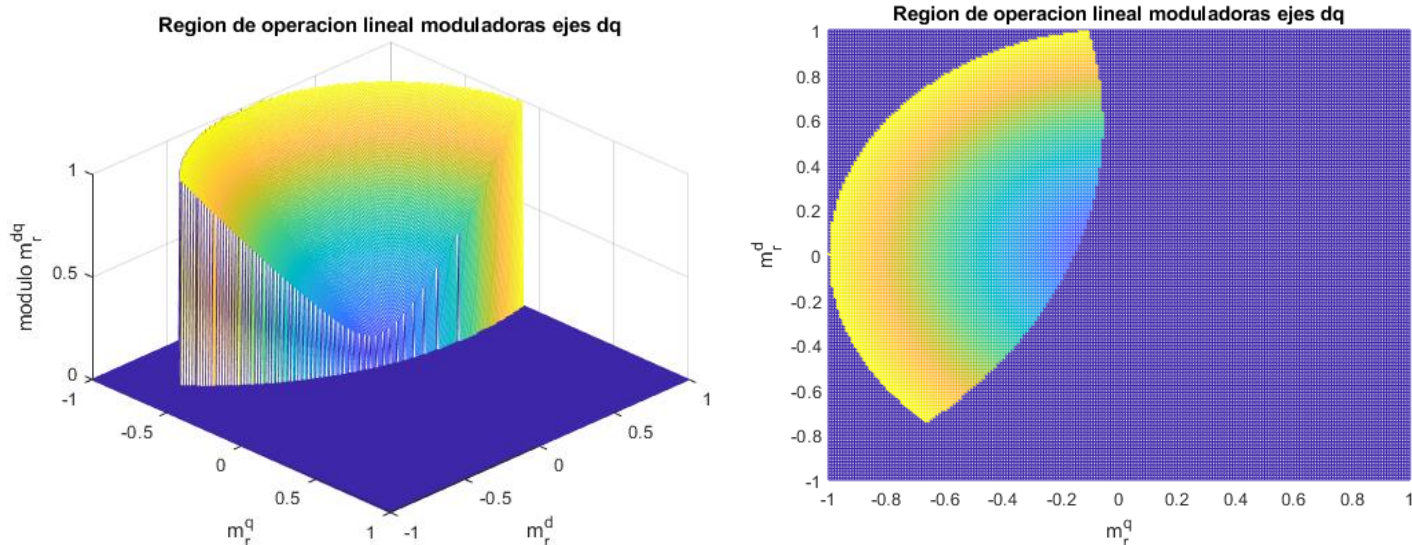


Fig. 2.6 Región de operación lineal moduladoras en ejes dq considerando restricción de Vdc

En Fig. 2.6, se muestra la región de operación lineal de las moduladoras considerando la restricción del voltaje DC, se observa que esta región fue reducida bastante en comparación a lo mostrado en Fig. 2.2, estos valores de moduladoras obtenidos se encuentran dentro del rango de la restricción del voltaje DC. Se observa que para el caso de M_r^q no se obtienen valores de esta moduladora superiores a 0, no así para el caso de M_r^d que presenta en todo su rango de valores dentro de las restricciones impuestas.

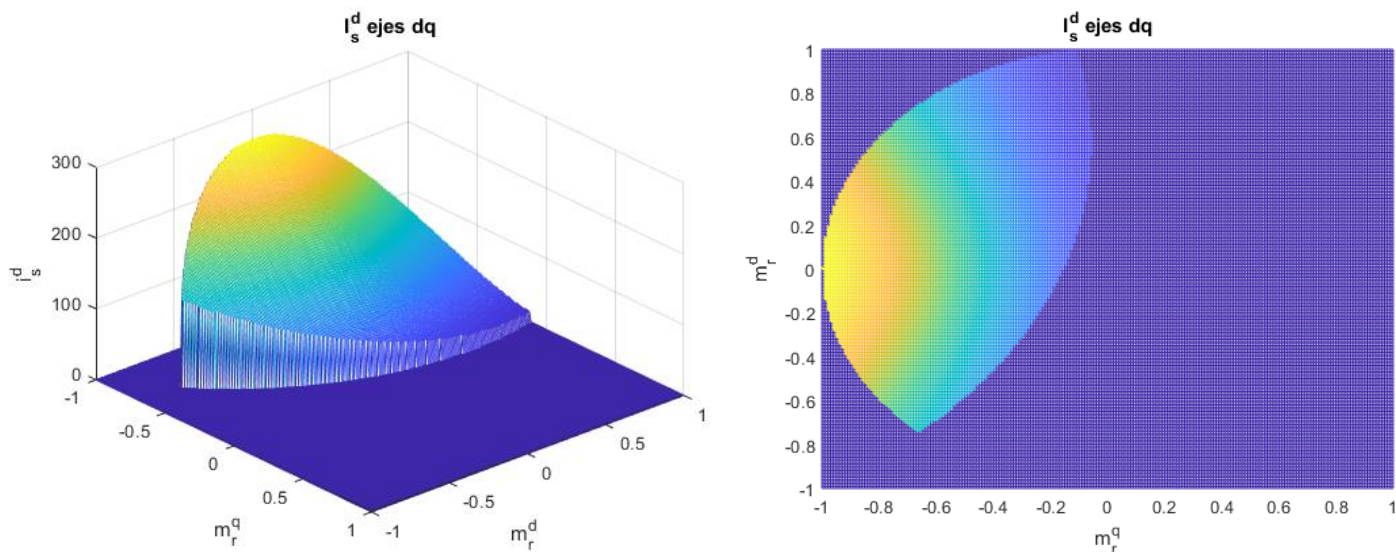


Fig. 2.7 Región de operación para la corriente directa considerando la restricción de Vdc y la restricción de linealidad de las moduladoras.

Para la corriente directa I_s^d se observa su región de operación en Fig. 2.7, en donde se puede ver como se redujo bastante esta región en comparación a Fig. 4.13, ahora se cuenta solamente con un lado de la parábola formada anteriormente, al igual que para el caso anterior, los valores de M_r^q son inferiores a 0, lo cual tiene sentido si se observa el numerador de la ecuación (1.30) del voltaje DC, en donde M_r^q se encuentra después de un signo negativo, es decir para cumplir con la restricción de voltaje en donde el cual no puede ser inferior a $\sqrt{3}$ veces el voltaje de alimentación y menos aún inferior a cero, es necesario que M_r^q presente valores negativos.

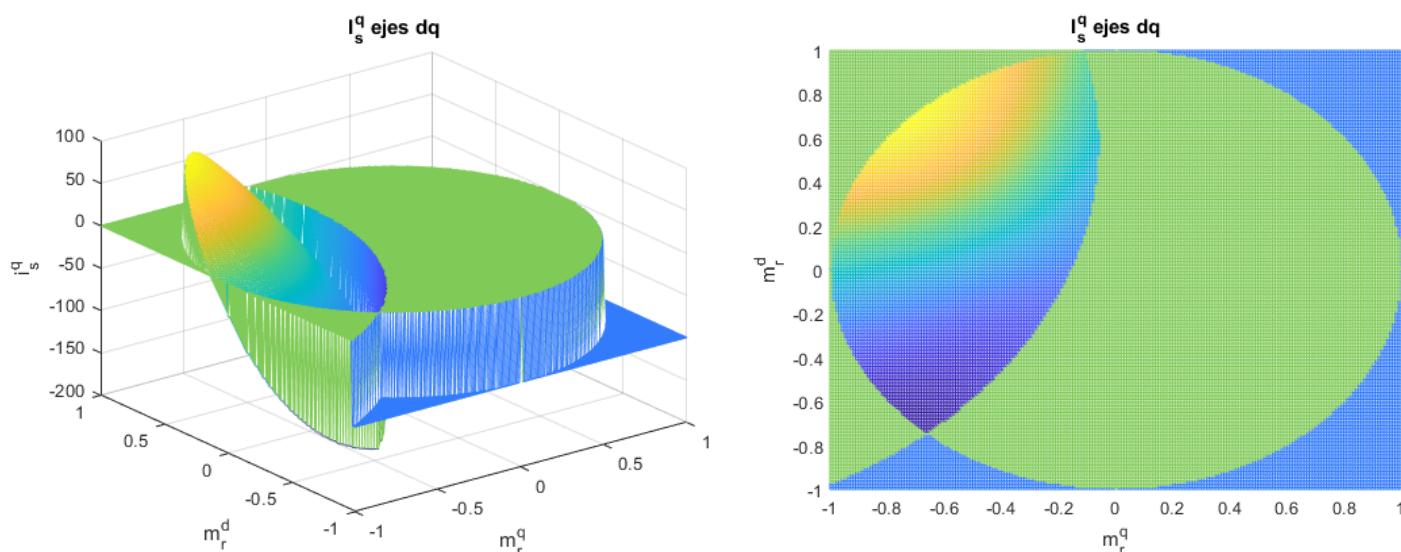


Fig. 2.8 Región de operación para la corriente de cuadratura considerando la restricción de Vdc

En Fig. 2.8 se presenta la región de operación para la corriente de cuadratura, la cual presenta una forma completamente distinta a la obtenida en Fig. 2.4, se observa que, para una gran cantidad de puntos, se obtiene un valor de cero en la corriente de cuadratura, además esta oscila entre los $-161.1[A]$ a los $79.2[A]$ dentro de un pequeño margen de los índices de modulación en donde m_r^q oscila entre los -0.66 a los -0.11 y m_r^d entre -0.8 a 1 .

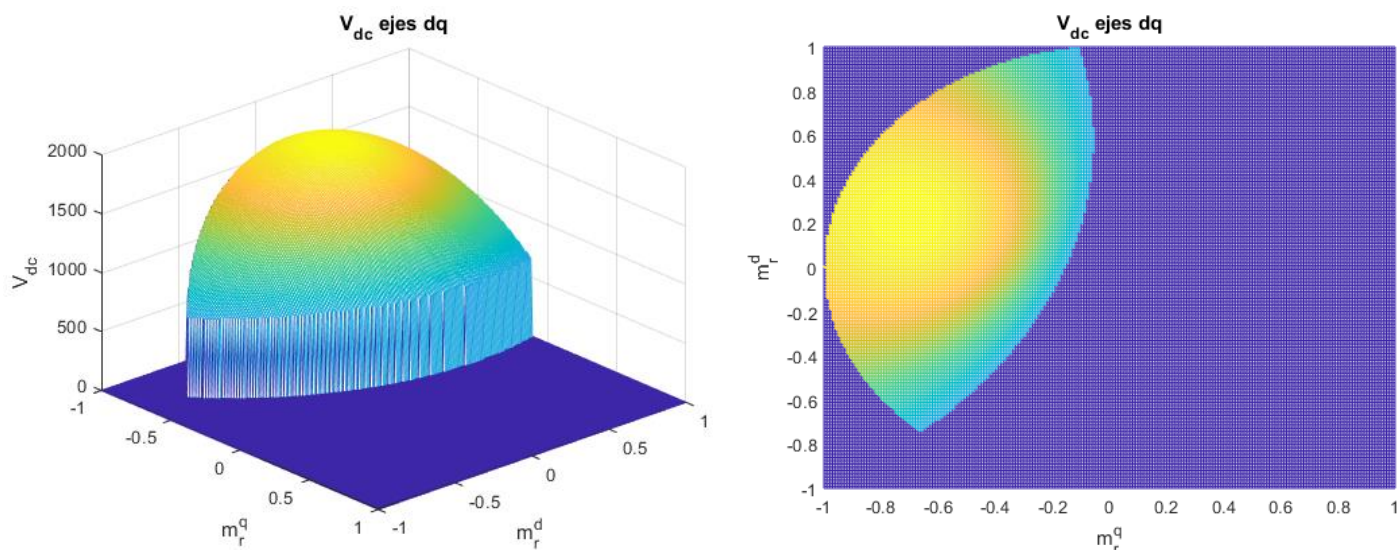


Fig. 2.9 región de operación del voltaje DC en base a las moduladoras.

En Fig. 2.9 se presenta la región del voltaje DC en base a los posibles valores de los índices de modulación en ejes rotatorios, se observa que m_r^q presenta valores negativos en la región de operación, lo cual es lógico debido a la restricción de voltaje impuesta, así de esta forma se obtendrían voltajes DC por sobre los 0[V]. En comparación a Fig. 2.5 se observa que ya no se presenta la región donde existen posibles voltajes DC negativos.

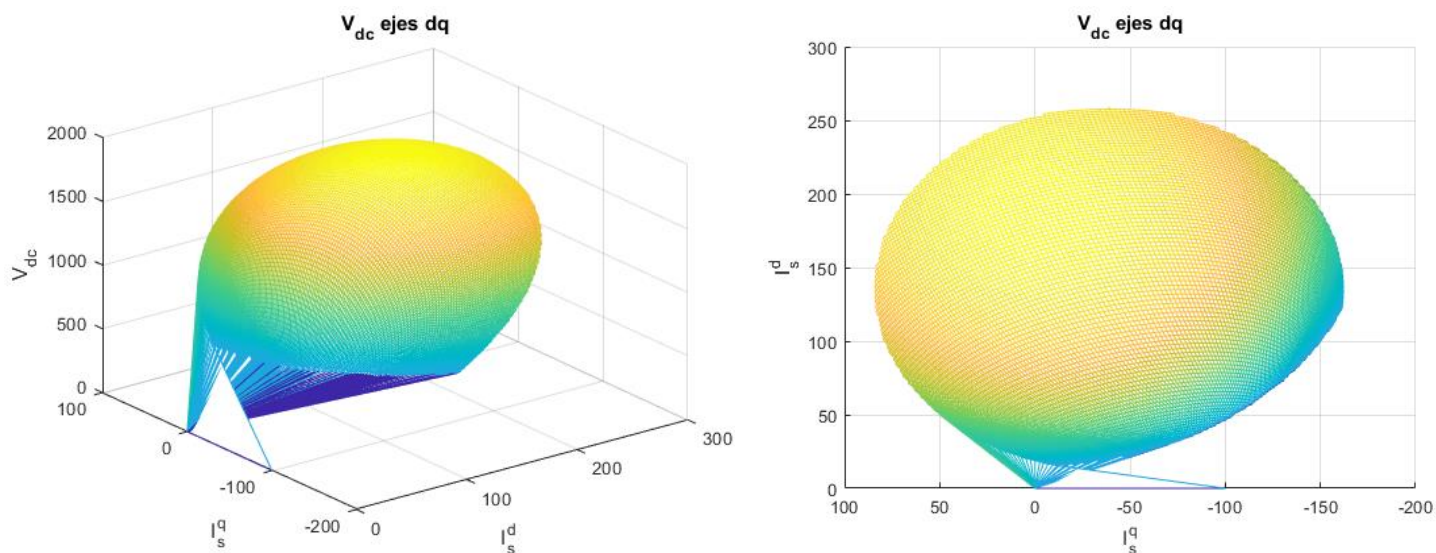


Fig. 2.10 Región de operación del voltaje DC en base a las corrientes en ejes rotatorios.

En Fig. 2.10, se presenta nuevamente el voltaje en el enlace DC sin embargo esta vez se relaciona con las corrientes en ejes rotatorios, en donde se puede observar los límites de las corrientes con respecto a la región de operación del voltaje DC, se ve que para el caso de I_s^q toma valores desde aproximadamente los $-170[A]$ a los $90[A]$, mientras que para la corriente directa I_s^d esta toma valores desde los $15[A]$ aproximadamente a los $270[A]$ aproximadamente.

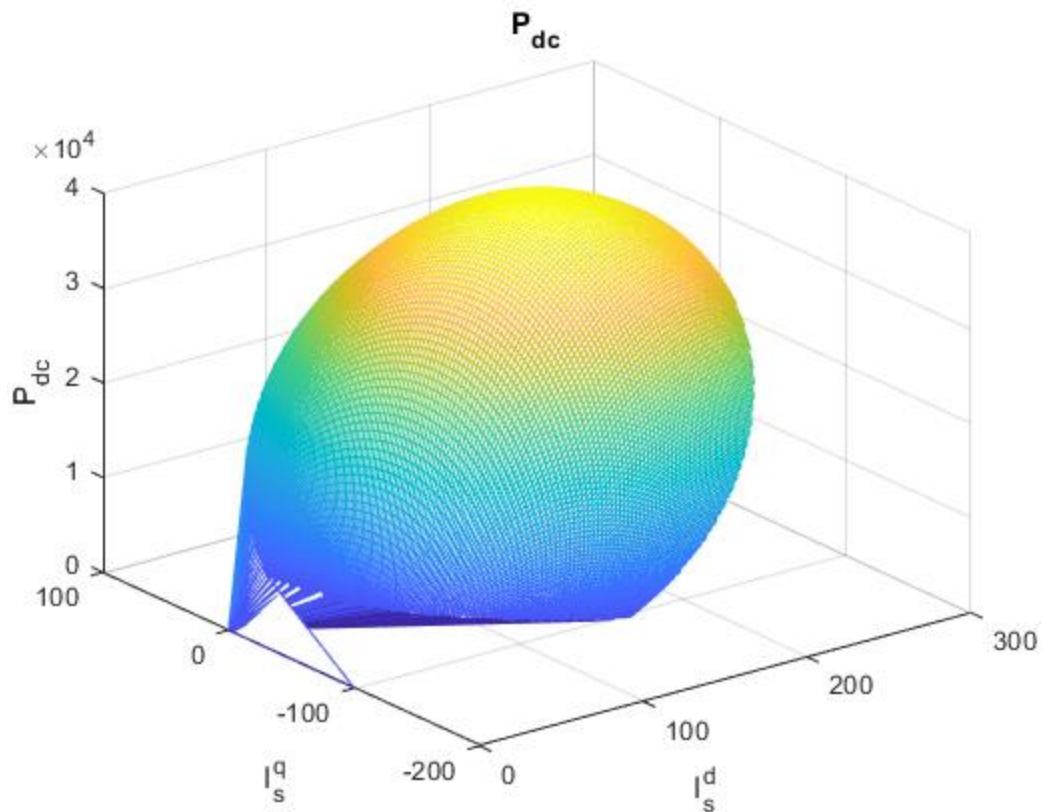


Fig. 2.11 Región de operación de la potencia DC en base a las corrientes en ejes rotatorios.

En Fig. 2.11 se muestra la región de operación de la potencia DC en base a las corrientes en ejes rotatorios, se observa que en base a los parámetros propios del rectificador AFE y a las restricciones ya mencionadas anteriormente, este es capaz de entregar un total de $34.92[kW]$, además la corriente directa oscila entre $0[A] < I_s^d > 259.2[A]$ y la de cuadratura $-162[A] < I_s^q > 84[A]$, sin embargo, a pesar de que ambas corrientes abarcan un amplio margen de valores, las combinaciones posibles entre estas dos son bastante acotadas.

