



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

**COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL PREDICTIVO PARA UN
CONVERTIDOR MATRICIAL INDIRECTO CON MINIMIZACIÓN DE
POTENCIA REACTIVA, APLICADO A UN SISTEMA MULTIDRIVE
COMPUESTO POR DOS MOTORES DE INDUCCIÓN**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

DIEGO ALFONSO VALENZUELA NILO

PROFESOR GUÍA:
MARCO RIVERA ABARCA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
RODRIGO PALMA BEHNKE
ANDRÉS CABA RUTTE

SANTIAGO DE CHILE

2022

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: DIEGO ALFONSO VALENZUELA NILO
FECHA: 2022
PROF. GUÍA: MARCO RIVERA ABARCA

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL PREDICTIVO PARA UN CONVERTIDOR MATRICIAL INDIRECTO CON MINIMIZACIÓN DE POTENCIA REACTIVA, APLICADO A UN SISTEMA MULTIDRIVE COMPUESTO POR DOS MOTORES DE INDUCCIÓN

La electrónica de potencia es una de las claves para combatir la crisis climática desde la ingeniería eléctrica, gracias a los desarrollos e implementaciones en eficiencia energética. Los convertidores son capaces de administrar la energía de forma inteligente, además de ampliar el rango de operación de los motores de inducción, máquinas robustas pero que por si solas son poco eficientes.

En el presente trabajo se estudian y comparan tres técnicas de control predictivo aplicadas a un convertidor matricial indirecto, pertenecientes a la familia de convertidores AC/AC, destacados principalmente por la ausencia de condensadores en el DC-Link, lo que los hace más pequeños, livianos y de mayor vida útil, ya que los condensadores requieren de mantenimiento o recambio continuo.

El control predictivo es útil como solución a problemas en donde el modelamiento es complejo, ya que permite trabajar con sistemas de múltiples entradas y salidas, además de agregar restricciones o comportamientos no lineales de forma sencilla.

La implementación se hace mediante simulación en Matlab-Simulink, replicando trabajos anteriores en materia de control predictivo a frecuencia variable y frecuencia fija. Luego se integra la principal innovación de este trabajo, en donde se utiliza el control predictivo secuencial para el control de torque y flujo de dos máquinas eléctricas, mientras se minimiza la potencia reactiva en la entrada del convertidor. El alcance del trabajo es exclusivamente teórico en entorno de simulación y no considera montaje de *set up* experimental.

Como resultado se encuentra que las tres técnicas logran un buen desempeño en aspectos de seguimiento de referencias, minimización de potencia reactiva, pero un desempeño levemente deficiente en cuanto a distorsión armónica. En desempeño general, el control predictivo a frecuencia variable es el que consigue mejores resultados, seguido por el control predictivo secuencial y frecuencia fija. La principal desventaja del control predictivo a frecuencia variable es que requiere de una mayor capacidad de cálculo, por lo que el control predictivo secuencial se propone como una buena alternativa al momento de trabajar con capacidad de cálculo limitada. Mientras que la principal característica que presenta el control predictivo a frecuencia fija es su baja distorsión armónica en la carga.

Palabras Claves: Control Predictivo, Convertidor Matricial Indirecto, Electrónica de Potencia, Motor de Inducción.

Agradecimientos

Gracias a mi familia. A mis padres por ser tan bellas personas, por haberme mostrado lo hermoso en las cosas sencillas. A mis hermanos, Benjamín y Josefina.

Y a todas las personas que me acompañaron durante este largo y sacrificado camino, en especial a mis amigos, que siempre me sacaron una sonrisa en los momentos difíciles.

Debo hacer una mención especial a Matías Olivares y Matías Agüero, por haberme acompañado en la travesía del norte, sin ustedes no podría haber estudiado y trabajado durante tanto tiempo. También debo dar las gracias a Jordan Urra, que sin su apoyo hubiera sido imposible continuar estudiando durante la pandemia.

Quiero agradecer especialmente al profesor Marco Rivera, por aceptarme como pupilo sin conocerme previamente y darme las herramientas necesarias para desarrollar este trabajo de título. Por abrirme las puertas del conocimiento en esta rama de investigación, que estoy seguro, será un punto clave para combatir el cambio climático, mediante la administración eficiente del recurso eléctrico e hídrico.

Por último agradecer al Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia (LCEEP), al Centro Tecnológico de Conversión de Energía (CTCE) y al Proyecto de Fondecyt Regular 1220556.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación y Antecedentes	1
1.2. Objetivos	4
1.2.1. Objetivo General	4
1.2.2. Objetivos Específicos	4
1.3. Alcances del trabajo	5
1.4. Limitaciones	5
2. Marco Teórico	6
2.1. Métodos Numéricos	6
2.1.1. Análisis de Fourier	6
2.1.2. Transformada de Laplace	7
2.1.3. Transformada de Clarke	7
2.1.4. Métodos de Discretización	7
2.1.4.1. Método de Euler	8
2.1.4.2. Método de Tustin	8
2.1.5. Modelo en Variables de Estado	8
2.2. Convertidores de Potencia	9
2.2.1. Convertidores con Elemento Almacenador de Energía	10
2.2.2. Convertidores sin Elemento Almacenador de Energía	11
2.2.2.1. Convertidor Matricial Directo	11
2.2.2.2. Convertidor Matricial Indirecto	11
2.3. Motores de Inducción	15
2.4. Control PI	16
2.4.1. <i>Antiwindup</i>	17
2.5. Técnicas de Control Predictivo	17
2.5.1. Control Predictivo Operando a Frecuencia Variable	17
2.5.2. Control Predictivo Operando a Frecuencia Fija	18
2.5.3. Control Predictivo Secuencial	19
3. Metodología Propuesta	20
3.1. Metodología general de trabajo	20
3.1.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	26
3.1.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	26
3.1.3. Control Predictivo Secuencial	26
3.1.4. Rediseño de parámetros de filtro y control PI	27
3.1.5. Métricas de Comparación	27

4. Caso de Estudio	29
4.1. Parámetros de Red	29
4.2. Parámetros de Motores	30
4.3. Diseño de Elementos	30
4.3.1. Diseño de Controlador PI	30
4.3.2. Diseño de Filtro de Armónicos	31
4.4. Parámetros de Control Predictivo	31
4.4.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	31
4.4.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	32
4.4.3. Control Predictivo Secuencial	32
4.5. Condiciones de Operación	33
4.5.1. Cambio de referencia de velocidad: 0 a W_n , sin carga mecánica	34
4.5.2. Operación a W_n , con carga mecánica	34
4.5.3. Cambio de referencia de W_n a $-W_n$	34
4.5.4. Operación a $-W_n$, con carga mecánica	35
5. Resultados	36
5.1. Seguimiento de Torque y Velocidad	36
5.1.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	36
5.1.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	37
5.1.3. Control Predictivo Secuencial	38
5.1.4. Discusión de Seguimiento de Torque y Velocidad	39
5.2. Comportamiento del DC-Link	40
5.2.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	40
5.2.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	41
5.2.3. Control Predictivo Secuencial	41
5.2.4. Discusión de variables del DC-Link	42
5.3. Comportamiento de variables en la entrada del convertidor	42
5.3.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	42
5.3.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	43
5.3.3. Control Predictivo Secuencial	43
5.3.4. Discusión de variables en la entrada del convertidor	44
5.4. Cambio de referencia de 0 a W_n , sin carga mecánica	44
5.4.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	44
5.4.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	45
5.4.3. Control Predictivo Secuencial	45
5.4.4. Cambio de velocidad, de 0 a W_n	46
5.5. Operación a W_n , con carga mecánica	46
5.5.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	46
5.5.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	47
5.5.3. Control Predictivo Secuencial	47
5.5.4. Cambio de carga mecánica a 40 Nm.	48
5.6. Cambio de referencia de W_n a $-W_n$	48
5.6.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable	48
5.6.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija	49
5.6.3. Control Predictivo Secuencial	49
5.6.4. Inversión de marcha	50

5.7.	Comportamiento del Filtro durante Inversión de Marcha	50
5.7.1.	Control Predictivo a Frecuencia Variable	50
5.7.2.	Control Predictivo a Frecuencia Fija	51
5.7.3.	Control Predictivo Secuencial	51
5.7.4.	Comportamiento del filtro durante inversión de marcha	52
5.8.	Operación a $-W_n$, con carga mecánica	52
5.8.1.	Control Predictivo a Frecuencia Variable	53
5.8.2.	Control Predictivo a Frecuencia Fija	53
5.8.3.	Control Predictivo Secuencial	54
5.8.4.	Cambio de carga mecánica a 55 Nm	54
5.9.	Espectro de frecuencia	54
5.9.1.	Control Predictivo a Frecuencia Variable	55
5.9.1.1.	Corriente de entrada i_s	55
5.9.1.2.	Corriente de carga i_o	56
5.9.2.	Discusión Control Predictivo a Frecuencia Variable	56
5.9.3.	Control Predictivo a Frecuencia Fija	57
5.9.3.1.	Corriente de entrada i_s	57
5.9.3.2.	Corriente de carga i_o	58
5.9.4.	Discusión Control Predictivo a Frecuencia Fija	58
5.9.5.	Control Predictivo Secuencial	59
5.9.5.1.	Corriente de entrada i_s	59
5.9.5.2.	Corriente de carga i_o	60
5.9.6.	Discusión Control Predictivo Secuencial	60
5.9.7.	Discusión General del Espectro de Frecuencia	61
5.10.	Carga Computacional	62
5.11.	Resumen de resultados	64
6.	Conclusiones	65
6.1.	Conclusiones	65
6.2.	Aportes Realizados	66
6.3.	Trabajo Futuro	67
	Bibliografía	68

Índice de Tablas

2.1.	Cantidad de dispositivos semiconductores de algunos convertidores AC/AC clásicos.	10
2.2.	Estados de conmutación y sus salidas para la etapa del rectificador.	12
2.3.	Estados de conmutación y sus salidas para la etapa de los inversores.	13
4.1.	Parámetros de red utilizados para simulación.	29
4.2.	Parámetros de motor utilizados para simulación.	30
4.3.	Parámetros del controlador PI utilizados para simulación.	30
4.4.	Parámetros del filtro de armónicos a la entrada del convertidor.	31
4.5.	Parámetros de función de costos para control predictivo a frecuencia variable.	32
4.6.	Parámetros de función de costos para control predictivo a frecuencia fija.	32
4.7.	Parámetros de control predictivo secuencial.	33
5.1.	Resultados de THD, en la entrada y carga, para cada técnica de control.	61
5.2.	Parámetros de función de costos para control predictivo a frecuencia fija.	63
5.3.	Resultados de tiempos de ejecución de cada técnica, para simular un periodo de 0,6 [s].	63
5.4.	Comparación del desempeño general de las técnicas de control.	64