2.4. Simulación

2.4.1 Punto de operación

Se encuentra un punto de operación con la finalidad de observar el funcionamiento del rectificador AFE, los parámetros utilizados para el rectificador AFE se presentan en la siguiente tabla.

Tabla 2-1 Parámetros del rectificador AFE utilizados

Variables	Valores
V_{dc}	800[V]
V_s	380[V _{lrms}]
f_s	50[Hz]
r_s	1[Ω]
L_s	10[mH]
C_{dc}	4700[uF]
R_{dc}	80[Ω]

Para el funcionamiento del rectificador de frente activo, se imponen como condiciones el factor de desplazamiento unitario lo cual indicaría que la corriente de cuadratura es considerada nula en su funcionamiento, por otro lado, la condición impuesta es en base a la potencia que suministrara el rectificador, para esto se considera una potencia activa suministrada de 8[kW].

Tabla 2-2 Tabla resumen de las condiciones impuestas para el funcionamiento del rectificador

Variables	Valores
Factor de desplazamiento	1[p.u.]
i_s^q	0[A]
P	8[kW]

A continuación, se muestran los resultados obtenidos de la simulación realizada, los puntos de operación obtenidos para el rectificador AFE fueron los siguientes.

$$i_s^d = 22.2996[\text{A}] \quad (0.31)$$

$$m_r^d = 0.8969 \quad (0.32)$$

$$m_r^q = -0.1751 \quad (0.33)$$

$$m_r^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(m_r^d)^2 + (m_r^q)^2} = 0.7461 \quad (0.34)$$

$$\phi_m = -0.1929 \frac{\pi}{180} \quad (0.35)$$

Estos resultados fueron obtenidos mediante el software Matlab® para resolver el sistema de ecuaciones presentado en las ecuaciones (1.25), (1.26), (1.27) además de las condiciones de potencia y factor de desplazamiento unitario impuestas.

$$P = \frac{(V_{dc})^2}{R_{dc}} \quad (0.36)$$

$$\phi = a \tan \left(\frac{i_s^q}{i_s^d} \right) \quad (0.37)$$

Se presentan los parámetros utilizados para la moduladora en la tabla 2-3, en donde se muestran los valores utilizados para el índice de modulación y el ángulo de desfase los cuales fueron obtenidos previamente para la obtención del punto de operación, además se muestra el valor de la frecuencia utilizada para la señal portadora la cual obtiene un m_f de 21.

Tabla 2-3 Parámetros de la moduladora

Variables	Valores
f_{tri}	1050[Hz]
m_r^{abc}	0.7461
ϕ_m	-11.0523

La obtención del punto de operación y tanto los parámetros mostrados en la tabla 2-1 y 2-3 fueron utilizados en el software PSIM® con la finalidad de observar el comportamiento del rectificador AFE mediante el uso de una etapa de modulación.

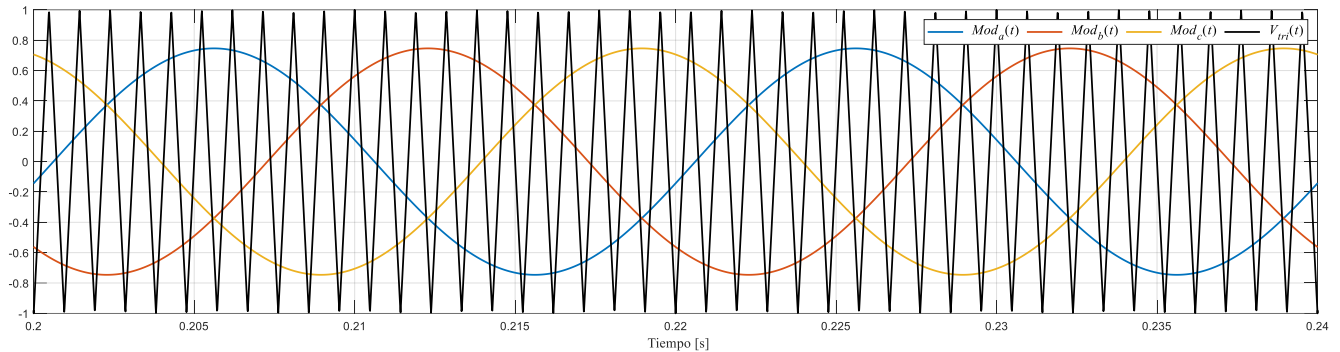


Fig. 2.12 Señales modificadoras y portadora

En Fig. 2.12 se muestran las señales modificadoras y la portadora implementadas en la etapa de modulación del rectificador AFE, estas señales modificadoras deben tener la misma frecuencia que las señales de entrada al sistema del rectificador AFE, es decir la misma frecuencia que la red, por lo tanto la variación en estas señales modificadoras se produce en su amplitud, de manera contraria ocurre con la señal portadora, la cual mantiene su amplitud pero su índice de modulación m_f varía, es decir varía en frecuencia, al aumentar demasiado la frecuencia de la señal portadora se logra mitigar una mayor cantidad de contenido armónico, sin embargo esto trae consigo el aumento de pérdidas por conmutación en los semiconductores. De esta forma, mediante estos dos parámetros es posible controlar la activación de los IGBT presentes en el sistema.

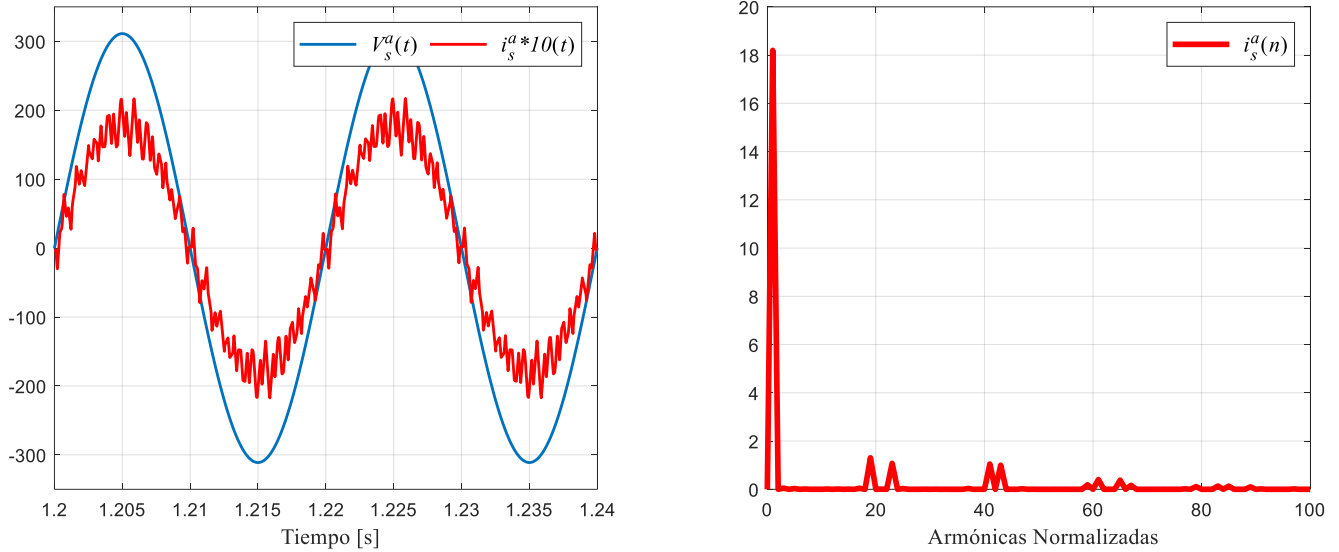


Fig. 2.13 Voltaje y corriente de alimentación del rectificador AFE con su respectivo contenido armónico de corriente

En Fig. 2.13 se muestra el voltaje de alimentación con su respectiva corriente, esta se encuentra amplificada diez veces con el fin de obtener una mejor visualización en la forma de onda en comparación al voltaje. La corriente de alimentación se encuentra en fase con el voltaje, por lo cual se puede intuir que el factor de desplazamiento es unitario. Se observan perturbaciones en la corriente de entrada al rectificador, observando su espectro armónico se ve claramente la fundamental amplificada diez veces y los armónicos más significativos siendo estos el 25,29,53,55,77,79,83,85.

A modo de comparación, el módulo de la corriente en *abc* obtenido mediante la simulación en software da un resultado de,

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(I_s^d)^2 + (I_s^q)^2} = 18.2075[A] \quad (0.38)$$

Mientras que lo obtenido al momento de implementar el punto de operación en la etapa de modulación es de,

$$i_s^a = 19.1074[A] \quad (0.39)$$

El THD de corriente obtenido es de.

$$THD_i^a = 12.885\% \quad (0.40)$$

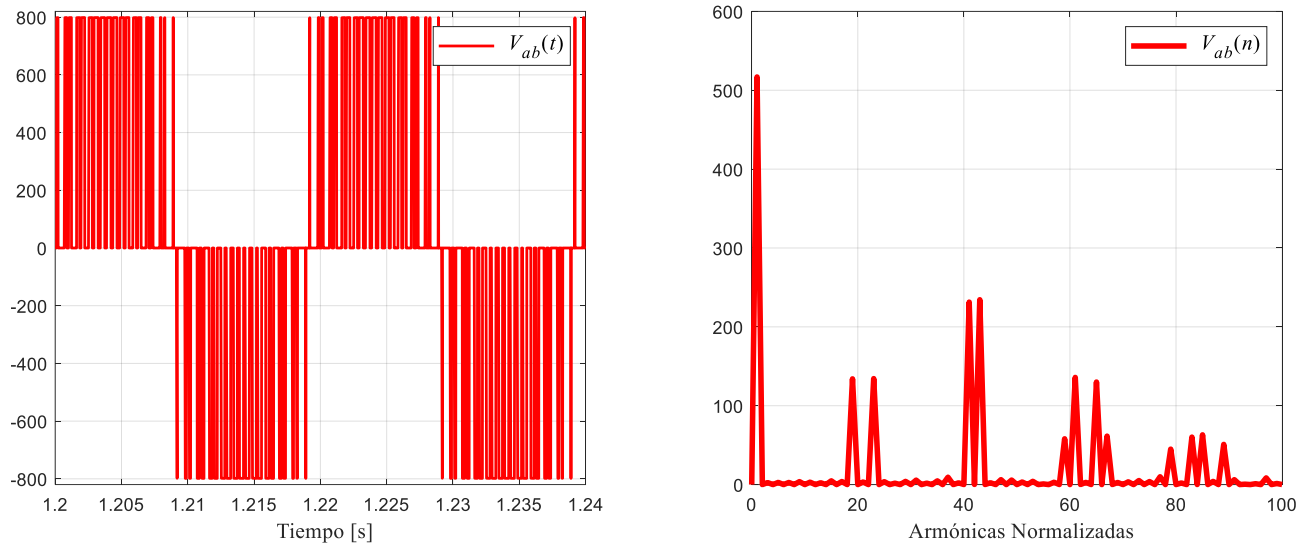


Fig. 2.14 Voltaje PWM del rectificador con su contenido armónico

Para el caso del voltaje PWM obtenido y presentando en Fig. 2.14, es claramente una forma de onda de un rectificador de dos niveles y esto es debido a la técnica de modulación empleada, ya que la modulación PWM unipolar no es posible emplearla en rectificadores trifásicos, por lo tanto, se cuenta con una modulación SPWM bipolar. Los resultados obtenidos para el punto de operación obtuvieron resultados bastante congruentes en este punto también, pues teóricamente y considerando el índice de modulación utilizado y el voltaje DC definido de 800[V], se tiene,

$$V_r^{abc} = G_{AC,II} m_r^{abc} V_{dc} = 516.9082[V] \quad (0.41)$$

Mientras que los resultados obtenidos en PSIM al implementar el punto de operación es,

$$V^{ab} = 525.076[V] \quad (0.42)$$

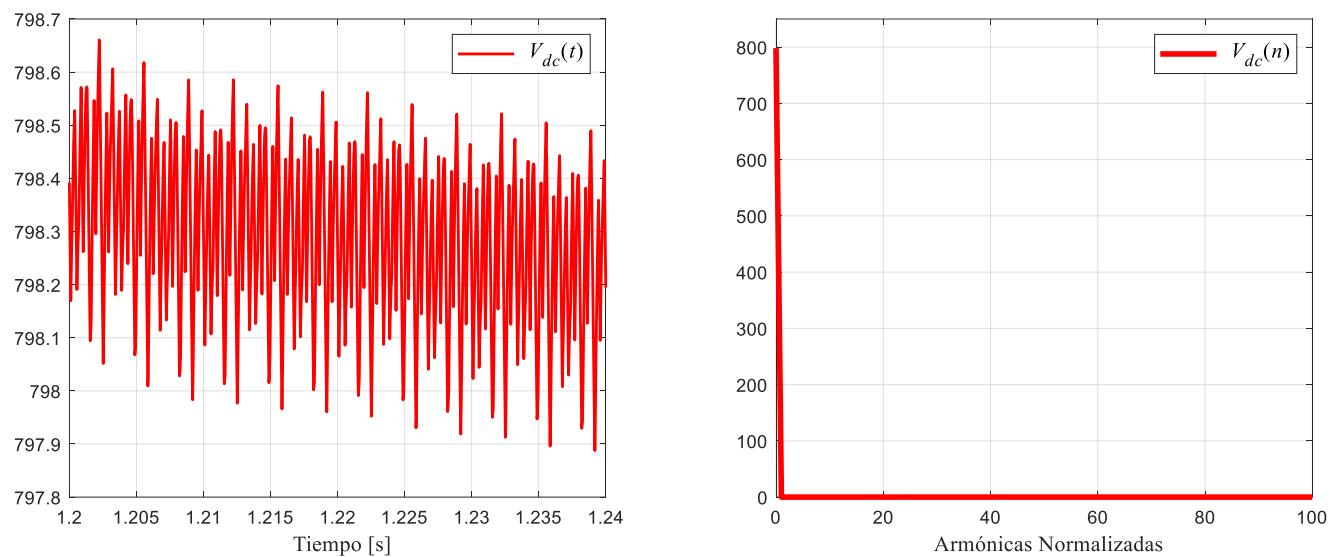


Fig. 2.15 Voltaje en el enlace DC con su respectivo contenido armónico

Se muestra el Voltaje en el enlace DC en Fig. 2.15, se observa que la oscilación de este es bastante cercana al punto de operación impuesto, estando solamente 1[V] por debajo del punto de operación, esto puede ser debido a que no se está ejerciendo ningún control sobre el sistema, solamente se esta evaluando un punto de operación obtenido. El contenido armónico es nulo para este caso como es de esperarse debido a que es una señal de voltaje continua.

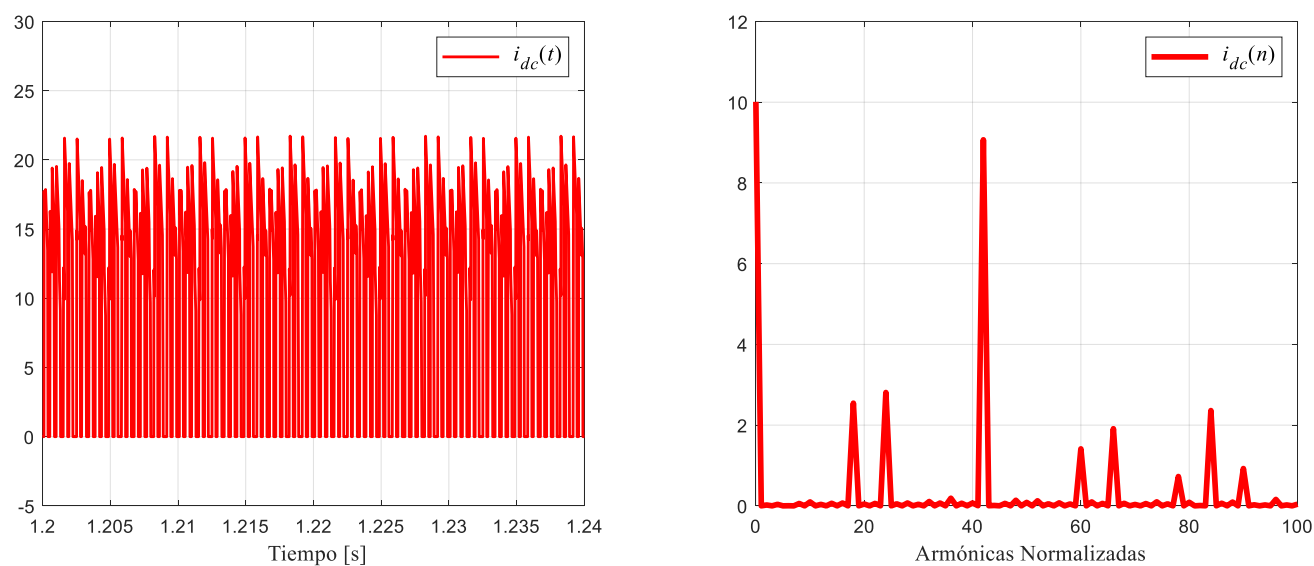


Fig. 2.16 Corriente en el enlace DC con su respectivo contenido armónico

En Fig. 2.16 se muestra la corriente en el enlace DC con su contenido armónico, se observa las variaciones de corrientes en esta, las cuales pueden ser debido a la naturaleza de los semiconductores en donde estos operan y no operan pudiendo generar este tipo de variaciones en la corriente, su espectro presenta un alto contenido armónico, donde los valores más prominentes se encuentran pasado el armónico número 20, siendo estos el 24, 30, 54, 78, 84.