Índice de Ilustraciones

1.1.	Tipos de convertidores. Elaboración propia.	3
1.2.	Cantidad de publicaciones relacionadas al trabajo, por año.	4
2.1.	Clasificación de convertidores de la familia AC/AC [41].	10
2.2.	Topología clásica del DMC [39].	11
2.3.	Estados del IMC representado en coordenadas $\alpha\beta$. Elaboración propia.	13
2.4.	Modelo circuital equivalente a una fase del motor de inducción [55].	15
2.5.	Modelo circuital equivalente del motor de inducción, en coordenadas $\alpha\beta$ [57].	16
2.6.	Lazo mecánico que relaciona el error de velocidad rotacional y entrega el torque eléctrico de referencia. Elaboración propia.	17
2.7.	Patrón de conmutación de control predictivo a frecuencia fija [63].	18
3.1.	Esquema general del sistema estudiado. Elaboración propia.	21
4.1.	Referencias	34
5.1.	Seguimiento de velocidad y torque de motor 1, utilizando control a frecuencia variable	36
5.2.	Seguimiento de velocidad y torque de motor 2, utilizando control a frecuencia variable	37
5.3.	Seguimiento de velocidad y torque de motor 1, utilizando control a frecuencia fija	37
5.4.	Seguimiento de velocidad y torque de motor 2, utilizando control a frecuencia fija	38
5.5.	Seguimiento de velocidad y torque de motor 1, utilizando control predictivo secuencial	38
5.6.	Seguimiento de velocidad y torque de motor 2, utilizando control predictivo secuencial	39
5.7.	Comportamiento de tensión y corriente del DC-Link utilizando control a frecuencia variable	40
5.8.	Comportamiento de tensión y corriente del DC-Link utilizando control a frecuencia fija	41
5.9.	Comportamiento de tensión y corriente del DC-Link utilizando control secuencial	41
5.10.	Comportamiento de tensión y corriente del convertidor en el lado de la red utilizando control a frecuencia variable	42
5.11.	Comportamiento de tensión y corriente del convertidor en el lado de la red utilizando control a frecuencia fija	43
5.12.	Comportamiento de tensión y corriente del convertidor en el lado de la red utilizando control secuencial	43
5.13.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia variable	44
5.14.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia fija	45

5.15.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control secuencial	45
5.16.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia variable	46
5.17.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia fija	47
5.18.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control secuencial	47
5.19.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia variable	48
5.20.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia fija	49
5.21.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control secuencial	49
5.22.	Detalle de corrientes de carga y resonancia en filtro de entrada, utilizando control a frecuencia variable	50
5.23.	Detalle de corrientes de carga y resonancia en filtro de entrada, utilizando control a frecuencia fija	51
5.24.	Detalle de corrientes de carga y resonancia en filtro de entrada, utilizando control secuencial	51
5.25.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia variable	53
5.26.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control a frecuencia fija	53
5.27.	Detalle de seguimiento de velocidad y torque de ambos motores, utilizando control secuencial	54
5.28.	Espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia variable.	55
5.29.	Acercamiento al espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia variable.	56
5.30.	Espectro de frecuencia para corriente en la carga i_o , utilizando control predictivo a frecuencia variable.	56
5.31.	Espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia fija.	57
5.32.	Acercamiento al espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia fija.	58
5.33.	Espectro de frecuencia para corriente en la carga i_o , utilizando control predictivo a frecuencia fija.	58
5.34.	Espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo secuencial.	59
5.35.	Acercamiento al espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo secuencial.	60
5.36.	Espectro de frecuencia para corriente en la carga i_o , utilizando control predictivo secuencial.	60

Nomenclatura

AC	Corriente Alterna.
C_f	Condensador de filtro.
CFC	Convertidor Fuente de Corriente.
CFV	Convertidor Fuente de Voltaje.
DC	Corriente Continua.
f_s	Frecuencia de muestreo.
f_{sw}	Frecuencia de conmutación.
HVDC	Corriente Continua de Alta Tensión.
IM	Motor de Inducción.
IMC	Convertidor Matricial Indirecto.
L_f	Inductancia de filtro.
LVK	Ley de Voltaje de Kirchhoff.
MPC	Control Predictivo Basado en Modelos.
MPC - FCS	Control Predictivo de Estados Finitos - Basado en Modelos.
PI	Control Proporcional Integral.
THD	Distorsión Armónica Total.
i_{iA}, i_{iB}, i_{iC}	Corrientes de entrada del convertidor.
i_o	Corriente de carga.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Corrientes de salida del convertidor.
v_{oa}, v_{ob}, v_{oc}	Voltajes de salida del convertidor.
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Voltajes de la fuente de entrada.
Ψ_r	Flujo de rotor.
Ψ_s	Flujo de estator.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación y Antecedentes

Una de las herramientas que hace posible combatir la crisis climática y tomar medidas que permitan mitigar su impacto es la electrónica de potencia. Los convertidores de potencia son aparatos que pueden convertir la energía eléctrica según se desee, para distintos tipos de aplicaciones. Existen topologías que pueden administrar recursos energéticos, transformando la corriente de alterna a continua o viceversa [1, 2].

Pero sus aplicaciones van mucho más allá de colaborar en la generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables, los convertidores son piezas fundamentales en múltiples ramas de la ingeniería eléctrica, entre las se encuentran [2, 3]:

- Control de motores: permiten controlar el torque o velocidad de máquinas eléctricas, haciendo un uso eficiente de la energía, además de ampliar el rango de operación, en especial de los motores de inducción. El ejemplo más destacado de esto es el variador de frecuencia, que se puede encontrar en equipos como ascensores, trenes, autos eléctricos, molinos SAG (semi-autógeno), correas transportadoras, entre otros [4].
- Generación eólica: para poder conectar los aerogeneradores a la red, se requiere de un controlador capaz de inyectar la energía eléctrica generada de forma eficiente. En otras palabras, es necesario sincronizar el generador con la red. Estos controladores están basados en convertidores que ajustan el punto de operación del generador para que la inyección a la red sea óptima, tanto en potencia activa como reactiva [5].
- Generación solar: para poder integrar la energía fotovoltaica a la red, es necesario convertir la corriente continua entregada por los paneles, en alterna, ya que el sistema de distribución y transmisión funciona en corriente alterna. El proceso de inversión es realizado por convertidores DC/AC [6].
- Transmisión HVDC: la transmisión en corriente continua es una solución para interconectar sistemas eléctricos que operen a distinta frecuencia. También es una opción más económica que la transmisión en corriente alterna, cuando el trazado de la línea es de gran longitud. Las subestaciones en los extremos de las líneas de HVDC se componen de una numerosa cantidad de convertidores de potencia que permiten elevar o reducir la tensión según se necesite [7].

- Almacenamiento de energía: tanto a gran escala en BESS, como a pequeña escala en UPS, la energía almacenada de forma química en una batería, necesita ser modulada para alimentar cargas que funcionen con corriente alterna. El trabajo de modulación es realizado por los convertidores de potencia, siendo estos capaces de sintetizar una señal de determinada amplitud y frecuencia, según sea la naturaleza de la carga alimentada [8].
- Eficiencia energética: la eficiencia energética es un tema transversal a todos los tópicos anteriormente mencionados, ya que en general los convertidores están diseñados para que la operación de los sistemas sea óptima. Por ejemplo, en sistemas de control de motores, la reducción de velocidad o torque de un motor implica que existe una reducción de consumo de energía eléctrica. De la misma forma, en sistemas de almacenamiento, el seguimiento de la energía que requiere la carga alimentada, se hace mediante controladores de carga, los que a su vez también son convertidores de potencia [9].

En el marco de aplicaciones industriales de los convertidores de potencia, una de las implementaciones más frecuentes es la de control de velocidad y torque de motores, sobre todo en motores de inducción. La operación en conjunto de un motor de inducción y un convertidor permite ampliar el rango de operación de carga de la máquina, logrando efectos como un arranque suave del motor, reducción del peak de corriente de partida, sentido de giro bidireccional y control de velocidad o torque según se requiera [10–12].

El motor de inducción es una de las máquinas eléctricas más robustas, debido a que carece de componentes rotatorios que sufran el desgaste por fricción constante, ya que el movimiento producido en el eje se debe netamente al flujo magnético enlazado en el rotor. Generalmente, este tipo de máquinas se encuentran instaladas en ambientes hostiles, en donde se ven expuestas a agentes contaminantes como polvo, humedad, altas temperaturas, ambientes salinos, etc. La principal desventaja del motor jaula de ardilla es que debido a su aspectos constructivos, cuenta con solo una puerta de entrada, por lo tanto se dificulta su control. Son máquinas que por si solas, operan a velocidad prácticamente fija, o dentro de un rango muy acotado [13–15].

Durante las últimas décadas del siglo XX se genera un particular interés en el desarrollo del accionamiento de máquinas eléctricas rotatorias mediante dispositivos semiconductores. Gracias a los avances en electrónica, en particular, al desarrollo e implementación de transistores de respuesta rápida, es que la electrónica de potencia logra implementar el denominado variador de frecuencia, el que permite sintetizar a partir de una fuente de corriente continua y un inversor, una señal en corriente alterna de amplitud y frecuencia variable [16, 17].

La topología tradicional de los convertidores de potencia consiste en una etapa de rectificación compuesta por diodos, por lo tanto su encendido y apagado sucede de forma natural. Luego existe una etapa de almacenamiento de energía compuesto comúnmente por una gran cantidad de condensadores. Y en último lugar se encuentran la etapa de inversión, en donde un conjunto de transistores sintetizan la señal que alimenta la carga. El control del encendido y apagado de los transistores se hace mediante técnicas de modulación de ancho de pulso PWM o de control vectorial SVM [18–21].

Sin embargo, durante los últimos 20 años, tanto la topología original, como las técnicas de control se han diversificado. El tema de esta memoria corresponde a una comparación de

técnicas de control predictivo aplicadas a un convertidor de la familia AC/AC, denominado convertidor matricial indirecto. En esta ocasión el convertidor alimenta dos motores de inducción tipo jaula de ardilla, controlando flujo magnético, torque eléctrico y velocidad de rotación.

Los convertidores matriciales tienen la particularidad de no contar con elementos almacenadores de energía en la etapa intermedia, conocida como DC-Link, lo que los cataloga como convertidores más livianos, pequeños y con mayor vida útil al compararlo con los tradicionales. Otra diferencia sustancial, es que la etapa de rectificación se compone de transistores, por lo que también debe ser controlada de forma activa, lo que complejiza la técnica de control que rige su comportamiento. El hecho de contar con control total de los interruptores de rectificación e inversión, permite trabajar con un factor de potencia unitario, o muy cercano a este. Por otra parte, para mitigar las componentes de alta frecuencia, producidas por la conmutación de los interruptores, se hace fundamental la inclusión de un filtro de armónicos a la entrada del convertidor, el cual debe ser diseñado meticulosamente para evitar efectos de resonancia [22–24].

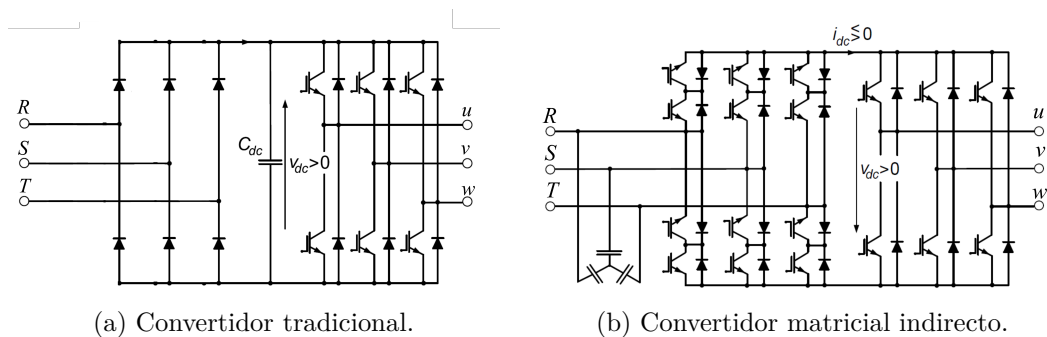


Figura 1.1: Tipos de convertidores. Elaboración propia.

Gracias al desarrollo y avance en tecnologías de microcontroladores, es factible la implementación de convertidores matriciales, ya que se requiere resolver una cantidad de cálculos considerable durante un instante de tiempo muy pequeño, en el orden de los microsegundos. En la industria existe tecnología japonesa comercializada por la empresa Yaskawa, quien tiene disponible convertidores matriciales en baja y media tensión, lo que demuestra que con la tecnología actual es posible implementar este tipo de soluciones [25, 26].

Considerando que existen avances en la tecnología de procesamiento de datos se plantea como innovación la posibilidad de controlar múltiples máquinas eléctricas a partir de un único equipo de control. Esta solución tiene como desafío la complejidad de implementar una solución de calidad distribuyendo de forma óptima los recursos computacionales, pero trae como beneficio principal la disminución de tamaño y peso el gabinete del convertidor. Generalmente la tecnología actual cuenta con un montaje que considera un convertidor para cada motor. En cambio en la topología propuesta, se propone instalar un convertidor para dos máquinas, lo que perfectamente puede ser extensible en el futuro, alimentando un mayor número de motores a partir de un solo convertidor, simplificando el montaje y reduciendo dimensiones físicas como el volumen utilizado por los tableros y el peso de los mismos.



Figura 1.2: Cantidad de publicaciones relacionadas al trabajo, por año. Elaboración propia.

En la Figura 1.2 se puede ver la cantidad de publicaciones registradas en la IEEE, que contengan las palabras *Power Converter* y *Predictive Control* en el Abstract. Desde la imagen se desprende que el tema de investigación está en pleno proceso de masificación y desarrollo.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

El objetivo principal de este trabajo de título es comparar tres técnicas de control predictivo aplicadas a un convertidor matricial indirecto para un sistema compuesto por dos motores de inducción tipo jaula de ardilla, con minimización de potencia reactiva.

1.2.2. Objetivos Específicos

Además del objetivo principal del trabajo, se espera lograr cumplir con las siguientes actividades durante el desarrollo de la investigación.

- Modelar técnicas de control predictivo del tipo frecuencia variable, frecuencia fija y secuencial.
- Simular técnicas de control predictivo en el software Matlab-Simulink.
- Lograr control de torque eléctrico y flujo magnético, mediante el seguimiento de referencias de velocidad rotacional y torque de carga en ambos motores.
- Lograr mantener un factor de potencia unitario en la entrada del convertidor.
- Definir y calcular métricas que permitan establecer una comparación entre las diferentes técnicas de control, tales como tiempo de establecimiento, máximo sobrepaso, distorsión armónica total (THD), entre otras.

1.3. Alcances del trabajo

Dentro del trabajo de título se considera abarcar los siguientes puntos.

- El desarrollo del trabajo es netamente teórico y de simulación.
- Se considera un estudio y análisis de variables mecánicas y eléctricas, cuantificando el desempeño de cada técnica de control.
- El modelo obtenido corresponde exclusivamente a un convertidor matricial indirecto alimentando dos motores de inducción tipo jaula de ardilla.
- Existe un análisis comparativo estimado para la carga computacional requerida por cada técnica de control.

1.4. Limitaciones

El desarrollo de esta memoria no considera y deja explícitamente afuera los siguientes puntos.

- No se considera implementación de *set up* experimental para el circuito resultante.
- No está dentro de los alcances del trabajo la optimización de código de programación.
- La implementación computacional de las técnicas de control no consideran estrategia de conmutación a corriente cero, ni tiempo muerto entre encendido y apagado de los switches.
- No se considera la extensión del estudio para un mayor número de motores.
- No se contempla realizar un análisis de sensibilidad exhaustivo en cuanto a la función de costos de cada técnica. Basta con encontrar estabilidad en el sistema y un buen rendimiento generalizado.
- No se extiende el caso de estudio para otros tipos de convertidores ni para otros tipos de motores.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Métodos Numéricos

En los siguientes apartados se busca dar al lector conceptos que permitan el entendimiento del presente trabajo, principalmente de las herramientas matemáticas utilizadas para describir el problema de investigación, tanto en su etapa de modelamiento, diseño y control.

2.1.1. Análisis de Fourier

Mediante la aplicación de la Transformada de Fourier Discreta, es posible representar una función matemática, utilizando como base funciones sinusoidales. Permite analizar el espectro de frecuencia de una señal periódica originalmente descrita en el dominio del tiempo, ya que una vez aplicada la Transformada, la señal estudiada se puede descomponer en un conjunto de sumas infinitas de amplitudes conocidas como coeficientes de la Serie de Fourier. Cada elemento de la serie, tiene asociado un término sinusoidal con una determinada frecuencia, lo que permite el estudio de armónicos en la señal [27].

La aproximación de una función mediante la Serie de Fourier se define según la siguiente expresión [28]:

$$f(t) \sim \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) + b_n \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) \right] \quad (2.1)$$

En donde T , es el periodo de la señal analizada. Mientras que los términos a_0 , a_n y b_n son los coeficientes de amplitud de la Serie de Fourier que se calculan a partir de:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt \end{aligned} \quad (2.2)$$

En este trabajo, la aplicación de la Serie de Fourier se hace mediante implementación directa disponible en Matlab. Las señales analizadas corresponden en su mayoría a voltajes y corrientes sinusoidales, en busca de determinar el porcentaje de distorsión armónica existente en dichas señales.

2.1.2. Transformada de Laplace

La Transformada de Laplace permite convertir una función descrita en el dominio del tiempo, a una función en variable compleja, normalmente denominada "s". Corresponde a un caso particular de la Transformada de Fourier y es común utilizarla en aplicaciones relacionadas con ciencia e ingeniería, ya que permite resolver ecuaciones diferenciales. Específicamente, permite transformar ecuaciones diferenciales en ecuaciones algebraicas, lo que simplifica su resolución. Se define como [28]:

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt, \quad t \geq 0 \quad (2.3)$$

Si se modela el comportamiento de un sistema en función del tiempo, mediante la Transformada de Laplace se consigue una expresión del tipo [27]:

$$Y(s) = H(s)U(s) \quad (2.4)$$

En donde la matriz $Y(s)$, representa la salida del sistema o sus estados. La matriz $H(s)$ corresponde a la función de transferencia del sistema. Por último, la matriz $U(s)$ es el vector de entradas o perturbaciones al que se ve sometido el sistema.

La matriz $H(s)$ es sumamente útil para efectos de estudios de estabilidad y velocidad, ya que esta entrega una descripción de la evolución del sistema en función de las entradas que se apliquen. Además provee información fundamental al momento de diseñar filtros o controladores que permitan llevar la planta a un punto de operación deseado.

Durante este trabajo se utilizan ecuaciones en el dominio de Laplace para describir y modelar el comportamiento de circuitos eléctricos, mediante la función de transferencia que defina los circuitos estudiados.

2.1.3. Transformada de Clarke

La Transformada de Clarke permite convertir un sistema de 3 señales, estilo "abc", a un sistema de dos coordenadas desfasadas en 90°, conocido como ejes de referencia rotatorios, o coordenadas $\alpha\beta$. En estudio de sistemas eléctricos se utiliza para descomponer variables trifásicas, simplificando el análisis de variables a un sistema con solo dos variables [29, 30].

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

En este trabajo se utiliza para transformar variables eléctricas como corrientes, tensiones, flujos magnéticos, potencia activa y reactiva. Luego de transformar dichas variables se realizan operaciones que permiten manipular y controlar el sistema, de acuerdo a los intereses del caso de estudio.

2.1.4. Métodos de Discretización

Dado que la naturaleza del problema estudiado es de carácter discreto, en donde la representación, medición y acciones de control aplicadas ocurren cada cierto periodo de muestreo T_s . Para poder caracterizar el sistema de forma correcta se necesita una frecuencia suficiente-

mente alta, que asegure la obtención de información necesaria para cada instante de tiempo, ya que en caso de que el tiempo de muestreo no sea lo suficientemente rápido puede existir pérdida de información entre un instante y otro. A continuación se presentan algunas herramientas de discretización utilizadas a lo largo de este trabajo.

2.1.4.1. Método de Euler

El método de Euler permite aproximar soluciones de ecuaciones diferenciales, mediante un método numérico, discretizando la ecuación que se busca resolver en determinados intervalos de tiempo. El resultado de la aproximación se define en base al valor de la función en el instante actual y de la dinámica del sistema modelado durante la ventana de tiempo abarcada entre el instante actual y futuro. Para efectos prácticos, si se busca aproximar una ecuación diferencial genérica, la aproximación de Euler tiene la siguiente forma [31]:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= f(x, t) \\ x(k+1) &= x(k) + f(x(k)) \cdot T_s \end{aligned} \quad (2.6)$$

En donde T_s es el tiempo de muestreo del problema y $f(x(k))$ representa el comportamiento del sistema dinámico estudiado.

$$s \approx \frac{1}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}} \quad (2.7)$$

A lo largo de esta memoria se utiliza para discretizar y aproximar varias funciones, que originalmente modelan el comportamiento de un sistema dinámico en el dominio del tiempo continuo, para luego pasar al dominio del tiempo discreto.