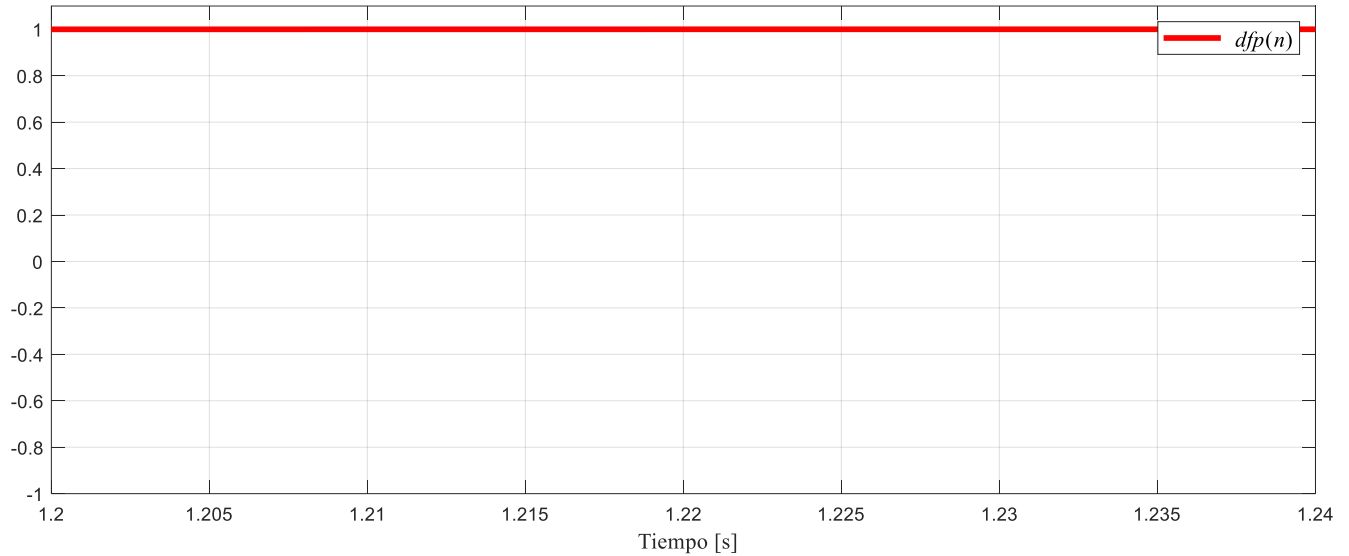


Fig. 2.17 Factor de desplazamiento del rectificador AFE

El factor de desplazamiento se muestra en Fig. 2.17, y como puede observarse este es unitario, esta fue una condición impuesta al momento de encontrar el punto de operación con el cual se planeaba trabajar, de esta forma no se estaría generando potencia reactiva por lo tanto se obtiene un sistema completamente eficiente en donde la potencia activa es similar a la potencia aparente, esta imagen del factor de desplazamiento se complementa con Fig. 2.13 en donde se observa que la corriente de entrada se encuentra en fase con el voltaje de alimentación.

Capítulo 3. Control Predictivo FCS-MPC

3.1. Introducción

El MPC (Model Predictive Control) fue desarrollado en 1960s de forma teórica con la finalidad de obtener un control óptimo, sin embargo, no fue hasta 1970s en donde este fue implementado teniendo gran éxito en procesos petroquímicos esto debido principalmente a que las constantes de tiempo utilizadas en los cálculos eran lo suficientemente grande para obtener una buena performance del sistema. Finalmente, no fue hasta 1980s en donde el MPC tomo relevancia en la electrónica de potencia con baja frecuencia de conmutación, el uso de este control no fue posible en dispositivos de alto frecuencia de conmutación debido al largo cálculo de tiempo requerido en el algoritmo, sin embargo, hoy en día se cuenta con microprocesadores capaces de realizar estos cálculos de forma veloz y eficiente.

Este capítulo abordara el modelo predictivo de manera general para luego dar énfasis en el control predictivo basado en el modelo de estados finitos (FCS-MPC) aplicado a rectificadores AFE.

3.2. Modelo de control predictivo

El MPC tiene la principal característica de utilizar un modelo del sistema para predecir el comportamiento de las variables controladas, estas predicciones son utilizadas para calcular la acción más óptima a llevar a cabo por el controlador, esto se realiza mediante una función de costo g , para así seleccionar el valor más bajo y el cual representa el valor óptimo para generar la siguiente acción del sistema. El termino MPC no se refiere a una estrategia de control en particular si no a un rango de métodos de control los cuales hacen uso explícito del modelo del proceso para obtener la señal de control que minimiza esta función de costo g , en Fig. 3.1 se presenta una clasificación de estos métodos.

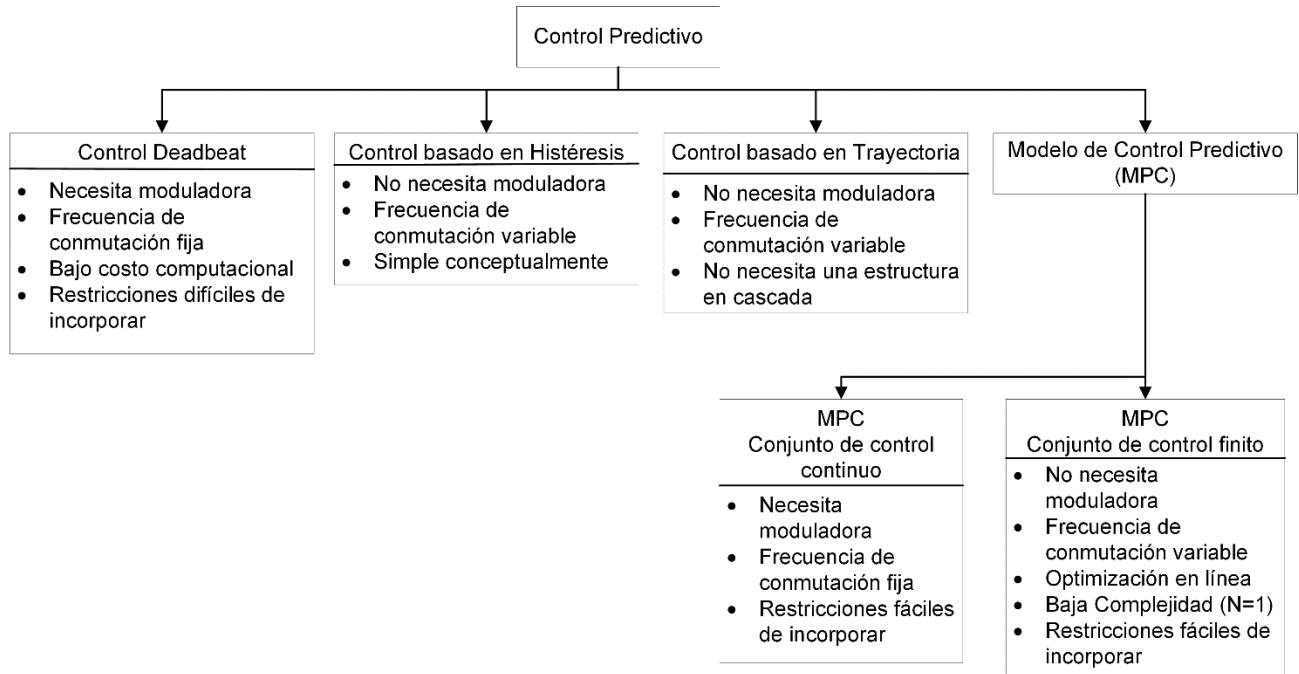


Fig. 3.1 Clasificación de los métodos de control predictivos utilizados en la electrónica de potencia.

El control predictivo se caracteriza por ser un control directo y flexible sin la necesidad de utilización de moduladora, sin embargo, dentro del control predictivo existen dos métodos los cuales necesitan una etapa de modulación, estos dos métodos son el resultado de un arreglo en la frecuencia de conmutación, debido a que los demás modelos presentan una frecuencia de conmutación variada y no fija como estos dos. Los demás métodos no necesitan una etapa de modulación, pues estos actúan directamente sobre los estados de conmutación del sistema.

El control predictivo presenta grandes ventajas, la gran mayoría ya fueron mencionadas en el primer apartado mediante la revisión bibliográfica, sin embargo, este control es: (i) bastante intuitivo, (ii) fácil de implementar, (iii) no necesita moduladora. Una de las ventajas que posee este control es la fácil incorporación de las no linealidades las cuales son incluidas en el modelo del sistema, de esta forma se logra evitar una etapa de linealización del sistema en torno de un punto de operación. Otro punto importante es la capacidad que presenta este método de incluir múltiples variables a controlar así mismo es posible incluir restricciones sobre las variables y otorgar una mayor relevancia a una variable con respecto a otra.

Sin embargo, el control predictivo presenta un gran número de cálculos en comparación a los controladores clásicos y por otro lado la calidad del modelo del sistema tiene un efecto directo sobre la calidad de la respuesta del controlador, esto implica que si un parámetro del sistema es cambiado

se debe presentar o estimar una adaptación en el algoritmo. Para reducir este gran número de cálculos los cuales requerirían un tiempo mayor en comparación a la dinámica de los convertidores, la solución empleada fue realizar cálculos de manera offline considerando el modelo del sistema y las condiciones impuestas dando así como resultado una tabla de búsqueda la cual contiene las posibles soluciones optimas en función del estado del sistema, sin embargo, mediante el FCS-MPC este problema es totalmente solucionado, debido a la naturaleza discreta de este, permitiendo así la optimización del problema de manera online.

3.2.1 Estrategia

No existe una estrategia específica para el MPC esto es debido a que esta estrategia de control describe una amplia familia de estrategias de control como se muestra en Fig. 3.1, sin embargo, estas estrategias de control presentan elementos en común como lo son la necesidad de un modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables a controlar hasta un horizonte N predefinido y la selección de las soluciones optimas al momento de minimizar la función de costo g . La estructura base del MPC otorga las siguientes ventajas:

- Conceptos intuitivos.
- Control de una gran variedad de procesos, incluyendo sistemas con extensos tiempos de retardo, sistemas de fase no-mínima o inestables.
- El caso de multivariable fácil de implementar.
- Inclusión de restricciones de forma sencilla.
- Fácil inclusión de las no linealidades del sistema.
- Fácil implementación.

Hay ciertas desventajas las cuales deben ser mencionadas, como el largo número de cálculo en comparación a las estrategias de control clásicas, la calidad del modelo influye directamente con el buen comportamiento del control y además cualquier cambio de parámetros del sistema debe ser considerado.

3.3. FCS-MPC

El FCS-MPC aprovecha la naturaleza discreta de los convertidores, pues estos presentan un número finito de los estados de conmutación de los semiconductores, en donde para el caso de un convertidor trifásico en donde se presentan tres ramas en la etapa de rectificación, además se presentan

dos posibles estados, on-off lo cual indica un numero finito de posibles combinaciones, las cuales están dadas de la siguiente forma,

$$N = x^y \quad (0.43)$$

Con x el número de estados posibles e y el número de ramas, obteniéndose así para el caso de un rectificador trifásico,

$$N = 2^3 = 8 \quad (0.44)$$

Son ocho los posibles estados válidos para un rectificador fuente de voltaje, se tiene un vector de voltajes, el cual es presentado en Fig. 3.2, donde se muestran 6 estados activos y 2 estados nulos.

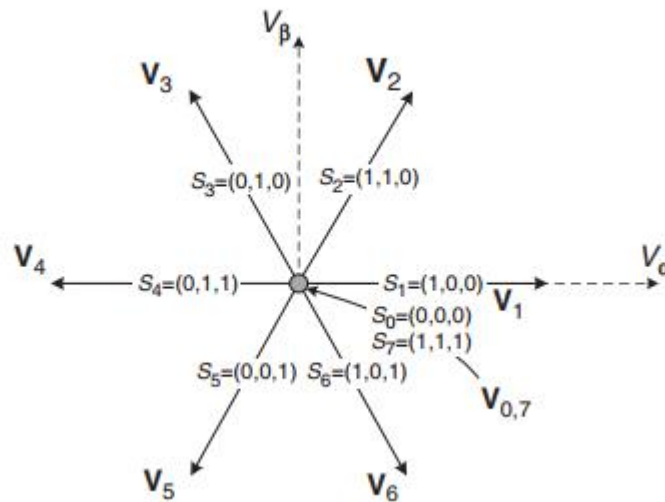


Fig. 3.2 Vector de voltajes generados por un rectificador trifásico

Para construir el modelo predictor, las variables del sistema deben encontrarse de manera discreta, para así poder ser predichas, para esto se utiliza el método de la aproximación de la derivada de Euler hacia adelante,

$$\frac{d}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (0.45)$$

En donde T_s , representa el tiempo de muestreo, donde para esta aproximación se debe considerar un T_s bajo para así mantener la validez de la aproximación. Por otro lado, en caso de que el orden del sistema sea aún mayor, este método no sería factible, ya que el error producido en el sistema sería considerable, para estos casos es necesario recurrir a una linealización del sistema.

Para la implementación del control predictivo, en este caso el FCS-MPC se utiliza el esquema general ilustrado en Fig. 3.3 el cual es un esquema genérico para estos modelos de control.

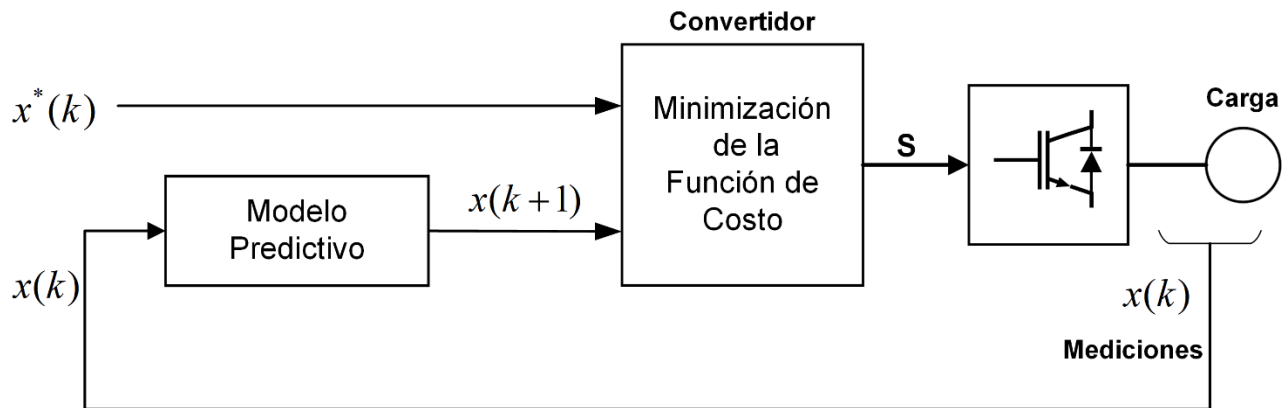


Fig. 3.3 Esquema general del MPC en convertidores de potencia.

De esta forma se puede resumir la formulación de esta estrategia en tres etapas las cuales son:

- **Modelación del sistema:** Como se mencionó anteriormente, una errónea modelación del sistema traerá repercusiones directas a las predicciones hechas por el controlador, pudiendo obtenerse predicciones erróneas y un mal desempeño de este. Se obtiene un modelo continuo del sistema como se muestra en el apartado 2.3.2 y como ya se mencionó se discretiza este sistema continuo en base a la aproximación de Euler (ecuación (1.45)) de esta forma se obtiene un sistema discreto listo para ser implementado en plataformas digitales.
- **Función de costo:** Esta función contiene las variables a controlar del sistema, por ende, al minimizar esta función se obtiene la opción más adecuada a aplicar en el sistema otorgando un correcto funcionamiento.
- **Algoritmo de optimización:** Es el encargado de minimizar la función de costo, lo cual indica el estado óptimo para aplicar en el sistema, esto lo realiza mediante un ciclo de iteraciones en base a los posibles estados del sistema, para esto tanto como el modelo del sistema y la función

de costo además de la medición de las variables a considerar, son consideraciones fundamentales para el correcto funcionamiento del algoritmo.

Otra consideración a tener en cuenta al momento de implementar la estrategia del FCS-MPC es que, considerando el caso ideal, en donde las mediciones, cálculos y aplicaciones de los estados al controlador se realizan de forma simultánea e instantánea, un ejemplo de esto se puede observar en Fig. 3.4 (a) en donde la corriente de un convertidor es medida en el instante t_k y el estado óptimo es calculado de forma inmediata, de esta forma la corriente alcanza el valor de la referencia o el más cercano a este en el instante t_{k+1} lo mismo ocurre para el instante t_{k+2} .

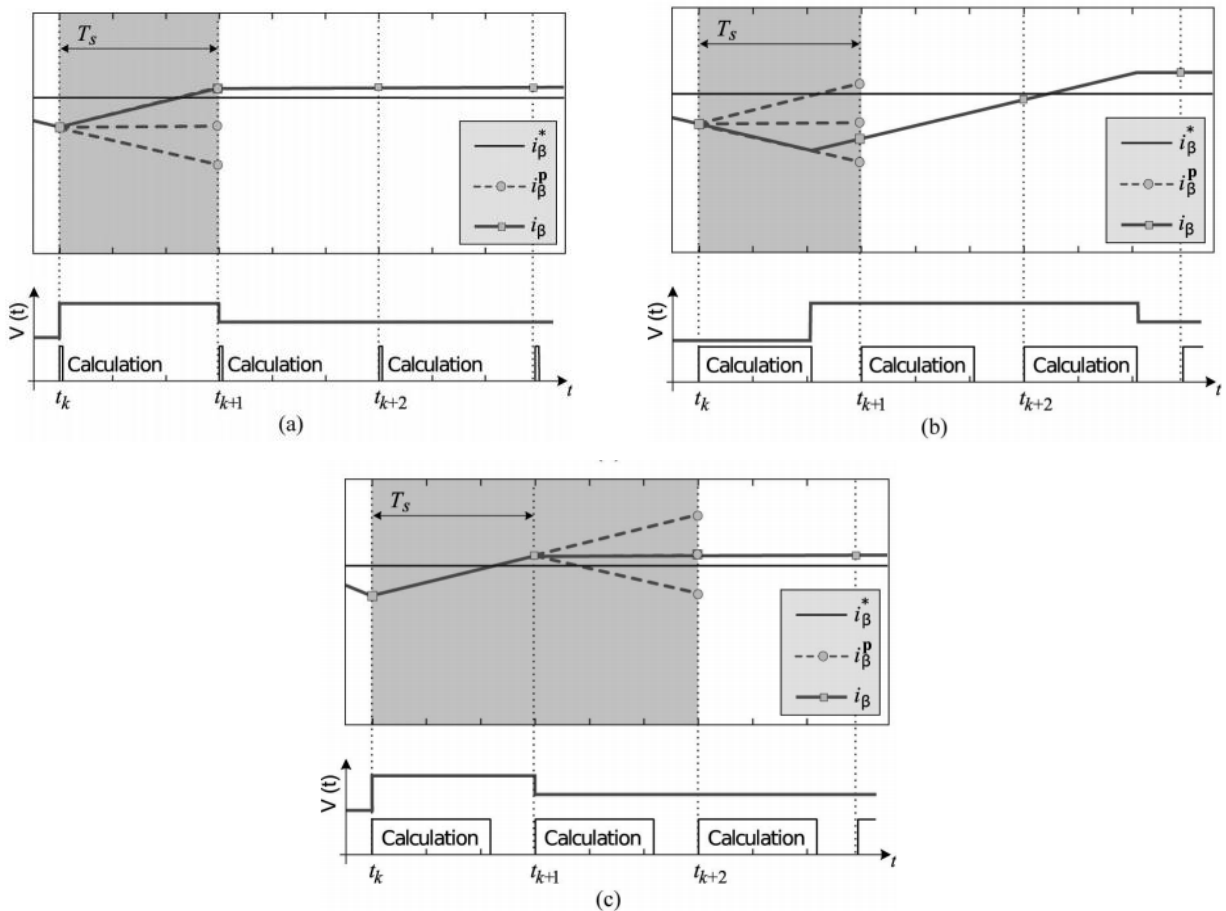


Fig. 3.4 Operación del FCS-MPC. (a) sin retraso: tiempo de cálculo cero (caso ideal). (b) con retraso, pero sin compensación: tiempo de cálculo largo (caso real). (c) con retraso y compensación: tiempo de cálculo largo (caso real). [7]

Sin embargo, esto no es posible en un caso real ya que existirá un retraso entre la medición de la corriente y la aplicación del nuevo estado de conmutación el cual se observa en Fig. 3.4 (b), en donde se realiza la medición en el instante t_k y en el instante t_{k+1} se seguirá aplicando el estado

anterior, esto debido a que es imposible realizar la medición y aplicar el nuevo estado de forma simultánea, produciéndose este retraso y alejándose de la referencia. Para esto, la solución más eficiente es agregar otro instante de predicción, es decir, luego de realizar la medición en el instante t_k esta se ocupará para predecir la corriente en el instante t_{k+1} y esta corriente predicha se utiliza para la predicción de los estados de conmutación y así aplicar en el instante t_{k+2} como se muestra en Fig. 3.4 (c).

3.3.1 Selección de la función de costo

De forma general el objetivo de la función de costo en el esquema de control es minimizar el error entre la variable medida y la referencia seleccionada. Además, caracteriza el desempeño de la estrategia y otorga la flexibilidad del esquema de control.

$$g = \|x^* - x^p\| \quad (0.46)$$

De forma general se muestra en la ecuación (1.46) la función de costo más común que realiza un seguimiento de referencia en base al error entre la medición y esta. Con x^* como la señal de referencia y x^p la señal predictiva, sin embargo, existe una amplia gama de funciones de costo posibles, dependiendo de las variables a controlar además de los resultados obtenidos con estas en base al seguimiento de la referencia y al comportamiento de estas de manera dinámica, en la tabla 3-1 se muestran algunas funciones de costo más utilizadas en el FCS-MPC.

Tabla 3-1 Funciones de costo comunes en FCS-MPC

Variables	Valores
Potencia Activa	$g_p = P^* - P^p $
Potencia Reactiva	$g_Q = Q^* - Q^p $
Voltaje	$g_v = V_\alpha^* - V_\alpha^p + V_\beta^* - V_\beta^p $
Corriente	$g_i = I_\alpha^* - I_\alpha^p + I_\beta^* - I_\beta^p $
Torque	$g_T = T_e^* - T_e^p $

Además, es posible restringir ciertas variables en la función de costo añadiendo un factor de peso a está quedando de forma general de la siguiente manera,

$$g = \lambda \|x^* - x^p\| \quad (0.47)$$

Sin embargo, la determinación del factor de peso es bastante compleja, puesto que en base a la revisión bibliográfica revisada no hay ningún método certero que determine este factor de forma certera, por ende, la determinación de este se realiza comúnmente de forma empírica.

Para el caso del rectificador AFE se selecciona la siguiente función de costo.

$$g = |I_\alpha^* - I_\alpha(k+2)|^2 + |I_\beta^* - I_\beta(k+2)|^2 \quad (0.48)$$

Esto debido a que en base a la revisión bibliográfica revisada se llega a la conclusión de que se obtienen mejores resultados de seguimiento de referencia de forma estacionaria y dinámica. Por otro lado, como se muestra en la ecuación (1.48) se utilizan componentes ortogonales para el uso de la función de costo, esto debido a la facilidad que presentan estos para trabajar, pudiendo controlar todas las componentes de la corriente de entrada al rectificador solo manipulando dos variables.

3.3.2 Reducción de la frecuencia de conmutación mediante FCS-MPC

En el apartado anterior se presentaron algunas funciones de costo más utilizadas en el FCS-MPC y en los rectificadores AFE, sin embargo y como se mencionó anteriormente este esquema de control brinda la facilidad de restringir ciertas variables y comportamientos del sistema de forma sencilla, esto se logra mediante la adición de la restricción a la función de costo, para esto se utiliza un factor de peso λ el cual se encarga de restringir el funcionamiento de cierta variable a controlar, quedando la función de costo de forma general de la siguiente manera.

$$g = \lambda \|x^* - x^p\| \quad (0.49)$$

Por ende, bastaría con agregar la ecuación (1.49) a la ecuación (1.48) con la finalidad de restringir alguna variable, como es el caso de la frecuencia de conmutación, para esto los estados de conmutación son descritos como $s(k)$ y es necesario considerar el estado de conmutación previo

$s(k-1)$ para lograr la restricción de su frecuencia, de esta forma reescribiendo la ecuación (1.48) se tiene.

$$g = \left| I_{\alpha}^* - I_{\alpha}(k+2) \right|^2 + \left| I_{\beta}^* - I_{\beta}(k+2) \right|^2 + \lambda \left| s(k) - s(k+1) \right|^2 \quad (0.50)$$

Donde $s(k)$ representa a las tres ramas presentes en un rectificador trifásico, por ende, finalmente la función de costo a utilizar queda descrita por la siguiente ecuación.

$$g = \left| I_{\alpha}^* - I_{\alpha}(k+2) \right|^2 + \left| I_{\beta}^* - I_{\beta}(k+2) \right|^2 + \lambda \left(\left| s_a(k) - s_a(k+1) \right|^2 + \left| s_b(k) - s_b(k+1) \right|^2 + \left| s_c(k) - s_c(k+1) \right|^2 \right) \quad (0.51)$$

3.3.3 Implementación del FCS-MPC en un rectificador AFE

A continuación, se implementa el FCS-MPC en un rectificador AFE, cabe señalar que el esquema del FCS-MPC se aprovecha de la característica discreta de los convertidores ya que estos presentan un número finito de estados de conmutación de los semiconductores, como se vio en la revisión bibliográfica, para un rectificador trifásico se tienen 8 posibles estados de conmutación, de los cuales 2 son redundantes, por lo que para no confundir al algoritmo del FCS-MPC solo se considera uno de estos reduciéndose así a 7 posibles estados de conmutación. Los posibles estados de conmutación se presentan en la siguiente tabla.

TABLA 3-2 Combinaciones para un rectificador de frente activo

Estados	s_a	s_b	s_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{α}	V_{β}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
7	1	1	1	0	0	0	0	0

De esta forma, se presentan las finitas opciones que puede tomar el rectificador, para la implementación del FCS-MPC se utiliza el modelamiento del rectificador realizado en los apartados 2.3.2 y de la ecuación (1.7) se despeja la variable de estado para así discretizar el sistema mediante Euler hacia adelante, sin embargo para facilitar el trabajo de cálculo se utiliza la transformada de Clarke con el fin de transformar un sistema trifásico a uno bifásico y minimizar y así facilitar los cálculos, de esta forma la ecuación de control a utilizar queda descrita de la siguiente manera.

$$I^{\alpha\beta\gamma}(k+1) = \frac{T_s}{L_s} \left(V_s^{\alpha\beta\gamma}(k) - s^{\alpha\beta\gamma}(k) V_{dc}(k) \right) + \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s} \right) I^{\alpha\beta\gamma}(k) \quad (0.52)$$

Sin embargo, como se vio en la revisión bibliográfica, es necesario aplicar una compensación debido al retardo sufrido si se implementa el FCS-MPC con solo una predicción hacia el futuro, es por esto que dé [7] se obtiene el modelo de compensación y la ecuación de producción a utilizar queda de la siguiente manera.

$$I^{\alpha\beta\gamma}(k+2) = \frac{T_s}{L_s} \left(V_s^{\alpha\beta\gamma}(k) - s^{\alpha\beta\gamma}(k) V_{dc}(k) \right) + \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s} \right) I^{\alpha\beta\gamma}(k+1) \quad (0.53)$$

3.4. Esquema de control en lazo cerrado

Los esquemas de control utilizados en los apartados anteriores fueron realizados en lazo abierto, es decir solo se realizó un control de corriente en el rectificador AFE, puesto a que solo se estaba trabajando con el punto de operación deseado, tanto en el apartado 2.4 como en parte del siguiente apartado 3.5. sin embargo, es necesario la implementación del control en lazo cerrado, ya que esta otorga el control de voltaje necesario al rectificador y lo mantiene dentro de la referencia dada, otorgando (i) control sobre el rectificador AFE, (ii) mantener los valores de voltajes deseados en el enlace DC, (iii) control sobre la potencia activa y reactiva en la entrada del convertidor.

Este control de lazo cerrado es realizado mediante un controlador lineal PI, el cual no considera la dinámica del lazo de corriente de entrada, lazo abierto, ya que la dinámica de este es a lo menos 10 veces más rápida que el lazo maestro. para esto a continuación se procede a caracterizar la función de transferencia de un rectificador AFE.

3.4.1 Función de transferencia de un rectificador AFE

Para obtener la función de transferencia del rectificador AFE se trabaja con el modelo promedio, el cual se presentó en la sección 2 de este documento, se podrá ver que la función de

transferencia del rectificador posee un cero de fase no mínima, el cual genera sobrepasos negativos ante cambios del tipo escalón en la referencia.

Para la obtención de la función de transferencia entre la corriente de entrada al rectificador AFE y el voltaje en el enlace DC, se utiliza el modelo de amplitud, de la ecuación (1.14) se despeja m^{abc} , obteniéndose,

$$m^{abc} = \frac{1}{G_{AC} V_{DC}} \left(V_s^{abc} - R_s i_s^{abc} - L_s \frac{di_s^{abc}}{dt} \right) \quad (0.54)$$

Reemplazando (1.54) en la ecuación de voltaje de (1.14) se tiene

$$i_s^{abcT} V_s^{abc} - R_s i_s^{abcT} i_s^{abc} - i_s^{abcT} L_s \frac{di_s^{abc}}{dt} = C_{DC} V_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} + \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (0.55)$$

Por otro lado, se tiene

$$\frac{di_s^{abc}}{dt} = \frac{d}{dt} I_s \begin{pmatrix} \sin(wt + \phi) \\ \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{pmatrix} + I_s w \begin{pmatrix} \cos(wt + \phi) \\ \cos\left(wt - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(wt + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{pmatrix} \quad (0.56)$$

$$V_s^{abc} = V_s \begin{pmatrix} \sin(wt) \\ \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (0.57)$$

$$i_s^{abc} = I_s \begin{pmatrix} \sin(wt + \phi) \\ \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{pmatrix} \quad (0.58)$$

De esta forma, reemplazando las ecuaciones (1.56), (1.57) y (1.58) en (1.55) se tiene que,

$$\frac{3}{2} V_s \cos(\phi) I_s - \frac{3}{2} R_s I_s^2 - \frac{3}{2} L_s I_s \frac{dI_s}{dt} = C_{DC} V_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} + \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (0.59)$$

En (1.59) se logra apreciar la dinámica de V_{DC} e I_s en termino de amplitud, de esta ecuación se logra obtener la función de transferencia que relaciona la corriente de entrada con el voltaje DC, para esto se considera la derivada de voltaje DC,

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_s I_s \cos(\phi)}{C_{DC} V_{DC}} - \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s I_s^2}{C_{DC} V_{DC}} - \frac{3}{2} \cdot \frac{L_s I_s}{C_{DC} V_{DC}} \frac{dI_s}{dt} - \frac{V_{DC}}{C_{DC} R_{DC}} \quad (0.60)$$

Linealizando la ecuación (1.60) y aplicando transformada de Laplace se tiene,

$$V_{DC}(s) \left(s + \frac{3V_s I_s \cos(\phi)}{2C_{DC} V_{DC}^2} - \frac{3R_s I_s^2}{2C_{DC} V_{DC}^2} + \frac{1}{C_{DC} R_{DC}} \right) = I_s(s) \left(\frac{3}{2C_{DC} V_{DC}} \right) (-L_s I_s s + V_s \cos(\phi) - 2R_s I_s) \quad (0.61)$$

Por otro lado, trabajando la potencia de entrada trifásica instantánea en estado estacionario obtenemos,

$$\frac{3}{2} V_s I_s \cos(\phi) = \frac{3}{2} R_s I_s^2 + \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (0.62)$$

Despejando la potencia en el lado DC,

$$\frac{3}{2} V_s I_s \cos(\phi) - \frac{3}{2} R_s I_s^2 = \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (0.63)$$

Ahora reemplazando (1.63) en (1.61),

$$V_{DC}(s) \left(s + \frac{2}{R_{DC} C_{DC}} \right) = I_s(s) \left(\frac{3}{2C_{DC} V_{DC}} \right) (-L_s I_s s + V_s \cos(\phi) - 2R_s I_s) \quad (0.64)$$

De esta forma, relacionando el voltaje del enlace DC y la corriente de entrada al sistema, se obtiene la función de transferencia,

$$H(s) = \frac{V_{DC}(s)}{I_s(s)} = -\frac{3L_s I_s}{2C_{DC} V_{DC}} \frac{\left(s - \left(\frac{V_s \cos(\phi)}{L_s I_s} - \frac{2R_s}{L_s} \right) \right)}{\left(s + \frac{2}{C_{DC} R_{DC}} \right)} \quad (0.65)$$

La función de transferencia en (1.65) muestra un polo real estable en el semi plano izquierdo y un cero en el semi plano derecho (cero de fase mínima). Este cero provoca sobrepasos de carácter negativo ante algún cambio del tipo escalón en el sistema.

$$s = -\frac{2}{R_{DC} C_{DC}} \quad (0.66)$$

$$z = -\frac{V_s}{L_s I_s} - \frac{2R_s}{L_s} \quad (0.67)$$

Las ecuaciones (1.66) y (1.67) ilustran el polo y el cero respectivamente presentes en el sistema.

3.5. Diseño Controlador Lineal PI

El diseño del controlador lineal PI no es algo trivial, pues se debe a tener en cuenta que existen restricciones para este en base a los parámetros del sistema, para la sintonización del controlador, se utiliza la ecuación (1.65) obtenida en el apartado anterior.

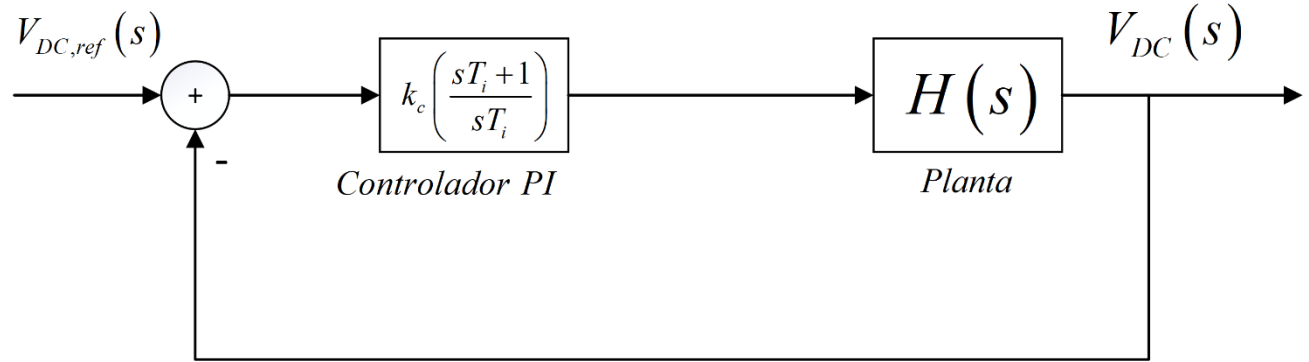


Fig. 3.5 Diagrama en bloques del lazo de control PI

En Fig. 3.5 se ilustra el diagrama en bloque del lazo de control PI implementado al sistema, este es un diagrama resumido del control del sistema, pues a este le falta la incorporación del controlador de corriente FCS-MPC, que por lo demás, el control de corriente posee una dinámica 10 veces más rápida que el lazo de control de voltaje. La estructura que se utilizará del controlador PI se presenta de la siguiente forma,

$$PI = k_c \left(\frac{sT_i + 1}{sT_i} \right) \quad (0.68)$$

Donde k_c es la constante proporcional del controlador y T_i es el tiempo iterativo del controlador. De la Fig. 3.5 se puede obtener la expresión de lazo cerrado del sistema, la cual queda de la siguiente forma,

$$G(s) = \frac{V_{DC}(s)}{V_{DC,ref}(s)} = \frac{\frac{H(s)k_c(T_i s + 1)}{T_i s}}{1 + \frac{H(s)k_c(T_i s + 1)}{T_i s}} \quad (0.69)$$

De otra forma,

$$G(s) = \frac{H(s)k_c(T_i s + 1)}{T_i s + H(s)k_c(T_i s + 1)} \quad (0.70)$$

Ahora para reemplazar $G(s)$ en la ecuación (1.70) se realiza un arreglo matemático con la finalidad de facilitar la visualización algebraica de esta ecuación, de esta forma se tiene que,

$$k = -\frac{3L_s I_s}{2C_{DC}V_{DC}}; z = \left(\frac{V_s \cos(\phi)}{L_s I_s} - \frac{2R_s}{L_s} \right); p = \frac{2}{C_{DC}R_{DC}} \quad (0.71)$$

Así la función de transferencia queda de la siguiente forma,

$$H(s) = k \frac{s-z}{s+p} \quad (0.72)$$

Ahora, reemplazando en (1.70) y desarrollando la ecuación se obtiene,

$$G(s) = \frac{kk_c (s-z)(T_i s + 1)}{s^2 + s \frac{(T_i p + kk_c - kk_c T_i z)}{(T_i + kk_c T_i)} - \frac{kk_c z}{(T_i + kk_c T_i)}} \quad (0.73)$$

Así, considerando la estructura de una función de transferencia de segundo orden de forma estándar $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$, al comparar con la ecuación (1.73) se logra obtener que,

$$\omega_n = \sqrt{-\frac{kk_c z}{T_i + kk_c T_i}} \quad (0.74)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_i + kk_c T_i}{-kk_c z} \frac{(T_i p + kk_c - kk_c T_i z)}{(T_i + kk_c T_i)}} \quad (0.75)$$

De estas ecuaciones se obtiene restricciones para la obtención de las componentes del controlador lineal PI, en donde $\omega_n \in \mathbb{R}$ y el factor de amortiguamiento debe oscilar entre $0 < \xi < 1$.