2.1.4.2. Método de Tustin

El método de Tustin también es conocido como transformada bilineal, corresponde a una herramienta similar al método de Euler, pero más precisa en la estimación. Por otra parte, también requiere de una mayor cantidad de cálculo, y en consecuencia una mayor carga computacional. La aproximación de Tustin se define de la siguiente forma [32]:

$$s \approx \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.8)$$

Siendo s la variable compleja del dominio de Laplace, T_s el tiempo de muestreo y z la variable compleja en el dominio del tiempo discreto.

2.1.5. Modelo en Variables de Estado

El modelo en variables de estado es una herramienta de sistemas de control, en donde se busca definir una forma en estados de tanto variables internas del proceso dinámico como de la salida que se busca modelar y controlar.

De acuerdo a la definición formal, si se tiene un sistema dinámico continuo de orden n , con entrada “ u ”, salida “ y ” representado por una ecuación diferencial lineal o no lineal. Es posible representar el sistema en función de n ecuaciones de diferencias de primer orden, además de una ecuación algebraica, como muestra la ecuación (2.9), donde hay m entradas, n estados y p salidas [28].

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x} &= f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= g(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}\end{aligned}\tag{2.9}$$

Donde las matrices de constantes se definen de la siguiente forma:

- A: Matriz de transición de estados.
- B: Matriz de entradas.
- C: Matriz de salidas.
- D: Matriz de paso directo.

Mediante la aplicación de propiedades de la transformada de Laplace y utilizando métodos de discretización sobre la ecuación (2.9), considerando la dinámica del sistema que se busca describir, para un intervalo de tiempo T_s después, es posible reformular el sistema dinámico lineal como se plantea en la ecuación (2.10).

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k+1) &= \Phi(T_s)\mathbf{x}(k) + \Gamma(T_s)\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k+1) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k)\end{aligned}\tag{2.10}$$

Donde las matrices que acompañan los vectores de estados y entradas se calculan de la ecuación (2.11):

$$\begin{aligned}\Phi(T_s) &= L^{-1}\left\{(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\right\}\Big|_{t=T_s} = e^{\mathbf{A}T_s} \\ \Gamma(T_s) &= \int_0^{T_s} \Phi(v)dv\mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1}(\Phi - \mathbf{I}_{n \times n})\mathbf{B}\end{aligned}\tag{2.11}$$

Dentro del trabajo de título se utiliza la formulación en variables de estado, para modelar el comportamiento del conjunto compuesto por un convertidor matricial indirecto conectado a dos motores de inducción jaula de ardilla. Lo que permite describir la dinámica basada en un modelo matemático.

2.2. Convertidores de Potencia

Tal como su nombre indica, los convertidores de potencia son dispositivos capaces de convertir la energía eléctrica pasando entre corriente DC o AC, según se desee.

En el caso de la corriente continua, existen diseños de conversores que permiten la elevación o reducción de tensión [33–36]. Mientras que en aplicaciones de corriente alterna cumplen funciones de inversión, modulando o sintetizando una onda deseada, de amplitud y frecuencia variable. También son utilizados para el paso previo a la inversión, en donde se usan para rectificar la corriente alterna, pasando a corriente continua, para almacenar energía en alguna batería o condensador [37–40].

Los convertidores AC/AC se pueden dividir en varias categorías, pero para simplificar un poco la clasificación, se recurre a agrupar por dos grandes grupos: los convertidores que cuentan con un elemento almacenador de energía en la etapa de rectificación, y los que carecen

de dispositivos pasivos como condensadores o inductancias [41].

El presente trabajo de título contempla y profundiza en el control de un tipo de convertidor que carece de condensador en la etapa intermedia DC-Link, conectando la fuente de alimentación casi de forma directa a la carga, a excepción del filtro de armónicos ubicado en la entrada del convertidor.

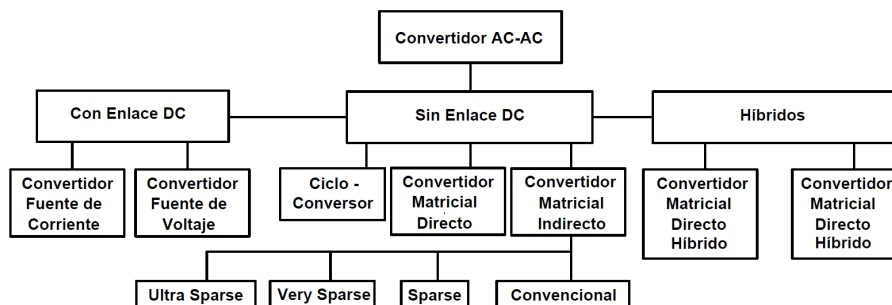


Figura 2.1: Clasificación de convertidores de la familia AC/AC [41].

2.2.1. Convertidores con Elemento Almacenador de Energía

Este tipo de convertidores corresponde a la categoría de equipos con mayor desarrollo e interés a nivel industrial. Sus topologías se diferencian por el elemento pasivo existente en el DC-Link, capaz de almacenar energía y separar las etapas de rectificación e inversión. Si el elemento pasivo es un capacitor o condensador se tiene un convertidor fuente de voltaje (CFV), y cuando el elemento es un inductancia se tiene un convertidor fuente de corriente (CFC). Existe toda una variedad de topologías en esta clasificación, el más completo corresponde al convertidor Back to Back, que se puede utilizar en varias aplicaciones y permite el flujo bidireccional de energía [42].

Según la aplicación en la que se esté trabajando, es posible obtener diversas configuraciones a partir del IMC las cuales se diferencian por la cantidad de semiconductores que utilizan, en la Tabla 2.1 se presentan algunas configuraciones [43]:

Tabla 2.1: Cantidad de dispositivos semiconductores de algunos convertidores AC/AC clásicos.

Tipo de Convertidor	Número de Semiconductores	Número de Diodos	Flujo de Potencia
Fuente de Voltaje	12	12	Bidireccional
Fuente de Corriente	12	12	Bidireccional
Cicloconversor	18	0	Bidireccional
Matricial Directo	18	18	Bidireccional
Matricial Indirecto	18	18	Bidireccional
Híbrido Directo	36	36	Bidireccional
Híbrido Indirecto	22	22	Bidireccional
Sparse	15	18	Bidireccional
Very Sparse	12	30	Bidireccional
Ultra Sparse	9	18	Unidireccional

2.2.2. Convertidores sin Elemento Almacenador de Energía

La ventaja principal de los convertidores que no cuentan con elementos almacenadores de energía, es que tienen mayor vida útil, son más pequeños, livianos, por lo que se facilita el montaje en terreno. Existen dos grandes tipos de convertidores AC/AC sin elemento almacenador de energía, los que se detallan a continuación [44–46].

2.2.2.1. Convertidor Matricial Directo

El convertidor matricial directo tiene la capacidad de convertir de forma directa la potencia de la fuente hacia la red o viceversa, ya que posee propiedades de flujo bidireccional de energía, gracias a la operación en cuatro cuadrantes de la curva VI. Es capaz de proveer simultáneamente amplitud y frecuencia variable sin la necesidad de un enlace DC. Su topología consta de un total de 18 semiconductores con 18 diodos en anti-paralelo, tal como se puede ver en la Figura 2.2 [47, 48]:

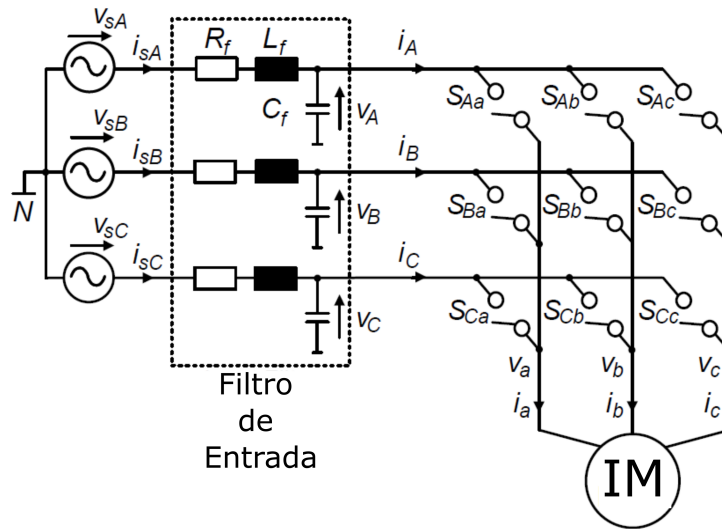


Figura 2.2: Topología clásica del DMC [39].

Dentro de las características más relevantes del DMC, se encuentran la alta densidad de potencia, factor de potencia ajustable y la alta calidad de las formas de onda [49].

2.2.2.2. Convertidor Matricial Indirecto

La topología del IMC se compone de 18 semiconductores tipo transistores o switches y 18 diodos en anti-paralelo, como se puede ver en la Figura 1.1(b).

Es un convertidor muy similar al DMC, ya que comparten propiedades como la alta densidad de potencia, flujo bidireccional de potencia, operación en cuatro cuadrantes, factor de potencia ajustable, entre otras [50].

La principal diferencia radica en la estrategia de control, la cual es más simple en el caso del IMC, dado que permite separar el control del rectificador del inversor. En términos sencillos, el rectificador es capaz de generar un voltaje positivo en el DC-Link, a partir de las

corrientes sinusoidales en la entrada. Mientras que el control del inversor sintetiza una señal de potencia deseada en la salida, según el tipo de carga que se esté alimentando [51].

La presencia de un filtro en la entrada se justifica con el hecho de que las conmutaciones de los dispositivos semiconductores dan origen a componentes armónicas de alta frecuencia. De este modo el filtro ayuda a mantener las corrientes de entrada sinusoidales casi sin alterar el voltaje de entrada, y adicionalmente sirve para proteger al convertidor de sobretensiones, generando una especie de inercia en variables eléctricas [52].

Para que la operación del IMC sea correcta se deben cumplir 3 condiciones en todo instante [53]:

- Conectar exclusivamente un switch de una pierna del rectificador o inversor para evitar generar un cortocircuito.
- En la etapa de inversión, no desconectar todos los switches pues genera variaciones abruptas de la corriente y por lo tanto, sobrecorrientes que pueden quemar los transistores de potencia. Los switches de una misma pierna deben operar con lógica negada.
- La tensión en el DC-Link V_{dc} debe ser siempre positiva, de lo contrario se genera un cortocircuito en el inversor.

Estados Factibles del Convertidor

Al considerar los estados factibles que puede tener un IMC, se pueden tabular los valores en la salida en el plano $\alpha\beta$, lo que facilita el entendimiento y proceso de diseño de un convertidor de este tipo. En la siguiente tabla se indexan las combinaciones de los posibles estados que pueden tomar los switches del rectificador.

Tabla 2.2: Estados de conmutación y sus salidas para la etapa del rectificador.

Estado	S_{r1}	S_{r3}	S_{r5}	S_{r4}	S_{r6}	S_{r2}	i_A	i_B	i_C	$i^{\alpha\beta} [i_{dc}]$	v_{dc}
1	1	0	0	0	1	0	i_{dc}	$-i_{dc}$	0	$\left(1, -\frac{1}{\sqrt{3}}\right)$	v_{AB}
2	1	0	0	0	0	1	i_{dc}	0	$-i_{dc}$	$\left(1, \frac{1}{\sqrt{3}}\right)$	v_{AC}
3	0	1	0	1	0	0	$-i_{dc}$	i_{dc}	0	$\left(-1, \frac{1}{\sqrt{3}}\right)$	v_{BA}
4	0	1	0	0	0	1	0	i_{dc}	$-i_{dc}$	$\left(0, \frac{2}{\sqrt{3}}\right)$	v_{BC}
5	0	0	1	0	1	0	0	$-i_{dc}$	i_{dc}	$\left(0, -\frac{2}{\sqrt{3}}\right)$	v_{CB}
6	0	0	1	1	0	0	$-i_{dc}$	0	i_{dc}	$\left(-1, -\frac{1}{\sqrt{3}}\right)$	v_{CA}
7	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	SC
8	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	SC
9	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	SC

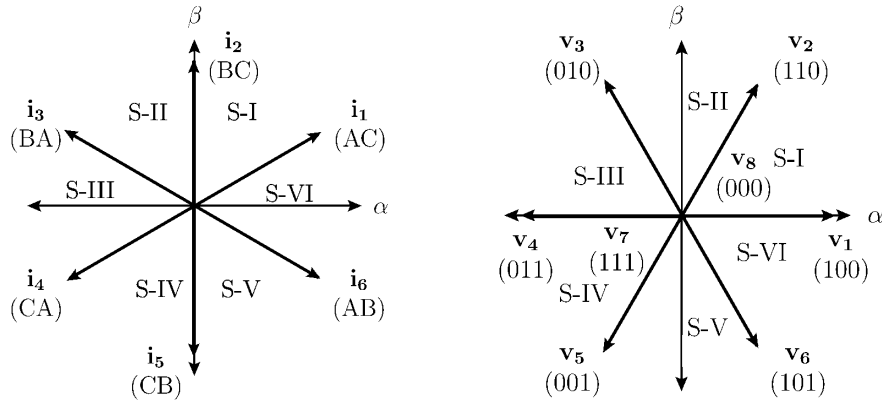
Tabla 2.3: Estados de conmutación y sus salidas para la etapa de los inversores.

Estado	S_{i1}	S_{i3}	S_{i5}	S_{i4}	S_{i6}	S_{i2}	v_a	v_b	v_c	(v_α, v_β) $\left[\frac{2}{3}v_{dc}\right]$
1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	(0, 0)
2	1	0	0	0	1	1	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	(1, 0)
3	0	1	0	1	0	1	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\left(-\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$
4	1	1	0	0	0	1	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	$\left(\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$
5	0	0	1	1	1	0	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$\left(-\frac{1}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$
6	1	0	1	0	1	0	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\left(\frac{1}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$
7	0	1	1	1	0	0	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	(-1, 0)
8	1	1	1	0	0	0	0	0	0	(0, 0)

En donde la notación del estado de los switches es la siguiente:

$$S_r = \begin{cases} 0 & \text{Switch Abierto} \\ 1 & \text{Switch Cerrado} \end{cases} \quad (2.12)$$

En modulación SVM, los estados válidos para el IMC, se pueden graficar en el plano $\alpha\beta$ de la siguiente forma:



(a) Vectores posibles del rectificador en plano $\alpha\beta$.

(b) Vectores posibles del inversor en plano $\alpha\beta$.

Figura 2.3: Estados del IMC representado en coordenadas $\alpha\beta$. Elaboración propia.

Filtro de Entrada

El filtro de entrada cumple la función de mitigar componentes de voltaje causadas por la conmutación de alta frecuencia de los transistores y el tipo de carga inductiva. Sus ecuaciones dinámicas en el dominio complejo $\alpha\beta$ son las siguientes:

$$\left(\frac{L_f R_f s}{L_f s + R_f} + R_g \right) i_s^{\alpha\beta} = v_s^{\alpha\beta} - v_i^{\alpha\beta} \quad (2.13)$$

$$\frac{dv_i^{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_s^{\alpha\beta} - i_i^{\alpha\beta}) \quad (2.14)$$

Al desarrollar las ecuaciones (2.13) y (2.14), se obtiene la siguiente dinámica:

$$i_s^{\alpha\beta} = \frac{L_f s + R_f}{(L_f R_f C_f + L_f R_g C_f) s^2 + (L_f + R_f R_g C_f) s + R_f} i_i^{\alpha\beta} + \frac{C_f L_f s^2 + s C_f R_f}{(L_f R_f C_f + L_f R_g C_f) s^2 + (L_f + R_f R_g C_f) s + R_f} v_s^{\alpha\beta} \quad (2.15)$$

$$v_i^{\alpha\beta} = -\frac{(L_f R_f + L_f R_g) s + R_f R_g}{(L_f R_f C_f + L_f R_g C_f) s^2 + (L_f + R_f R_g C_f) s + R_f} i_i^{\alpha\beta} + \frac{L_f s + R_f}{(L_f R_f C_f + L_f R_g C_f) s^2 + (L_f + R_f R_g C_f) s + R_f} v_s^{\alpha\beta} \quad (2.16)$$

Luego del desarrollo resultante en las ecuaciones (2.15) y (2.16), se tienen expresiones válidas que relacionan la corriente de entrada desde la fuente i_s con el voltaje de la fuente v_s y corriente a la salida del filtro i_i , y otra expresión que relaciona el voltaje a la salida del filtro v_i con el voltaje de la fuente de alimentación v_s y la corriente del filtro i_i .

Se debe considerar que la frecuencia de corte del filtro se calcula según la expresión (2.17)

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_d + R_f}{R_d L_f C_f}} \quad (2.17)$$

Lógica de Conmutación

A diferencia de lo sucedido en la Tabla 2.2, en la Tabla 2.3, los 8 estados indexados son factibles, notar que tanto el estado con índice 1 y 8 corresponden a una salida con voltaje 0. Estos vectores son fundamentales al momento de existir un cambio de sentido en la corriente, ya que al haber un cruce por cero de la corriente, para que la conmutación sea segura es necesario utilizar un vector de voltaje nulo.

Debido a que la energía en el sistema es transmitida de forma instantánea, entre una etapa y otra, la relación que existe entre la corriente del DC-Link y la corriente de línea de los motores es:

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_{i1} & S_{i3} & S_{i5} \end{bmatrix} i_o \quad (2.18)$$

Mientras que la tensión sintetizada por los inversores se describe como:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i4} \\ S_{i3} - S_{i6} \\ S_{i5} - S_{i2} \end{bmatrix} \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.19)$$

Al considerar que las tensiones se encuentran equilibradas y que la tensión de fase con respecto al neutro de la carga se describe como:

$$\begin{aligned}
V_{aN} &= V_{an} - V_{Nn} \\
V_{bN} &= V_{bn} - V_{Nn} \quad \longrightarrow \quad V_{Nn} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} \\
V_{cN} &= V_{cn} - V_{Nn}
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Luego, al relacionar las ecuaciones (2.19) y (2.20), se obtiene una expresión matricial para el voltaje fase neutro de cada motor, para cada fase, la que tiene la siguiente forma:

$$\mathbf{v}_o = \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i4} \\ S_{i3} - S_{i6} \\ S_{i5} - S_{i2} \end{bmatrix} \frac{v_{dc}}{6} \tag{2.21}$$

Mediante técnicas de control se busca encontrar los estados que permitan entregar a la carga el voltaje deseado, de acuerdo a la ecuación (2.21).

2.3. Motores de Inducción

Como se ha mencionado anteriormente, el motor de inducción es una de las máquinas rotatorias más robustas debido a sus aspectos constructivos. Pero tiene problemas para operar en un rango amplio de velocidad y carga. En la Figura 2.4 se presenta un esquema representativo del modelo equivalente a una fase del motor de inducción [54].

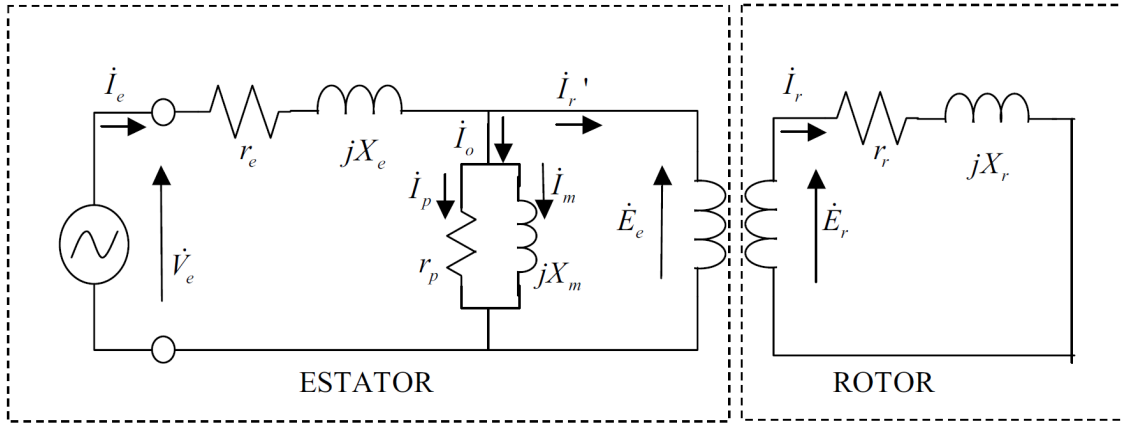


Figura 2.4: Modelo circuital equivalente a una fase del motor de inducción [55].

De acuerdo a la nomenclatura de la imagen, se identifican tres ramas principales, la de estator, rama magnetizante y rama de rotor, cada una compuesta por resistencias e inductancias características [55].