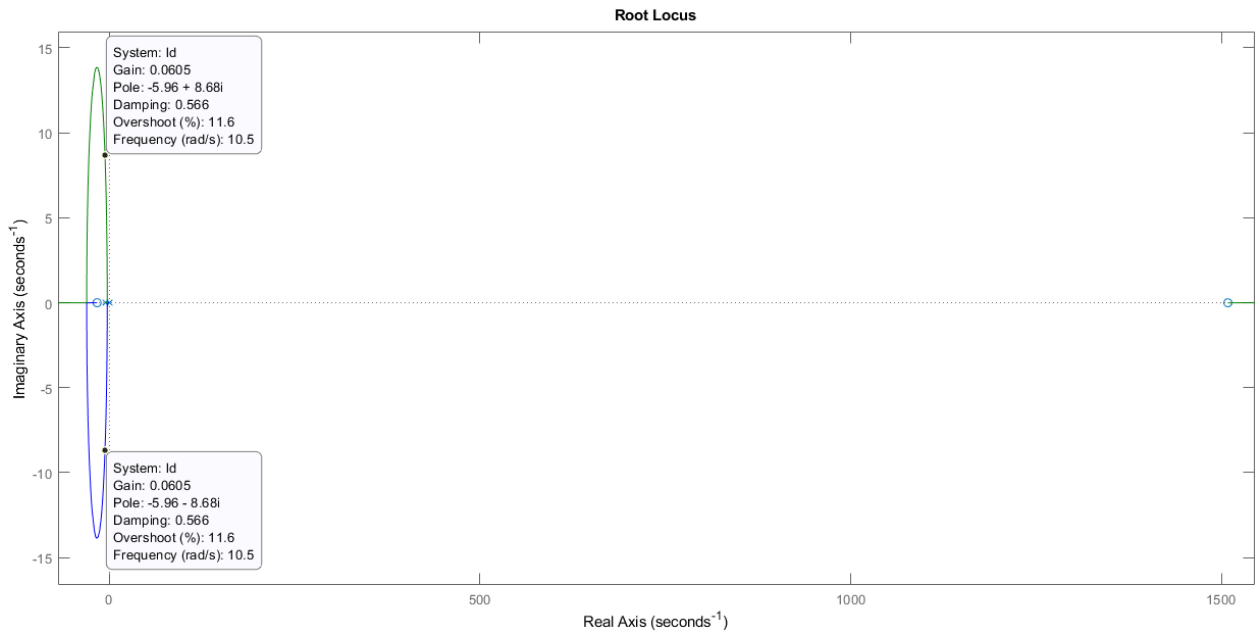


Fig. 3.6 Lugar geométrico de las raíces del lazo de control lineal V_{DC}

Observando Fig. 3.6 se presenta el lugar geométrico de las raíces del lazo de control lineal para el voltaje DC V_{DC} , donde se obtiene finalmente un $k_c = 1$ y un $T_i = 0.06$ con lo cual se logra un sobrepaso del 10% ante una respuesta escalón.

3.6. Simulación

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para el método de control predictivo FCS-MPC en lazo cerrado, también frente a presencia de cambios de referencia para así visualizar de mejor manera la tolerancia del control lineal PI diseñado e implementado en el sistema. Los parámetros del rectificador utilizados en esta simulación se indican en la tabla 2-1.

3.6.1 FCS-MPC sin cambios de referencia.

En Fig. 3.7 se presentan las señales de corriente del sistema, el FCS-MPC presenta un excelente seguimiento de la señal de referencia, el tiempo de muestreo utilizado es de $20[\mu s]$, este buen seguimiento se presenta tanto en Fig. 3.6 (a) y 3.6 (b), no se observa contenido armónico significativo debido a que las magnitudes de estos son inferiores al 1% sin embargo este contenido armónico existe y se encuentra difuso por el espectro sin presentar patrón alguno.

Para Fig. 3.6 (c) en donde se presenta la corriente en el enlace DC, donde se muestra que esta oscila dentro de un rango ínfimo, su contenido armónico como es de esperar para una señal del tipo DC presenta la magnitud de corriente en el armónico 0.

Las magnitudes peak con las cuales se normalizaron estas señales son.

$$\begin{aligned} I_s^a &= 18.51[A] \\ I_\alpha &= 19.1[A] \\ I_{DC} &= 9.993[A] \end{aligned} \quad (0.76)$$

El valor de THD obtenido mediante el FCS-MPC para la corriente de entrada es de,

$$THD_i = 3.099\% \quad (0.77)$$

Este valor de THD cumple con los estrictos estándares internacionales de contenido armónico [16], en comparación para el caso PWM se observa que se obtiene un valor de distorsión armónica bastante más baja.

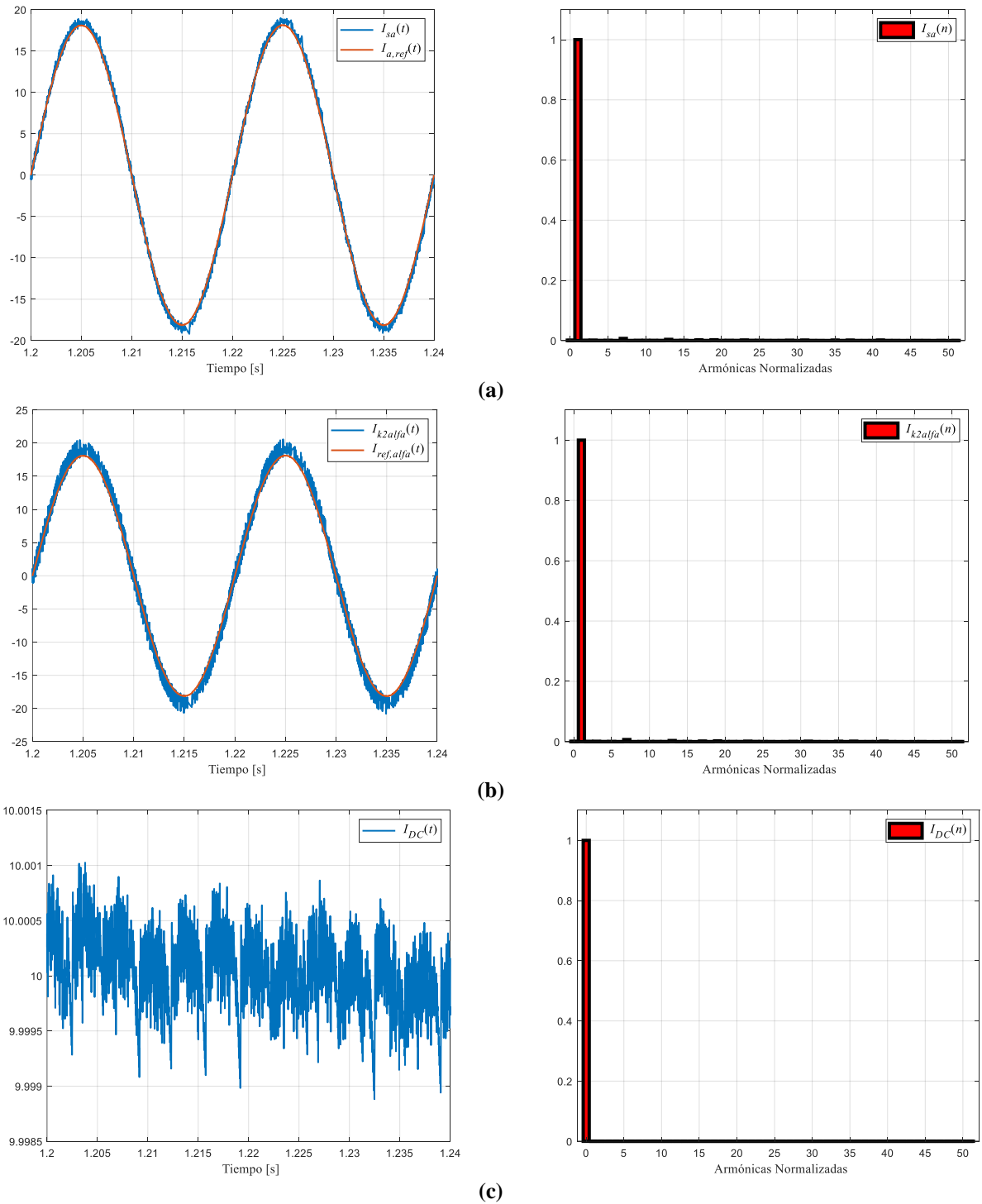


Fig. 3.7 Señales de corrientes Mediante FCS-MPC, de referencia y en el enlace DC con sus respectivos contenidos armónicos.

(a) Corriente de entrada al rectificador con su referencia y contenido armónico. (b) Corriente I_{α} de referencia y predicha con su respectivo contenido armónico. (c) Corriente I_{DC} con su respectivo contenido armónico.

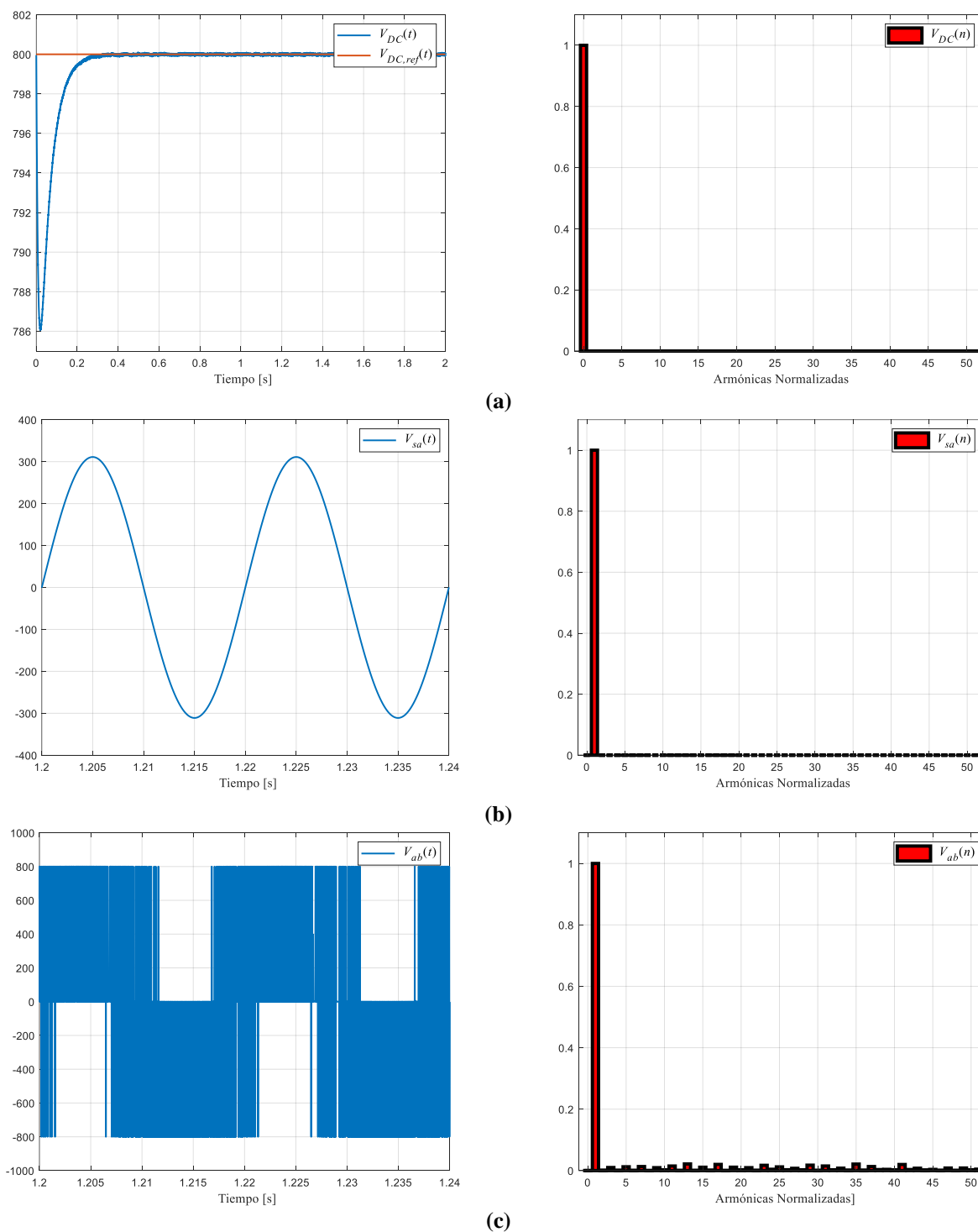


Fig. 3.8 Señales de voltaje Mediante FCS-MPC, con sus respectivos contenidos armónicos

(a) Señal de voltaje en el enlace DC con su referencia y contenido armónico. (b) Señal de voltaje de entrada V_s con su respectivo contenido armónico. (c) Señal de voltaje entre líneas V_{ab} con su respectivo contenido armónico.

Fig. 3.8 muestra los voltajes de interés del rectificador AFE utilizando el control FCS-MPC, para el caso de Fig. 3.8 (a), se observa el voltaje en el enlace DC con su respectiva referencia, esta es

la referencia impuesta al controlador lineal PI, por lo cual se ve que este cumple a cabalidad con la referencia impuesta en estado estacionario, además su contenido armónico es ínfimo.

Para el caso del voltaje de entrada al rectificador, se ve que este es perfectamente sinusoidal y su espectro armónico es ínfimo también, para el caso de Fig. 3.8 (c) se observa que en el voltaje entre líneas se obtiene un voltaje PWM el cual es característico en este tipo de convertidores en los voltajes entre líneas. Sin embargo, se puede ver que se tiende a traslapar este voltaje, esto es debido a que el FCS-MPC selecciona los estados óptimos del convertidor para así obtener un buen seguimiento de la referencia impuesta y muchas veces estos estados óptimos suelen ser el estado actual sin producir ningún cambio. El valor de voltaje peak para el enlace DC, la distorsión armónica del voltaje de entrada y entre líneas son

$$\begin{aligned} V_{DC} &= 799.5[V] \\ THD_v &= 0.188\% \\ THD_{vab} &= 136\% \end{aligned} \quad (0.78)$$

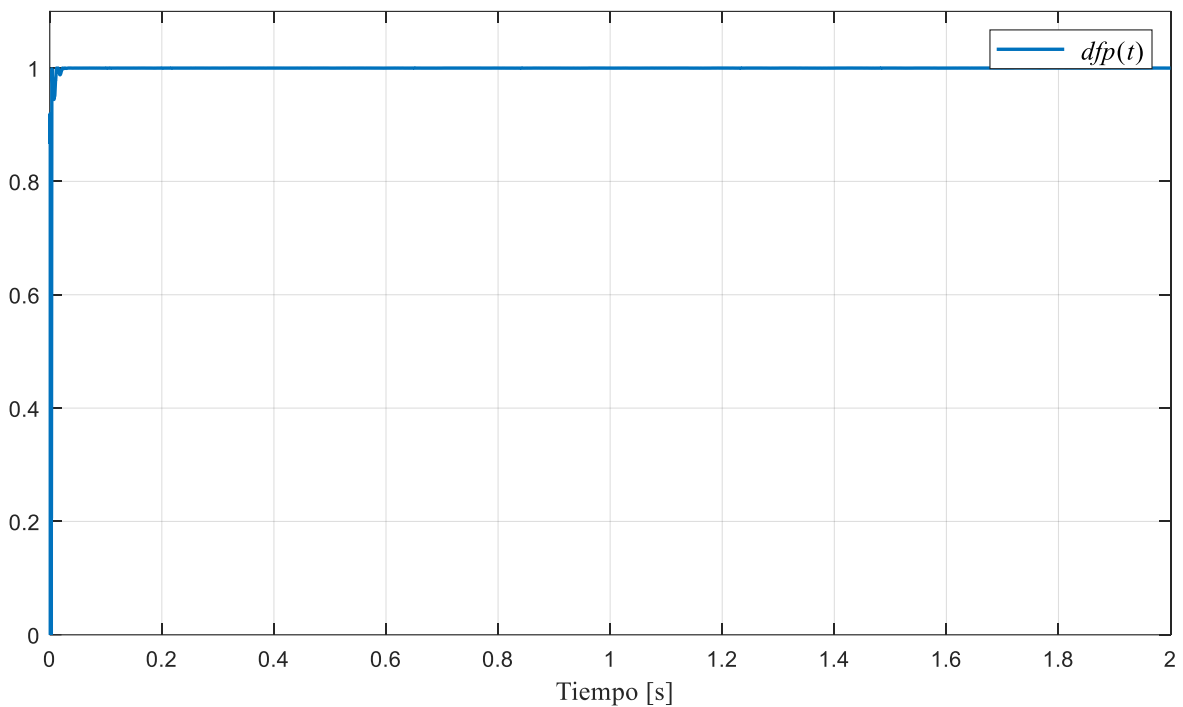


Fig. 3.9 Factor de desplazamiento obtenido mediante FCS-MPC.

En Fig. 3.9 se muestra el factor de desplazamiento obtenido mediante el FCS-MPC y la implementación del controlador PI para otorgar el seguimiento a la referencia de voltaje y generar el esquema de control master-slave. Se observa que el factor de desplazamiento es unitario sin variaciones en estado estacionario.

3.6.2 FCS-MPC con cambios de referencia.

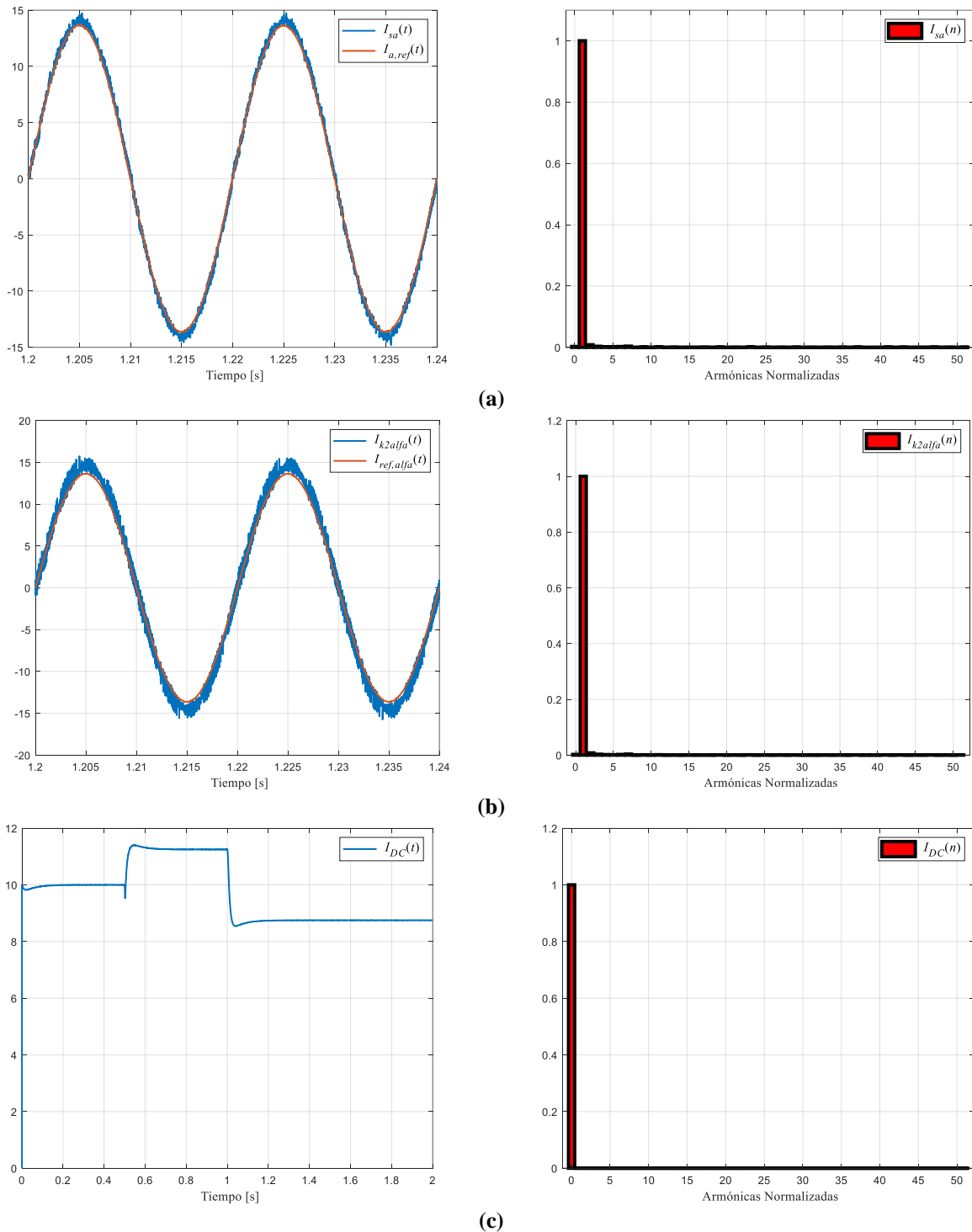


Fig. 3.10 Señales de corrientes Mediante FCS-MPC, de referencia y en el enlace DC con sus respectivos contenidos armónicos.