Sin embargo, el modelo circuital puede ser abordado en coordenadas $\alpha\beta$. De donde se desprende el siguiente modelo [56]:

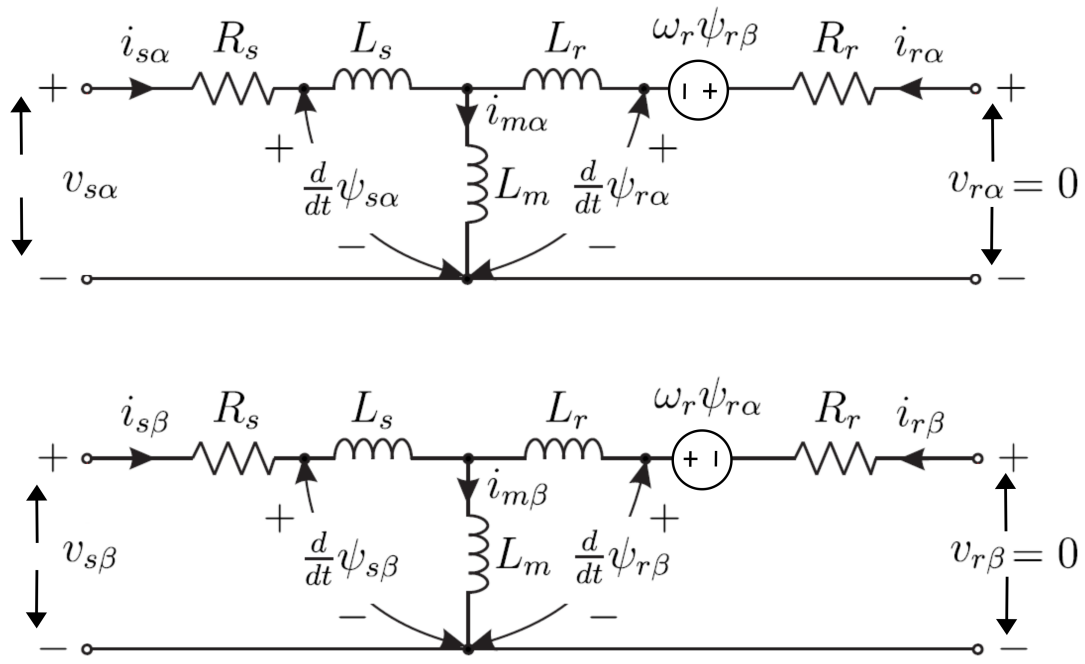


Figura 2.5: Modelo circuital equivalente del motor de inducción, en coordenadas $\alpha\beta$ [57].

2.4. Control PI

El control PI, es el control lineal más utilizado, ya que se implementa en una innumerable cantidad de aplicaciones [58, 59].

Existen diferentes métodos para diseñar compensadores PI, dependiendo del tipo de planta que se quiera controlar, de los requerimientos de diseño, como el tiempo de establecimiento, máximo sobrepaso, o frecuencia natural del sistema a controlar [27].

La base del control PI, está radicada en la operación de bloques, en donde un bloque representa una función de transferencia de un sistema. El lazo de control se puede cerrar realimentando el estado a controlar mediante ciertas ganancias. Al agregar una ganancia se mueve el punto de operación del sistema. El diseño específico se puede realizar mediante varios métodos, el más tradicional es el “Lugar de Raíz”, en donde mediante la ubicación de polos y ceros de la función de transferencia conjunta del convertidor y planta, obliga al sistema a operar en el punto deseado, haciendo seguimiento de las referencias impuestas [60].

Las operaciones de bloques son comúnmente definidas en el dominio de Laplace, facilitando la operación entre bloques, además de permitir diseñar las ganancias de los compensadores de forma más fácil. En la Figura 2.6 se ve un lazo de control PI genérico, en donde la entrada corresponde a la referencia de velocidad mecánica, luego se calcula el error entre la referencia y la velocidad real medida. Luego el error continua hacia los compensadores, para ingresar como entrada a la planta que se desea controlar.

2.4.1. *Antiwindup*

En los sistemas de control reales, es común encontrar que la máxima energía que puede aplicar el actuador está limitada por las condiciones físicas y la misma naturaleza del proceso. Por ejemplo, la máxima corriente que puede circular por un conductor, la máxima tensión soportada por la aislación del conductor, el caudal o presión máxima que puede fluir a través de una tubería, etc. [61, 62]

Cuando se utilizan técnicas de diseño para controladores PI, como el Lugar de la Raíz, no se consideran como variables de diseño las limitaciones que tienen los actuadores, por ejemplo, al diseñar el lazo de velocidad de una máquina, no se considera que capacidad de torque máximo tiene la máquina, para lograr un establecimiento en la referencia en un tiempo t_{est} , o una frecuencia natural de lazo w_n . Para solucionar esta problemática se agrega un saturador o limitador a la salida del controlador, tal como se ve en la Figura 2.6:

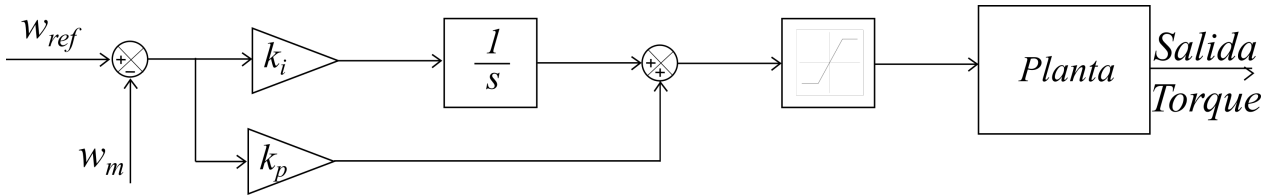


Figura 2.6: Lazo mecánico que relaciona el error de velocidad rotacional y entrega el torque eléctrico de referencia. Elaboración propia.

2.5. Técnicas de Control Predictivo

2.5.1. Control Predictivo Operando a Frecuencia Variable

La primera técnica de control presentada es la que opera libremente o a frecuencia variable, esta característica se adopta porque solo considera la combinación que minimice la función de costos diseñada. Por lo tanto, si entre un intervalo y otro, el vector de estados de conmutación mantiene los interruptores en la misma posición, estos no conmutarán, pero asegurarán el seguimiento estricto de la variable a controlar. En la ecuación (2.22), se define la función de costos típica para el control de torque y flujo de máquinas eléctricas. La última línea incorpora un factor de peso λ_q , que castiga la existencia de potencia reactiva.

La filosofía del MPC-FCS es probar todas las combinaciones posibles dentro de un rango finito de estados factibles, luego evaluar y asignar un escalar al desempeño de cada combinación y elegir el estado que minimice la función de costos diseñada. La complicación de esta técnica, en particular para aplicaciones de control de máquinas eléctricas es la gran cantidad de cálculos que se deben realizar en un periodo muy pequeño de tiempo, en el orden de los microsegundos.

$$\begin{aligned}
 g_1 &= \lambda_{\psi_1} \left| \left| \psi_{s_1}^* \right| - \left| \psi_{s_1}^p \right| \right| + \lambda_{T_1} \left| T_{e_1}^* - T_{e_1}^p \right| \\
 g_2 &= \lambda_{\psi_2} \left| \left| \psi_{s_2}^* \right| - \left| \psi_{s_2}^p \right| \right| + \lambda_{T_2} \left| T_{e_2}^* - T_{e_2}^p \right| \\
 g &= g_1 + g_2 + \lambda_q \left| q_s^* - q_s^p \right|
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

2.5.2. Control Predictivo Operando a Frecuencia Fija

En la segunda técnica de control estudiada, se busca implementar un patrón de conmutación fijo, correspondiente al de la Figura 2.7

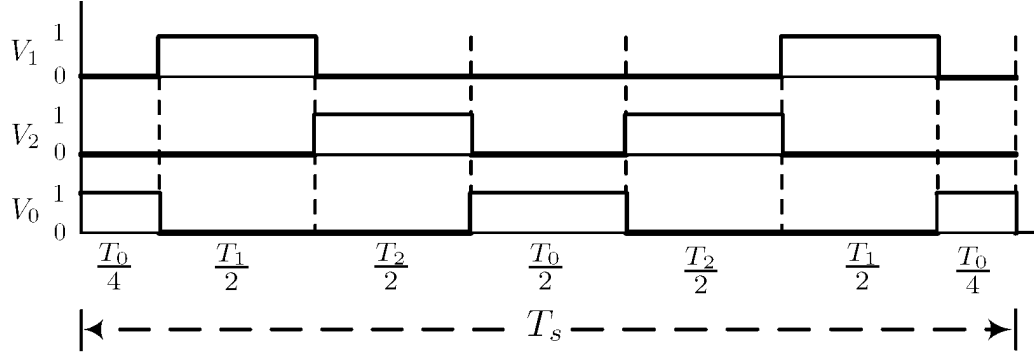


Figura 2.7: Patrón de conmutación de control predictivo a frecuencia fija [63].

La variable de decisión del control predictivo a frecuencia fija es el tiempo o ciclo de trabajo que debe estar activo cada vector, de los posibles descritos en la Figura 2.3. El procedimiento consiste en evaluar todas las combinaciones posibles de vectores vecinos en el plano $\alpha\beta$, luego calcular el tiempo activo de los vectores nulos y aplicar los que minimicen la siguiente función de costos:

$$t_{r1} = \frac{g_{r2}}{g_{r1} + g_{r2}} \quad (2.23)$$

$$t_{r2} = \frac{g_{r1}}{g_{r1} + g_{r2}} \quad (2.24)$$

$$g_r = \left(v_{g\alpha} i_{g\beta}^p - v_{g\beta} i_{g\alpha}^p \right)^2 \quad (2.25)$$

para el rectificador, en donde se busca minimizar la potencia reactiva, mientras que para el inversor se calculan según la siguiente definición:

$$t_{i1} = \frac{g_{i2}g_{i0}}{g_{i1}g_{i0} + g_{i1}g_{i2} + g_{i2}g_{i0}} \quad (2.26)$$

$$t_{i2} = \frac{g_{i1}g_{i0}}{g_{i1}g_{i0} + g_{i1}g_{i2} + g_{i2}g_{i0}} \quad (2.27)$$

$$g_i = t_{i1}g_{i1} + t_{i2}g_{i2} \quad (2.28)$$

En donde t_{i1} y t_{i2} , son los tiempos óptimos activos para los vectores v_1 y v_2 , respectivamente, los que se pueden identificar en la Tabla 2.3. Y g_i es la función de costos de carga definida en la ecuación (2.22), pero iterando para todos los vectores vecinos de la división hecha en el plano $\alpha\beta$.

2.5.3. Control Predictivo Secuencial

La principal característica de esta técnica de control es que carece de una función de costos explícita. Lo que se reemplaza por una evaluación de desempeño secuencial, dividida en múltiples etapas [64].

En cada etapa se selecciona un subconjunto del universo total de combinaciones posibles, para ser evaluadas según el objetivo que se desee controlar, sin una función de costos necesariamente. Luego de calcular el desempeño del subconjunto escogido, se ordenan según su rendimiento. Al final de cada etapa, se selecciona un número finito nuevo que progresen a la etapa siguiente. Hasta llegar a la última etapa en donde se selecciona el estado que optimice el sistema de control [65].