(a) Corriente de entrada al rectificador con su referencia y contenido armónico. (b) Corriente I_{α} de referencia y predicha con su respectivo contenido armónico. (c) Corriente I_{DC} con su respectivo contenido armónico.

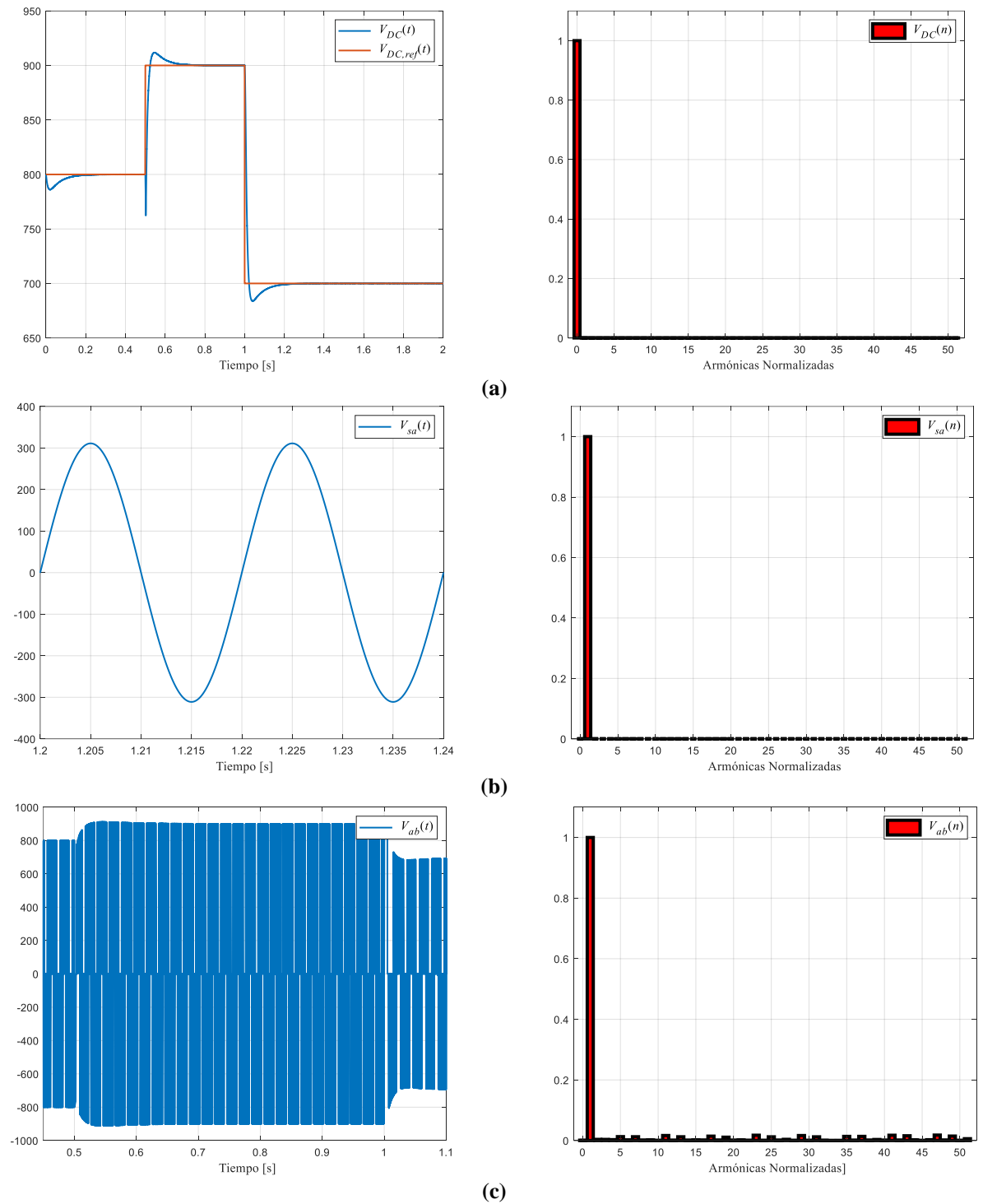


Fig. 3.11 Señales de voltaje Mediante FCS-MPC, con sus respectivos contenidos armónicos

(a) Señal de voltaje en el enlace DC con su referencia y contenido armónico. (b) Señal de voltaje de entrada V_s con su respectivo contenido armónico. (c) Señal de voltaje entre líneas V_{ab} con su respectivo contenido armónico.

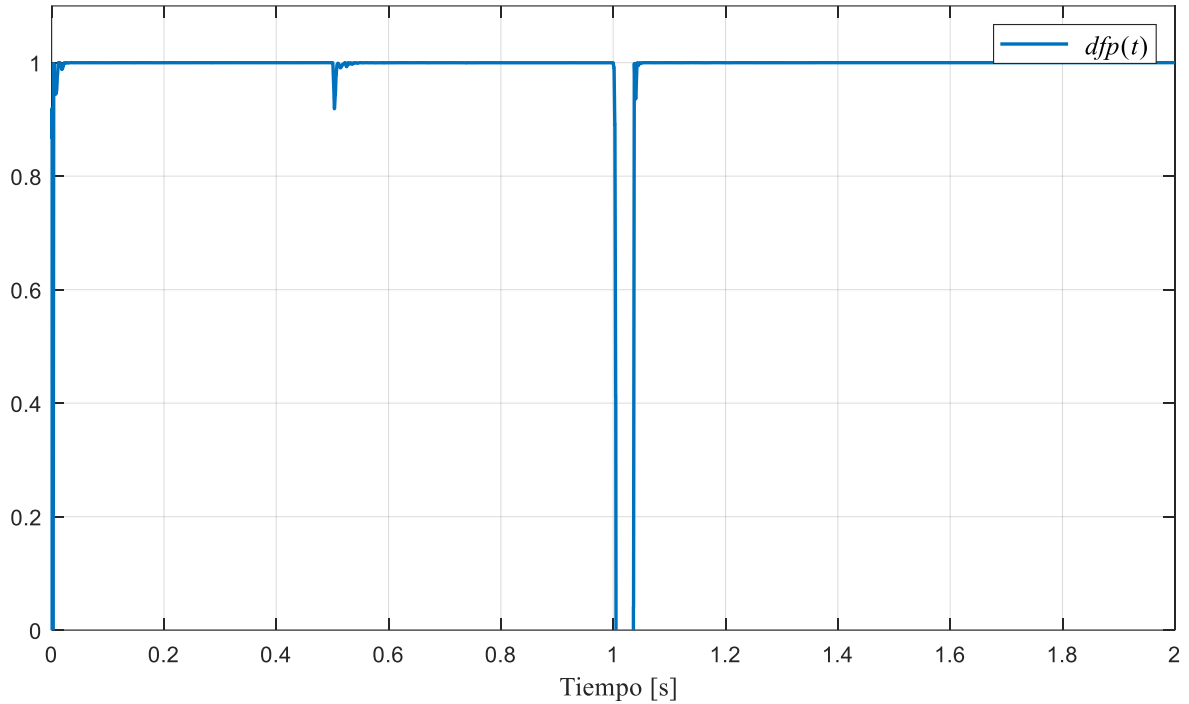


Fig. 3.12 Factor de desplazamiento obtenido mediante FCS-MPC.

Se presentaron los resultados obtenidos para el lazo de control cerrado con cambio de referencia, es posible observar un correcto seguimiento del controlador lineal PI implementado, se realizó un cambio de referencia de $\pm 100[V]$ en donde el controlador es capaz de seguir a la referencia de forma rápida y segura, en Fig. 3.10 (c) es capaz de verse como la corriente del enlace DC aumenta y disminuye en base al cambio de referencia realizado, los contenidos armónicos tanto para la corriente de entrada I_s^a , I_α , I_{DC} son ínfimos. En Fig. 3.11 se muestran los voltajes de interés del rectificador AFE, se puede ver que en Fig. 3.11 (a) se produce un cambio de referencia tanto en aumento como en descenso, el controlador lineal Pi logra realizar un correcto seguimiento de la referencia, sin embargo, se puede apreciar un pequeño sobrepaso negativo al momento de realizarse el cambio de referencia, el cual es producto del cero en el semiplano derecho del convertidor AFE, el contenido armónico en el espectro nuevamente es ínfimo y difuso, para el voltaje entre líneas, se logra ver como se genera una variación en este debido al cambio de referencia realizado.

Al observar el factor de desplazamiento, se ve que este tiende a caer levemente al momento de aumentar la referencia y luego cae fuertemente cuando esta se ve reducida, sin embargo, estas variaciones rápidamente retoman un factor de desplazamiento unitario y estacionario.

Capítulo 4. Propuesta de FCS-MPC

4.1. Introducción

Como se revisó en el capítulo anterior, el FCS-MPC provoca que los semiconductores de los convertidores conmuten a una gran velocidad, sin embargo, es posible reducir esta frecuencia de conmutación de estos semiconductores agregando una restricción a la función de costo, tal cual como se plantea en 3.3.2 de este documento. Por otro lado y como se plantea en la discusión de este documento, las normas eléctricas de calidad de suministro cada vez se encuentran más estrictas y cada vez son más los aparatos de electrónica conectados al sistema que son más sensibles a las variaciones en la calidad de suministro, sin embargo, así mismo como hay aparatos electrónicos sensibles a estas variaciones, también existen aparatos de electrónica de potencia que tiende a generar este tipo de variaciones de calidad de suministro en el sistema. Es por esto que el esquema de control propuesto no solamente plantea una reducción de la frecuencia de conmutación, sino que también plantea un grado de libertad ante ciertas perturbaciones en la red de suministro al rectificador para así no afectar la calidad del voltaje de salida de este.

Este documento realizara una breve revisión del estándar de la IEEE 519-2014 sobre prácticas y requerimientos recomendados para el control de armónicos en sistemas eléctricos de potencia y sobre el estándar 1159-2019 sobre prácticas recomendadas para el monitoreo de la calidad de potencia eléctrica además de presentar el esquema de control propuesto.

4.2. Estándares

4.2.1 IEEE 519-2014

IEEE 519-2014 “Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System” es un estándar desarrollado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) para regular la calidad de energía eléctrica en sistemas de potencia. Este estándar proporciona recomendaciones para limitar los niveles de tensión, corriente, frecuencia, distorsión armónica y fluctuaciones de voltaje en un sistema de potencia. El objetivo del estándar 519-2014 es garantizar un suministro de energía eléctrica estable y fiable para los usuarios finales y ayudar a proteger los equipos eléctricos conectados a la red. Esto también es un estándar ANSI (American National Estándar Institute).

Los niveles permisibles de inyección de armónicos según el voltaje de trabajo se muestran en las siguientes tablas.

TABLA 4-1 Limite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes entre 120[V] y 69[kV] en % respecto a la fundamental.

Distorsión máxima de corriente en % de I_L						
Orden de los armónicos individuales (impares)						
I_{SC} / I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	<i>TDD</i>
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 – 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 – 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 – 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

TABLA 4-2 Limite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes entre 69[kV] y 161[kV] en % respecto a la fundamental.

Distorsión máxima de corriente en % de I_L						
Orden de los armónicos individuales (impares)						
I_{SC} / I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	<i>TDD</i>
< 20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20 – 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50 – 100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100 – 1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

TABLA 4-3 Limite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes mayores a 161[kV] en % respecto a la fundamental.

Distorsión máxima de corriente en % de I_L						
Orden de los armónicos individuales (impares)						
I_{SC} / I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	<i>TDD</i>
< 25	1.0	0.5	0.38	0.15	0.1	1.5
25 < 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

4.2.2 IEEE 1159-2019

IEEE 1159-2019 “Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality” es un estándar desarrollado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). este estándar proporciona información para evaluar la calidad de la energía eléctrica, incluye procedimientos para medir y analizar las características de la calidad de la energía, voltaje, corriente, frecuencia, distorsión armónica y fluctuaciones de voltaje. El objetivo de este estándar es generalizar una metodología para evaluar la calidad de energía eléctrica en sistemas de potencia, permitiendo así a fabricantes y usuarios comparar los resultados mediante mediciones de diferentes sistemas de potencia.

además, provee información sobre los diferentes efectos electromagnéticos posibles a presentarse en la red de suministro, estos se clasifican en 7 categorías, las cuales son (i) Transientes, (ii) Corta duración, (iii) larga duración, (iv) desbalance, (v) distorsión de la forma de onda, (vi) fluctuaciones de voltaje y (vii) variaciones e frecuencia en la potencia. A continuación, se definirán algunos de estos.

Sags: Es un fenómeno de corta duración el cual se refiere a una caída de temporal del voltaje en un sistema eléctrico de potencia entre los valores de 0.1 y 0.9 [P.U] en el voltaje o corriente RMS. Es decir, una disminución de forma temporal del voltaje en un punto específico de la red. Esto puede deberse a diversas razones como lo pueden ser activaciones de grandes cargas o arranque de grandes motores, aunque generalmente están asociados a fallas en el sistema.

En Fig. 4.1 se muestra un efecto Sag causado a la partida de un motor.

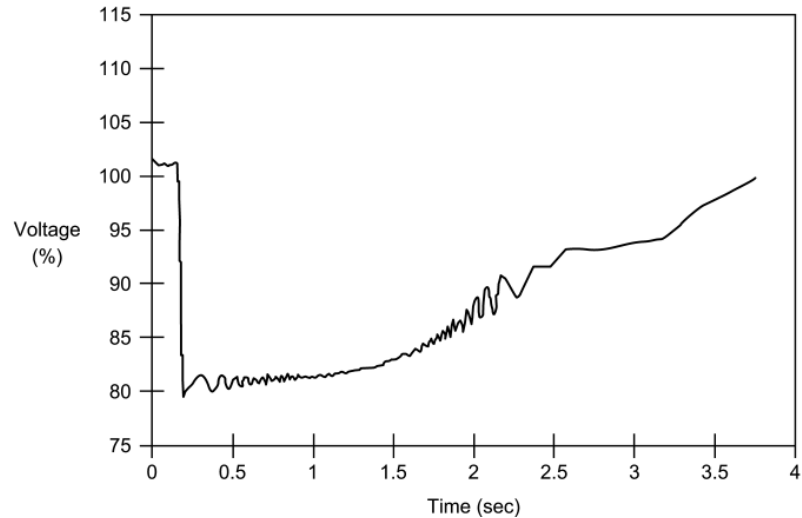


Fig. 4.1 Sag de voltaje debido a la partida de un motor [16]

Swells: Es un fenómeno de corta duración el cual se refiere a un aumento temporal del voltaje o corriente en un sistema eléctrico de potencia entre los valores de 1.1 y 1.8 [P.U]. es decir, un aumento temporal del voltaje en un punto específico de la red. Este efecto no es tan común a diferencia de los sags, una forma de que ocurra un swell es el aumento temporal de tensión de las fases sin falla durante una falla en una de las fases, o un cambio de carga en un punto específico de la red.

En Fig. 4.2 se muestra un efecto swell debido a un SLG (Single Line to Ground).

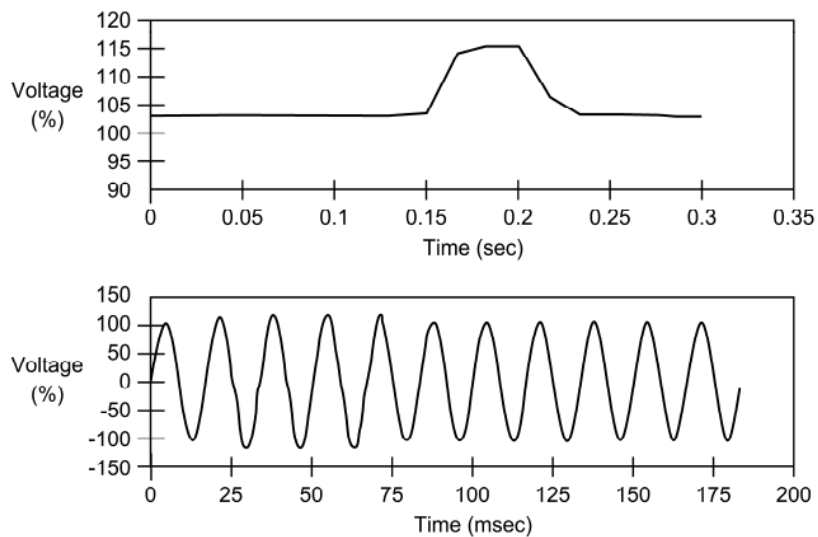


Fig. 4.2 Swell de voltaje causado por una falla de línea a tierra [16]

Notching: El notching es una perturbación periódica de la tensión, la cual es causada por el normal funcionamiento de dispositivos electrónicos de potencia cuando la corriente conmuta de una

fase a otra, durante este periodo hay un cortocircuito momentáneo entre dos fases, llevando la tensión tan cercana a cero como lo permita la impedancia del sistema.