El número de etapas, el orden en que se evalúen los objetivos a controlar y la cantidad de combinaciones que progresen entre una etapa y otra, son parámetros que quedan a criterio del diseñador. Por lo que se debe realizar un barrido por distintos valores, hasta encontrar una respuesta adecuada del sistema de control [66].

El control predictivo secuencial presenta como principal ventaja que la carga computacional generalmente se ve reducida, ya que evalúa un subconjunto de combinaciones posibles. Pero a la vez, este mismo fenómeno provoca la selección de estados sub-óptimos, ya que de forma aleatoria, la combinación que optimizaría globalmente el desempeño del controlador puede haber quedado eliminado en alguna de las etapas previa a la selección final del estado.

Capítulo 3

Metodología Propuesta

En el siguiente capítulo se presenta la metodología y estructura general del trabajo de título. En donde se comenta en primer lugar el plan de trabajo seguido para lograr los objetivos propuestos. Luego se detalla el proceso sistemático con el cual se busca conseguir implementar las tres técnicas de control, detallando la lógica de funcionamiento de cada una. Finalmente se definen las métricas que se usan para comparar las técnicas de control entre sí.

3.1. Metodología general de trabajo

1. Desarrollar modelo matemático que represente el sistema estudiado.
2. Ajustar modelo, adaptándolo según las necesidades de cada técnica de control.
 - a) Control predictivo a frecuencia variable.
 - b) Control predictivo a frecuencia fija.
 - c) Control predictivo secuencial.
3. Rediseño de parámetros de filtro y control PI.
4. Cálculo de métricas que permitan comparación cuantitativa.
5. Comparación en base a los resultados obtenidos.

El primer paso para conseguir el resultado esperado, es obtener un modelo dinámico, descrito en base a un conjunto de ecuaciones y que sea capaz de estimar el comportamiento de las variables de control en un instante futuro. Para comenzar a formular dicho modelo, se presenta un esquema general del sistema que facilite su entendimiento.

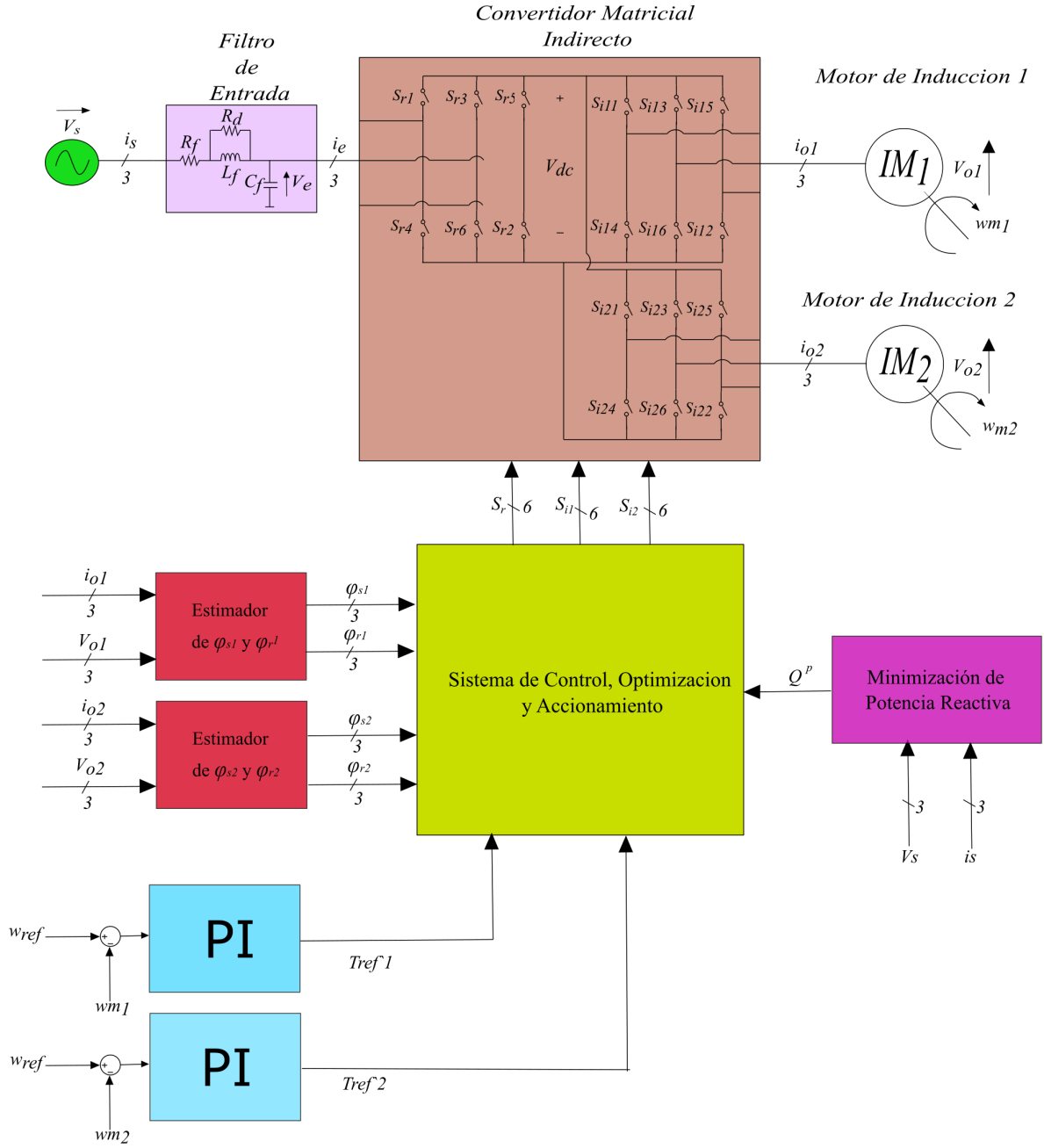


Figura 3.1: Esquema general del sistema estudiado. Elaboración propia.

En la Figura 3.1, se etiquetan las señales necesarias para modelar matemáticamente el sistema. Reanudando el desarrollo matemático de las ecuaciones (2.16), (2.18) y (2.21) para llegar a un modelo predictivo del comportamiento del sistema. Para poder describir con precisión el motor de inducción se requieren de al menos dos ecuaciones, una que relacione el voltaje y corriente, y otra que describa el comportamiento de los flujos de rotor y estator. Las ecuaciones, se desprenden al hacer LVK sobre las Figuras 2.4 y 2.5, obteniendo lo siguiente:

$$v_o^{\alpha\beta} = R_s i_o^{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \psi_s^{\alpha\beta} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned}\Psi_s^{(\alpha\beta)} &= (L_m + L_{\sigma s}) i_o^{(\alpha\beta)} + L_m i_r'(\alpha\beta) \\ \rightarrow \Psi_s &= \underbrace{(L_m + L_{\sigma s})}_{L_s} i_o + L_m i_r'\end{aligned}\quad (3.2)$$

En donde el superíndice ' indica que las variables de rotor están referenciadas al estator. Asimismo, el flujo de rotor está dado por:

$$\Psi_r' = L_m i_o + \underbrace{(L_m + L_{\sigma r})}_{L_r'} i_r' \quad (3.3)$$

Al combinar las ecuaciones (3.2) y (3.3), se tiene de forma genérica que el flujo de estator viene dado por:

$$\Psi_s = \frac{L_m}{L_r'} \Psi_r + L_s i_o \sigma \quad (3.4)$$

En donde σ representa una constante de dispersión de flujos magnéticos, la que se expresa como:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r' L_s} \quad (3.5)$$

$$v_o = R_s i_o + \frac{d}{dt} \psi_s + j\omega \psi_s \quad (3.6)$$

$$v_r' = R_r' i_r' + \frac{d}{dt} \psi_r' - j\omega_r \psi_r' \quad (3.7)$$

Al relacionar las ecuaciones (3.4), (3.6) y (3.7), la dinámica de la corriente de estator, queda definida de la siguiente forma:

$$\frac{d\mathbf{i}_o}{dt} = \frac{1}{\tau_{sr} R_{sr}} v_o - \frac{L_m}{L_r \tau_{sr} R_{sr}} v_r + \frac{1}{\tau_{sr} R_{sr}} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_s - \left(\frac{1}{\tau_{sr}} - j\omega_r \right) i_o \quad (3.8)$$

Que al descomponer en coordenadas $\alpha\beta$, se puede reestructurar como un set de dos ecuaciones:

$$\frac{di_{o\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{o\alpha} + \frac{k_r}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{r\alpha} + \frac{k_r \omega_r}{\sigma L_s} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \quad (3.9)$$

$$\frac{di_{o\beta}}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{o\beta} + \frac{k_r}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{r\beta} - \frac{k_r \omega_r}{\sigma L_s} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \quad (3.10)$$

Al aplicar la aproximación de Euler quedan de la siguiente forma:

$$i_{o\alpha}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r}\right) i_{o\alpha}(k) + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{r\alpha}(k) + \frac{k_r \omega_m T_s}{\sigma L_s} \psi_{r\beta}(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_{s\alpha}(k) \quad (3.11)$$

$$i_{o\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r}\right) i_{o\beta}(k) + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s \tau_r} \psi_{r\beta}(k) - \frac{k_r \omega_m T_s}{\sigma L_s} \psi_{r\alpha}(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_{s\beta}(k) \quad (3.12)$$

Con las siguientes constantes definidas según parámetros de la máquina, relacionadas a aspectos constructivos:

$$R_{sr} = R_s + \frac{L_s}{L'_r} R_r, \quad \tau_{sr} = \frac{\sigma L_s}{R_{sr}}, \quad \tau_r = \frac{L'_r}{R_r} \quad (3.13)$$

Las siguientes expresiones, también describen la dinámica del motor de inducción, de una forma alternativa, serán utilizadas más adelante para fines prácticos en el modelamiento del problema de control

$$\tau_r \frac{d\psi_{\mathbf{r}}}{dt} + \psi_{\mathbf{r}} = -j\omega_r \tau_r \psi_{\mathbf{r}} + \tau_r \mathbf{v}_{\mathbf{r}} + L_m \mathbf{i}_{\mathbf{o}} \quad (3.14)$$

$$\tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_{\mathbf{o}}}{dt} + \mathbf{i}_{\mathbf{o}} = \frac{1}{R_\sigma} \mathbf{v}_{\mathbf{o}} + \frac{K_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_{\mathbf{r}} \quad (3.15)$$

En donde las constantes asociados a los parámetros de la máquina son:

$$R_\sigma = R_s + \frac{L_m}{L_r} R_r \quad \tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma} \quad K_r = \frac{L_m}{L'_r} \quad (3.16)$$

Volviendo al modelamiento del comportamiento del flujo, resultante de aplicar LVK del circuito equivalente de las Figuras 2.5, se desprende la siguiente relación:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} \quad (3.18)$$

Al aplicar aproximación de Euler hacia adelante, para aproximar la ecuación diferencial se tiene:

$$\psi_{s\alpha}(k+1) = \psi_{s\alpha}(k) + T_s v_{s\alpha}(k) - R_s T_s i_{s\alpha}(k) \quad (3.19)$$

$$\psi_{s\beta}(k+1) = \psi_{s\beta}(k) + T_s v_{s\beta}(k) - R_s T_s i_{s\beta}(k) \quad (3.20)$$

A partir de las ecuaciones obtenidas en esta sección, se puede modelar el problema en variables de estado o mediante la discretización de la dinámica del sistema, lo que es necesario para modelar el problema de control. Para esto se aplican los contenidos de las secciones 2.1.4.1, 2.1.4.2 y 2.1.5.