En Fig. 4.3 se muestra el efecto Notching debido al correcto funcionamiento de un convertidor, se observan las muescas producidas en el voltaje de red.

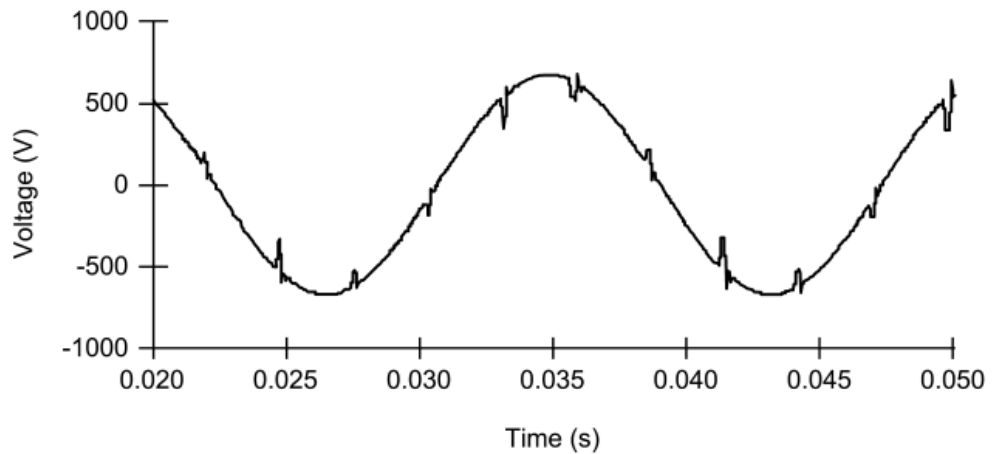


Fig. 4.3 Notching de voltaje debido al funcionamiento de un convertidor

4.3. Esquema de Control Propuesto

En el capítulo 3 de este documento se define la estrategia de control a utilizar para la realización de este trabajo, se define la función de costo a utilizar como base y en el apartado 3.3.2 se especifica cómo se logra reducir la frecuencia de conmutación del rectificador mediante el control predictivo, ya que esta es bastante alta al utilizar este tipo de control. además, en este capítulo se revisó brevemente el estándar IEEE 1159-2019 en donde se definen gran cantidad de efectos electromagnéticos capaces de afectar a los aparatos electrónicos conectados al sistema, por lo cual el enfoque que debe tener el esquema de control propuesto además de reducir la frecuencia de conmutación de los semiconductores. Es proteger la calidad del voltaje de salida entregado por el rectificador. En Fig. 4.4 se ilustra el esquema de control propuesto.

El enfoque propuesto para el esquema de control es dar un grado de libertad al algoritmo para que este actúe de forma rápidamente ante estos posibles efectos existentes en la red eléctrica. Estas variaciones afectaran de forma directa el voltaje en el enlace DC por lo que al existir alguna variación fuera del rizado habitual en el voltaje del enlace DC, es algoritmo comenzara a actuar con total libertad en la frecuencia de conmutación de los semiconductores, así se podrá llegar al estado óptimo de forma más rápida, luego de esto se vuelve a restringir el algoritmo y a bajar la frecuencia de conmutación.

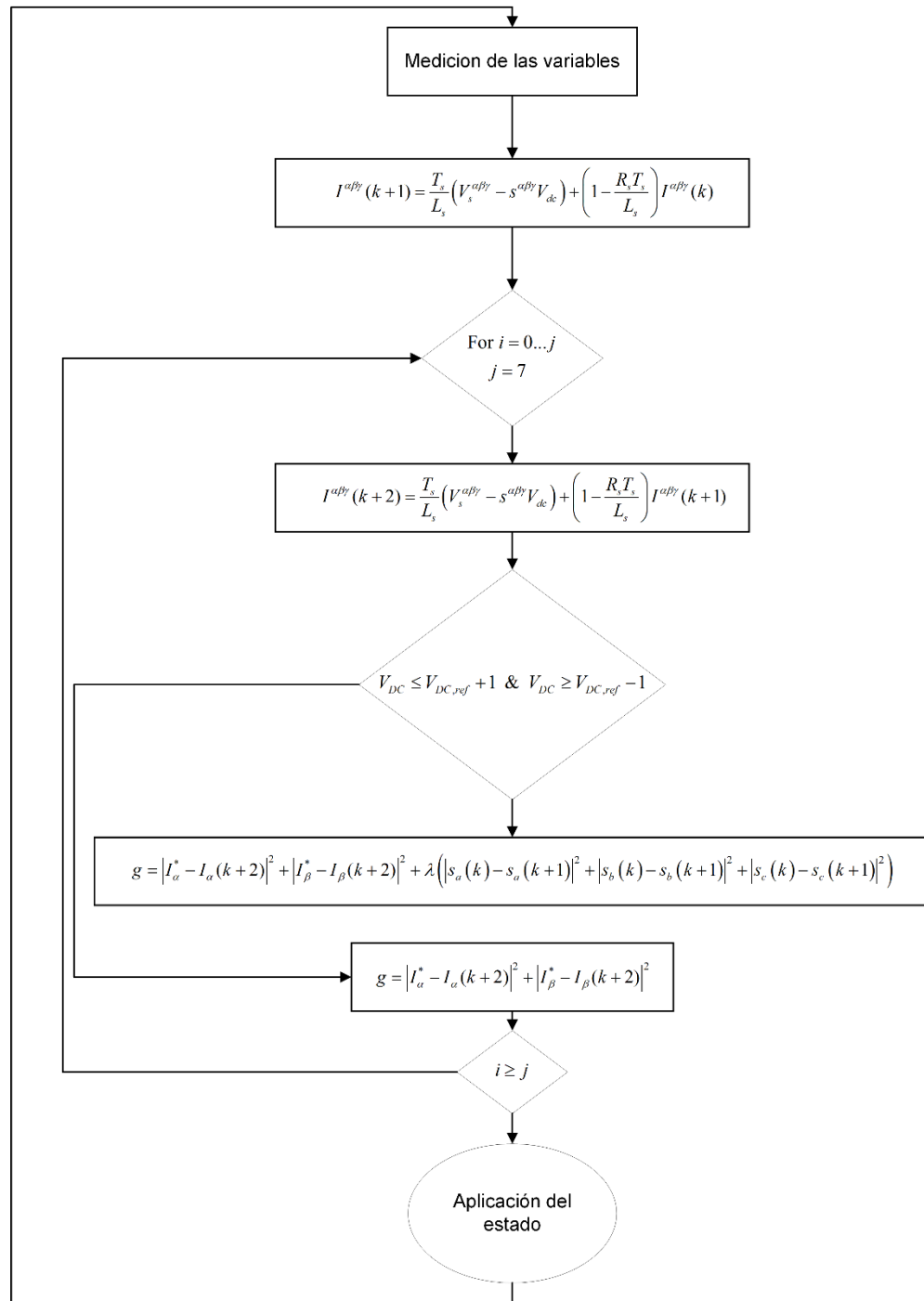


Fig. 4.4 Esquema de control propuesto mediante FCS-MPC.

Se observa que al no cumplir con la condición impuesta se selecciona una segunda función de costo la cual libera la frecuencia de conmutación de los semiconductores.

4.4. Simulación

A continuación, se presentan los resultados obtenidos mediante el esquema FCS-MPC de control con reducción en la frecuencia de conmutación y grado de libertado propuesto, para la obtención de estos resultados se utilizaron los valores presentados en la Tabla 2-1.

Se utilizó un efecto sag y luego un swell como efectos electromagnéticos a los cuales fue sometido el esquema de control propuesto, por lo tanto, se hizo variar el voltaje de la red de suministro en uno $\pm 10\%$ de esta forma nos aseguramos de cumplir con la norma establecida en Chile, la cual indica que admite variaciones de tensión del $\pm 7.5\%$ para baja tensión de red y media alta densidad de red.

Para Fig. 4.5 (a) y (b) en donde se presenta la corriente de entrada al rectificador, es decir la suministrada por la red y la corriente de la segunda predicción, se observa el efecto swell producido en el instante $t = 0.5[s]$ donde la corriente cae en un 10% como fue indicado anteriormente, luego de esto se produce un efecto sag en el instante $t = 0.75[s]$ en donde se vuelve a su valor de referencia, posterior a esto se vuelve a repetir el proceso en el instante $t = 1[s]$ y $t = 1.25[s]$ respectivamente, para el caso de I_{DC} mostrado en Fig. 4.5 (c) se ve que no variación inquietante.

Las magnitudes de corriente a frecuencia fundamental de las corrientes son.

$$\begin{aligned} I_s^a &= 19.12[A] \\ I_\alpha &= 19.69[A] \\ I_{DC} &= 10[A] \end{aligned} \tag{0.79}$$

El valor del THD obtenido mediante el esquema de control propuesto es de,

$$THD_i = 4.9\% \tag{0.80}$$

A pesar de presentar una mayor distorsión armónica, este valor sigue estando por debajo de los estándares internacionales.

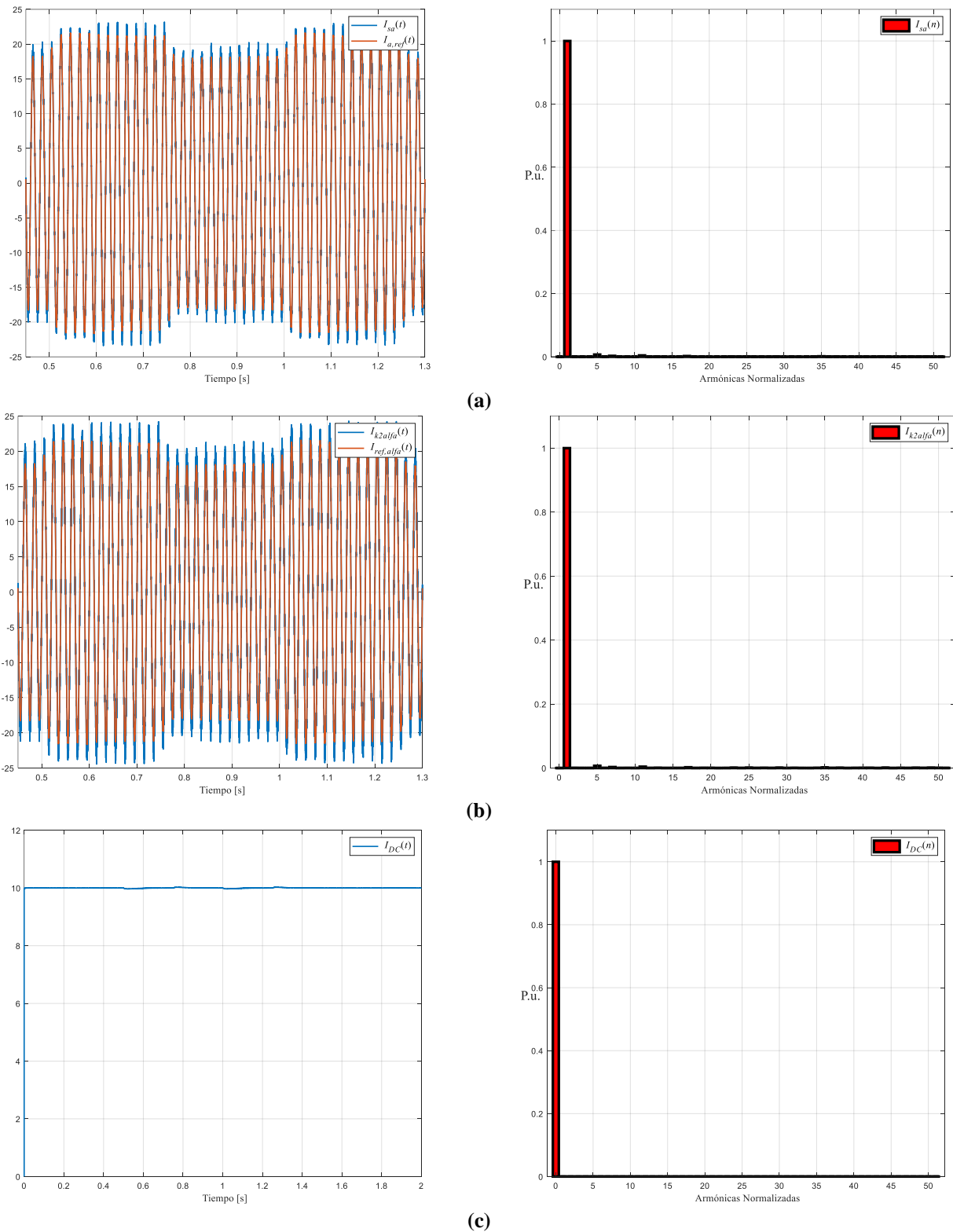


Fig. 4.5 Señales de corrientes Mediante FCS-MPC, de referencia y en el enlace DC con sus respectivos contenidos armónicos.

(a) Corriente de entrada al rectificador con su referencia y contenido armónico. (b) Corriente I_α de referencia y predicha con su respectivo contenido armónico. (c) Corriente I_{DC} con su respectivo contenido armónico.

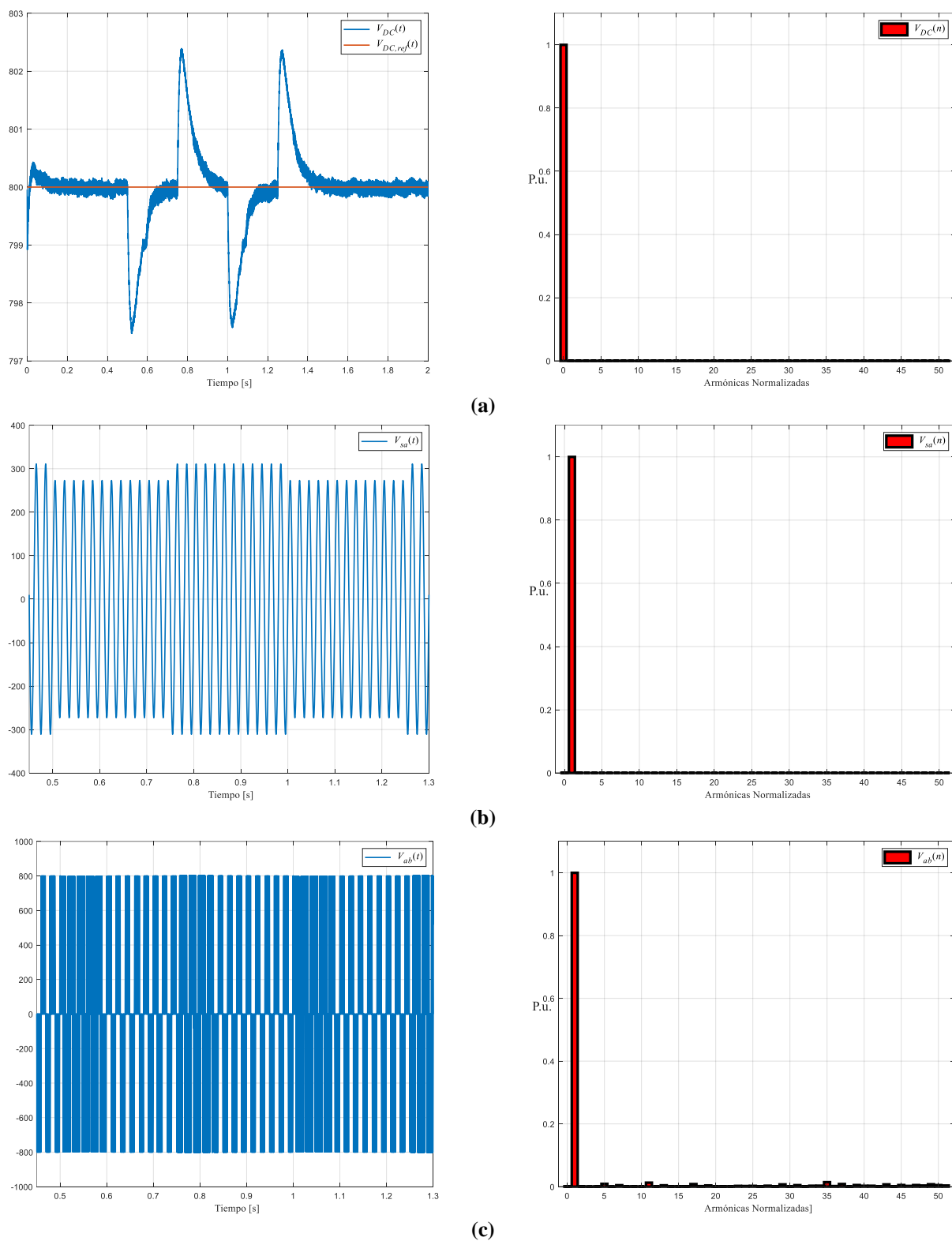


Fig. 4.6 Señales de voltaje Mediante FCS-MPC, con sus respectivos contenidos armónicos

(a) Señal de voltaje en el enlace DC con su referencia y contenido armónico. (b) Señal de voltaje de entrada V_s con su respectivo contenido armónico. (c) Señal de voltaje entre líneas V_{ab} con su respectivo contenido armónico.

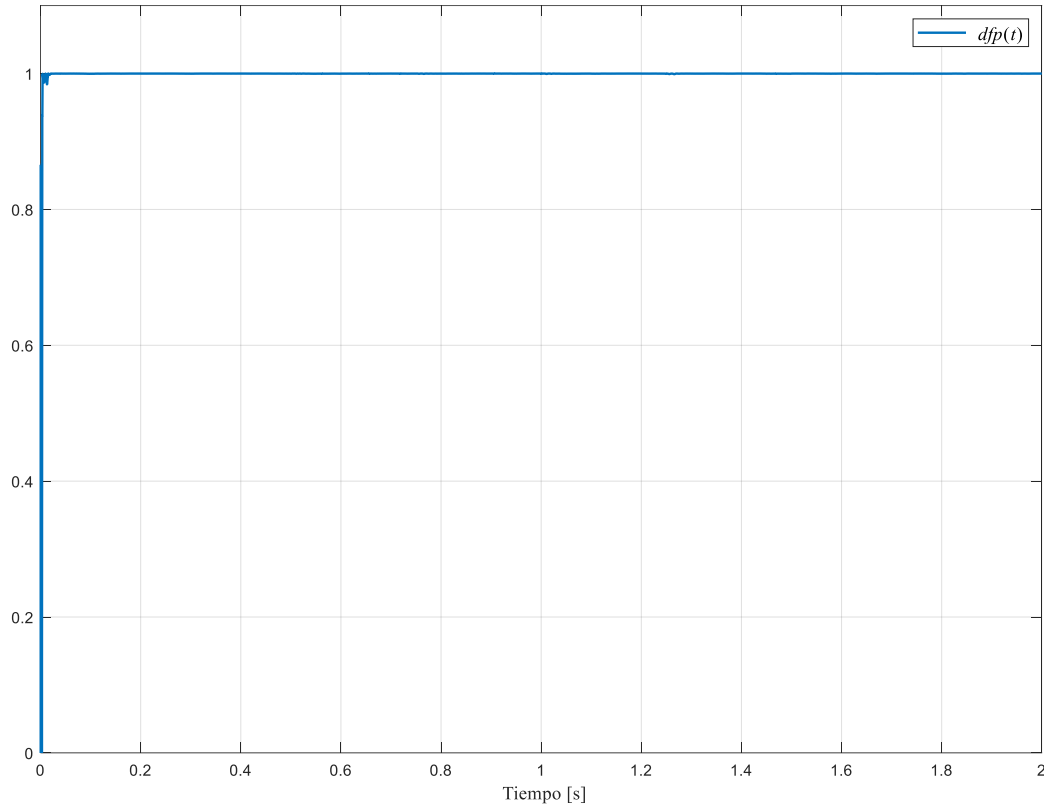
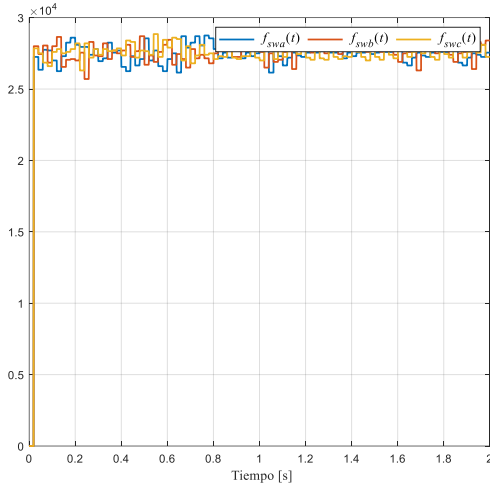


Fig. 4.7 Factor de desplazamiento obtenido mediante FCS-MPC.

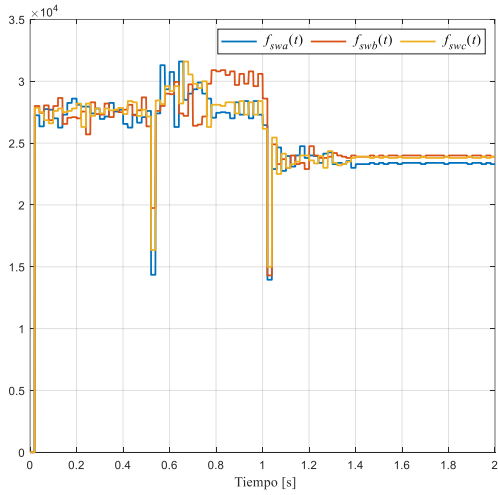
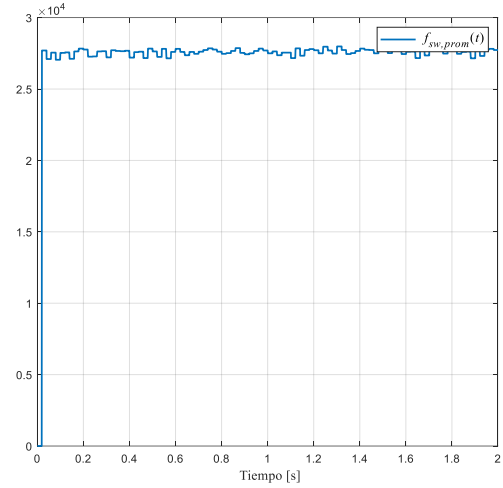
En Fig. 4.6 se muestran los voltajes de interés del rectificador, se observa que en Fig. 4.6 (a) se presenta el voltaje en el enlace DC V_{DC} , este presenta perturbaciones al tener esa fluctuación de voltaje en la entrada del rectificador, un efecto sag, sin embargo, el controlador actúa rápidamente y en aproximadamente en $t = 0.1[s]$ se logra volver a los valores de referencia y obtener un valor casi estacionario. Presenta un buen seguimiento de los valores de referencia impuestos. En Fig. 4.6 (b) se presenta claramente el efecto sag y luego un swell que hace volver al valor original de la red de suministro, el contenido armónico presente es casi nulo, el contenido armónico presentado en las figuras fue obtenido en estado estacionario.

El voltaje PWM presentado en Fig. 4.6 (c) es característico del voltaje línea a línea de un convertidor y al igual que para el apartado 3.6.1 y 3.6.2 de este documento se tiende a traslapar el voltaje en ciertos intervalos de tiempo, lo cual es debido a los estados de conmutación seleccionados por el algoritmo.

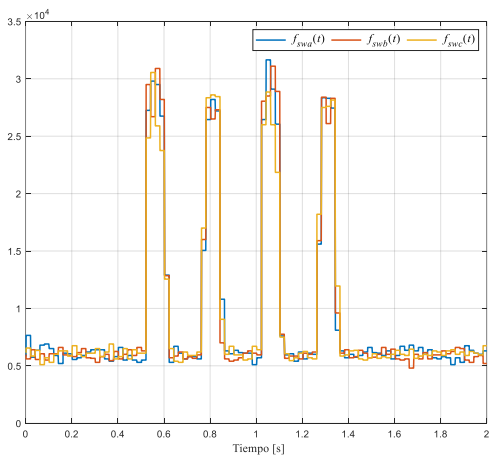
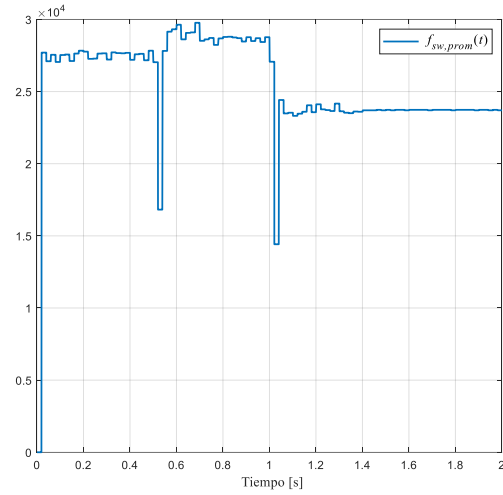
El factor de desplazamiento en Fig. 4.7 se muestra unitario a pesar de las fluctuaciones presentes en el suministro de red eléctrica.



(a)



(b)



(c)

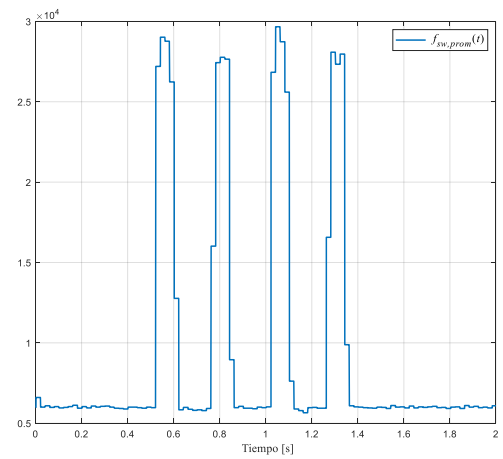


Fig. 4.8 Frecuencias de conmutación de los semiconductores

(a) Frecuencia de conmutación por semiconductor y promedio, sin cambios de referencia. (b) Frecuencia de conmutación por semiconductor y promedio con cambios de referencia. (c) Frecuencia de conmutación por semiconductor y promedio del esquema de control propuesto.

Por otro lado, en Fig. 4.8 se muestran las frecuencias de conmutación para los distintos casos expuestos, tanto como para los apartados 3.6.1, 3.6.2 y 4.4. como es de esperar, los dos primeros casos en Fig. 4.8 (a) y (b) muestran el FCS-MPC operando sin restricción en la frecuencia de conmutación y con cambios de referencia en el voltaje del enlace DC, donde claramente se observa que, al generar este cambio de referencia, las conmutaciones aumentan aún más de lo ya alta que son.

En Fig. 4.8 (c) se muestra la frecuencia de conmutación reducida y bajo los efectos sag y swell a los que se sometió el rectificador, se observa que se logró reducir la frecuencia de conmutación de aproximadamente $f_{sw} = 25[kHz]$ como se muestra en (a) y (b) a $f_{sw} = 6[kHz]$ en el caso (c) lo cual es casi a 1/4 de la frecuencia de conmutación libre.

Por otro lado, al efectuarse los efectos sag y swell se observa como el esquema de control da libertad a la frecuencia de conmutación para que así el sistema no se vea afectado por mucho tiempo en el voltaje en el enlace DC, es por esto que los semiconductores empiezan a operar de forma rápida hasta llegar como máximo a los $f_{sw} = 30[kHz]$

Capítulo 5. Conclusiones

5.1. Sumario

Este documento presento el funcionamiento detallado del rectificador de frente activo AFE primero realizando una exhaustiva revisión bibliográfica, para luego encontrar su región de operación y realizar pruebas mediante la obtención de un punto de operación y modulación PWM, para luego trabajar con el FCS-MPC.

Se detalla la estrategia de control FCS-MPC, nuevamente realizando una exhaustiva revisión bibliográfica y posteriormente utilizando el rectificador AFE para observar el comportamiento. Finalmente, se le realizan modificaciones al esquema de control con la finalidad de reducir la frecuencia de conmutación y prevenir el mal funcionamiento del rectificador debido a fenómenos electromagnéticos o posibles fallas en la red eléctrica.

Para el desarrollo de las simulaciones presentadas en este documento se utilizaron los softwares PSIM® y Matlab®, además se utilizó el lenguaje de programación en C++ para llevar a cabo las simulaciones.

5.2. Conclusión

En este trabajo se logra el desarrollo e incorporación del control predictivo basado en el modelo de estados finitos FCS-MPC a un rectificador de frente activo, se observa lo sencillo y eficaz que es la implementación de este método de control otorgando un correcto funcionamiento al rectificador AFE, lo cual se debe a la flexibilidad que otorga este tipo de control y a que se utiliza la naturaleza propia del rectificador AFE.

Los resultados obtenidos en este documento en base a las diferentes simulaciones realizadas son satisfactorios, se implementa la estrategia de control FCS-MPC en lazo abierto controlando la corriente de entrada al rectificador AFE trabajando en torno a un punto de operación. En donde se obtienen mejores resultados en comparación al esquema de control PWM que se utiliza de forma inicial con tal de visualizar y comprender de mejor manera el funcionamiento del rectificador AFE, los valores de contenido armónico obtenidos para la simulación en lazo abierto mediante PWM están bastante lejanos en comparación a lo obtenido mediante FCS-MPC, sin embargo, la simulación realizada mediante el FCS-MPC corresponde a un esquema completo en lazo cerrado.

Al implementar el FCS-MPC en lazo cerrado sobre el rectificador de frente activo los valores de distorsión armónica de corriente están bastante por debajo de lo establecido en los diferentes

estándares y normas obteniéndose un $THD_i = 3.099\%$, sin embargo la frecuencia de conmutación que utiliza este esquema de control es bastante elevada, en base a una estimación la cual utiliza el tiempo de muestreo utilizado en la aproximación de Euler para obtener la frecuencia de conmutación de los semiconductores, se puede llegar a hablar de $f_{sw} = 50[kHz]$, sin embargo, las simulaciones sin restricción nos detallan una frecuencia de conmutación promedio de $f_{sw} = 27[kHz]$ lo cual sigue siendo elevado pero ya se encuentra por debajo de la estimación en base al tiempo de muestreo utilizado.

El controlador lineal PI implementado para lograr cerrar el lazo de control funciona de forma satisfactoria, logrando cambios de referencia de un $\pm 100[V]$ y logrando el estado estacionario de forma eficaz. Por otro lado, al implementar el esquema de control propuesto, se logra obtener un valor de distorsión armónica por debajo de los estándares mencionados en este documento y además reducir eficazmente la frecuencia de conmutación. Utilizando un $\lambda = 2.31$ como factor de penalización es que se logra obtener una frecuencia de conmutación promedio de $f_{sw} = 6[kHz]$ y un valor de distorsión armónica de $THD_i = 4.9\%$ el cual, si bien aumenta en comparación al caso sin restricción, sigue estando dentro de los valores permitidos por la norma.

De forma adicional y como medida de protección a la calidad de voltaje entregado por el rectificador en el enlace DC, se elabora una propuesta de FCS-MPC con reducción en la frecuencia de conmutación capaz de otorgar un grado de libertad al algoritmo el cual consiste en liberar la frecuencia de conmutación frente algún efecto electromagnético como sags y swells. De esta forma se logra recuperar el valor de referencia en el enlace DC de forma eficaz. Ya que los aparatos de electrónica de potencia cada vez son más sensibles a este tipo de efectos debido a la tecnología de punta que ocupan los microprocesadores. El valor de THD obtenido en la corriente de entrada al rectificador fue de un $THD_i = 4.89\%$, la frecuencia de conmutación de los semiconductores fue de $f_{sw} = 6[kHz]$ en estado estacionario, sin embargo, al presentarse perturbaciones en la red de suministro la frecuencia de conmutación aumenta debió a que se le otorga esta libertad, llegando a valores cercanos a $f_{sw} = 28[kHz]$ lo cual tiene una duración de $t = 0.062[s]$ que es lo que se demora en retomar el estado transiente el voltaje en el enlace DC link.

Finalmente, este trabajo presento (i) análisis de los estados del arte del FCS-MPC, detallando su funcionamiento, estrategia y enfoque. (ii) un estudio detallado sobre el funcionamiento de los rectificadores AFE, modelando su sistema y obteniendo la región de operación de este rectificador.

(iii) el diseño de un esquema de control basado en FCS-MPC con reducción en la frecuencia de conmutación y cumpliendo los estándares nacionales e internacionales. (iv) otorgar libertad a la frecuencia de conmutación al presentarse perturbaciones en la red de suministro. Es por esto que a pesar de su alta frecuencia de conmutación en los semiconductores y el coste computacional que puede llegar a poseer este algoritmo debido a los tiempos de muestreo o variables a controlar del sistema dependiendo de la robustez, hacen que el FCS-MPC sea una opción viable como reemplazo a las clásicas técnicas de control mediante modulación PWM. Ya que el FCS-MPC otorga esa flexibilidad que lo caracteriza de agregar variables a la función de costo y controlar más aspectos del sistema, es sencillo de implementar y se aprovecha de la naturaleza del convertidor, otorgando un correcto funcionamiento del rectificador de frente activo AFE.

5.3. Trabajos futuros

Como trabajos futuros se proponen:

- Estimación de la eficiencia del rectificador de frente activo con reducción en la frecuencia de conmutación y con la libertad que se le otorga ante cualquier perturbación.
- Implementación en laboratorio de la estrategia de control planteada
- Análisis del FCS-MPC con reducción en la frecuencia de conmutación aplicado en un rectificador de frente activo con cargas desbalanceadas.
- Análisis del FCS-MPC con reducción en la frecuencia de conmutación aplicado en rectificadores multicelda.
- Análisis del comportamiento del FCS-MPC aplicado en un rectificador AFE frente a fallas en la red de secuencia negativa.

Bibliografía

- [1] J. Rodríguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS*, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, 2013.
- [2] C. Patricio, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Diciembre 2008.
- [3] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 52, no. 1, pp. 5-22, 2005.
- [4] E. Espinosa, J. Espinoza, R. Ramirez, M. Reyes, P. Melin, J. Muñoz and C. Baier, "Finite Control Set - Model Predictive Control Applied to Multicell Rectifiers," *IEEE*, pp. 5800-5805, 2013.
- [5] M. A. Pérez, R. Lizana Fuentes and J. Rodríguez, "Predictive Control of DC-link Voltage in an Active-Front-End Rectifier," 2011.
- [6] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann and J. Rodríguez, "Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, 2009.
- [7] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 1323-1325, 2012.
- [8] E. Espinosa, J. Espinoza, J. Rohten, P. Melin, J. Muñoz and C. Baier, "Nonlinear Control and Model Predictive Control Applied to a Multi-Cell AFE Rectifier," *IEEE*, pp. 1-7, 2015.
- [9] P. Karamanakos y T. Geyer, «Guidelines for the Design of Finite Control Set Model Predictive Controllers,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 35, nº 7, pp. 7434-7450, July 2020.
- [10] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer y R. Kennel, «Model Predictive Control of Power Electronic Systems: Methods, Results, and Challenges,» *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95-114, 28 August 2020.
- [11] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo y M. Norambuena, «Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 64, nº 2, pp. 935-947, February 2017.
- [12] E. Espinosa, J. Espinoza, P. Melín, J. Rohten, C. Baier y M. Reyes, «Finite Control Set—Model Predictive Control with Non-Spread Spectrum and Reduced Switching Frequency Applied to Multi-Cell Rectifiers,» *Energies*, vol. 14, nº 19, p. 6045, Septiembre 2021.
- [13] E. E. Espinosa, P. E. Melin, H. O. Garcés, C. R. Baier y J. R. Espinoza, «Multicell AFE Rectifier Managed by Finite Control Set—Model Predictive Control,» *IEEE Access*, vol. 9, pp. 137782-137792, 2021.
- [14] S. Zhanfeng, Z. Fengjiao y Z. Zhen, «Parallel-Observer-Based Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Machines With Reduced Switching Frequency,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS*, pp. 6457-6467, 2019.

- [15] Z. Yongchang , B. Yuning, Y. Haitao y Z. Boyue, «Low Switching Frequency Model Predictive Control of Three-Level Inverter-Fed IM Drives With Speed-Sensorless and Field-Weakening Operations,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 4262-4272, 2019.
- [16] IEEE Power and Energy Society, «IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,» *IEEE STANDARDS ASSOCIATION*, p. 29, 2014.
- [17] IEEE Power and Energy Society, «IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,» *IEEE STANDARDS ASSOCIATION*, p. 98, 2019.
- [18] Comisión Nacional de Energía, Norma Técnica de Calidad de Servicio para Sistemas de Distribución, Santiago, 2019.
- [19] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni y M. Pucci, «Model Predictive Control of shunt Active Filters With Fixed Switching Frequency,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, pp. 296-304, 2017.
- [20] B. Hu, L. Kang, J. Liu, J. Zeng, S. Wang y Z. Zhang, «Model Predictive Direct Power Control With Fixed Switching Frequency and Computational Amount Reduction,» *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS*, pp. 956-966, 2019.
- [21] J. Ma , W. Song, S. Wang y X. Feng, «Model Predictive Direct Power Control for Single Phase Three-Level Rectifier at Low Switching Frequency,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, pp. 1050-1062, 2018.
- [22] C. Zheng, T. Dragicevic, Z. Zhang, J. Rodriguez y F. Blaabjerg, «Model Predictive Control of LC-Filtered Voltage Source Inverters With Optimal Switching Sequence,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, pp. 3422-3436, 2021.