Continuando con el modelo mecánico del motor de inducción, se cumplen las siguientes relaciones con respecto a la potencia y torque:

$$P_m = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left((j\omega_r \Psi_r) (\bar{i}_r) \right) \quad (3.21)$$

En donde P_m es la potencia mecánica del motor y el operador $\bar{(\)}$ corresponde al conjugado del valor complejo. Así mismo, el torque del motor se calcula como:

$$T_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} (\Psi_r \bar{i}_r) \quad (3.22)$$

Donde T_e es el torque eléctrico de la máquina. La ecuación de la dinámica del lazo mecánico del motor se describe de la siguiente forma:

$$T_e - T_c = J \frac{d\omega_m}{dt} + f\omega_m \quad (3.23)$$

En donde T_c representa el torque de carga y J es el momento de inercia de la máquina y f es el coeficiente de rose viscoso, que para este estudio es considerado nulo. Con las dinámicas eléctricas y mecánicas definidas se puede pasar al proceso de modelamiento de control.

Para modelar el comportamiento que existe en las variables de la red, o a la entrada del convertidor se utiliza modelamiento en variables de estado, en donde se utiliza la dinámica del filtro de entrada mostrado en las ecuación (2.16). El modelamiento utilizado tiene la siguiente forma:

$$\mathbf{x} = \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s \\ \mathbf{i}_e \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Modelo que se discretiza a partir de lo expuesto en la ecuación (2.11), con un tiempo de muestreo $T_s = 10[\mu s]$. Luego la formulación en variables de estados se convierte a la siguiente matriz:

$$\begin{aligned}
\Phi(T_s) &= \begin{bmatrix} \Phi_1(T_s) & \Phi_2(T_s) \\ \Phi_3(T_s) & \Phi_4(T_s) \end{bmatrix} \\
\Phi_1(T_s) &= \frac{p_1 + \frac{R_f}{L_f}}{p_1 - p_2} e^{p_1 T_s} - \frac{p_2 + \frac{R_f}{L_f}}{p_1 - p_2} e^{p_2 T_s} \\
\Phi_2(T_s) &= \frac{1}{C_f(p_1 - p_2)} (e^{p_1 T_s} - e^{p_2 T_s}) \\
\Phi_3(T_s) &= -\frac{1}{L_f(p_1 - p_2)} (e^{p_1 T_s} - e^{p_2 T_s}) \\
\Phi_4(T_s) &= \frac{1}{p_1 - p_2} (p_1 e^{p_1 T_s} - p_2 e^{p_2 T_s})
\end{aligned} \tag{3.27}$$

$$\begin{aligned}
\Gamma(T_s) &= \begin{bmatrix} \Gamma_1(T_s) & \Gamma_2(T_s) \\ \Gamma_3(T_s) & \Gamma_4(T_s) \end{bmatrix} \\
\Gamma_1(T_s) &= 1 - \frac{R_f}{L_f(p_1 - p_2)} (e^{p_1 T_s} - e^{p_2 T_s}) \\
&\quad - \frac{1}{p_1 - p_2} (p_1 e^{p_1 T_s} - p_2 e^{p_2 T_s}) \\
\Gamma_2(T_s) &= \frac{R_f}{p_1 - p_2} \left(\left(p_1 + \frac{R_f}{L_f} \right) e^{p_1 T_s} - \left(p_2 + \frac{R_f}{L_f} \right) e^{p_2 T_s} - 1 \right) \\
&\quad - \frac{R_f}{C_f(p_1 - p_2)} (e^{p_1 T_s} - e^{p_2 T_s}) \\
\Gamma_3(T_s) &= \frac{1}{L_f(p_1 - p_2)} (e^{p_1 T_s} - e^{p_2 T_s}) \\
\Gamma_4(T_s) &= -\frac{1}{p_1 - p_2} \left(\left(p_1 + \frac{R_f}{L_f} \right) e^{p_1 T_s} - \left(p_2 + \frac{R_f}{L_f} \right) e^{p_2 T_s} - 1 \right) \\
p_2 &= \frac{-\frac{R_g}{L_f} - \sqrt{\left(\frac{R_g}{L_f}\right)^2 - \frac{4}{L_f C_f}}}{2} \\
p_1 &= \frac{\frac{R_g}{L_f}}{\left(\frac{R_g}{L_f}\right)^2 - \frac{4}{L_f C_f}} \\
&\quad 2
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Lo que entrega una función para el comportamiento de la corriente de entrada i_s , para el siguiente instante:

$$i_s(k+1) = i_s^p = \Phi_3 \mathbf{v}_i(k) + \Phi_4 \mathbf{i}_s(k) + \Gamma_3 \mathbf{v}_s(k) + \Gamma_4 \mathbf{i}_i(k) \tag{3.29}$$

Al tener el comportamiento futuro de la corriente y suponiendo que el convertidor, se obtiene un valor que calcula la potencia reactiva predicha para el próximo instante de tiempo.

$$q_s^p(k+1) = v_s^\alpha(k+1) i_s^\beta(k+1) + v_s^\beta(k+1) i_s^\alpha(k+1) \tag{3.30}$$

En consecuencia de las expresiones (3.3), (3.11) y (3.12), al tener el comportamiento futuro del flujo de rotor ψ_r y corriente de carga i_o , se puede estimar el comportamiento futuro del torque eléctrico mediante:

$$T_e(k+1) = \frac{3p}{2} (\psi_{s\alpha}(k+1)i_{o\beta}(k+1) - \psi_{s\beta}(k+1)i_{o\alpha}(k+1)) \quad (3.31)$$

Así es como las ecuaciones (3.11), (3.12), (3.19), (3.20), (3.30), (3.31), (3.3) y (3.4) conforman el modelo predictivo necesario para continuar con el trabajo que se busca desarrollar.

3.1.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

A partir del modelo obtenido anteriormente, se busca controlar el estado de cada semiconductor del IMC, tanto de la etapa de rectificación como de inversión.

Para conseguir el mejor desempeño posible, se ajustan de forma iterativa los factores de peso de la función de costos de la ecuación (2.22), λ_{ψ_1} , λ_{ψ_2} , λ_{T_1} , λ_{T_2} y λ_Q , buscando un equilibrio entre los distintos objetivos de control. Se parte trabajando en base al desarrollo realizado en [53]. Una vez que se consigue el equilibrio deseado y estabilidad en el sistema se pasa a diseñar la siguiente técnica de control.

3.1.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

En esta ocasión, el problema se subdivide en dos etapas de control, se busca aplicar el patrón de conmutación óptimo descrito en la sección 2.5.2, en donde existe una conmutación forzada para cada intervalo de tiempo. Las etapas corresponden al control de los dispositivos del rectificador y de los inversores, las que son evaluadas al mismo instante, pero en funciones de costos separadas.

De forma sencilla, se puede decir que el ajuste de parámetros en la función de costos del rectificador, afecta directamente a la minimización de la potencia reactiva, mientras que el ajuste de parámetros de la función de costos de la inversión, afecta directamente la calidad en la señal de alimentación de la carga. El procedimiento es encontrar un punto de equilibrio entre ambas funciones de costo.

Notar que el patrón de conmutación del rectificador se divide solamente en dos segmentos por periodo, mientras que el patrón del inversor se subdivide en 7 segmentos, lo que implica una frecuencia de conmutación mayor.

3.1.3. Control Predictivo Secuencial

Tal como se comenta en la sección 2.5.3, la característica principal del control predictivo secuencial es la eliminación de la función de costos para ponderar la importancia de las variables a controlar.

Para conseguir un buen desempeño en el control predictivo secuencial se proceden a probar diferentes números de etapas de evaluación, y distintas cantidades de combinaciones que progresen entre una etapa y otra, hasta encontrar una configuración que mantenga al sistema estable frente a las distintas perturbaciones aplicadas.

Se pueden hacer pruebas como evaluar la minimización de potencia reactiva en la primera etapa, ordenar según mérito de desempeño, filtrar las mejores combinaciones y proceder a evaluar la carga en una segunda etapa. Esa configuración prioriza la minimización de la potencia reactiva. Finalmente se opta por priorizar el control de torque y flujo en la carga, y en la etapa final evaluar la minimización de potencia reactiva, ya que bajo esta lógica es posible conseguir un mejor desempeño a nivel global.

Una vez que se tiene una configuración aceptable, se procede a reducir la cantidad de combinaciones que progresen a una segunda etapa, disminuyendo la carga computacional de la técnica.

3.1.4. Rediseño de parámetros de filtro y control PI

Se considera que, tanto el filtro de armónicos, como el controlador PI tienen características dinámicas que al ser comunes para las tres técnicas, puede beneficiar a una o perjudicar a otras. Para minimizar este efecto, una vez que se tienen las tres técnicas implementadas, entregando resultados satisfactorios y estabilidad en los sistemas simulados, se procede a reajustar los siguientes valores:

- Condensador de filtro de entrada.
- Inductancia de filtro de entrada.
- Ganancia proporcional de control PI.
- Ganancia integral de control PI.

Estas modificaciones se hacen para conseguir la menor resonancia en el filtro de entrada posible en las tres técnicas, y que el seguimiento de variables mecánicas sea lo suficientemente amortiguada y rápida.

3.1.5. Métricas de Comparación

Una vez lograda la programación y simulación de las técnicas de control, se procede a extraer resultados. De donde se pueden calcular diferentes métricas que permitan la comparación cuantitativa entre una técnica y otra. Las métricas utilizadas son:

- Tiempo de establecimiento en la referencia, frente a perturbaciones. Se realiza midiendo el tiempo transcurrido entre el cambio de referencia y el instante en donde se estabiliza la señal en una banda del 2%.
- Máximo sobrepaso de variable de control, frente a perturbaciones. Se realiza midiendo el pico alcanzado por la señal controlada frente a alguna perturbación.
- Minimización de potencia reactiva en la entrada del convertidor.
- Tiempo de ejecución de cada técnica.
- THD (Distorsión Armónica Total).

Notar que el THD se calcula de la siguiente forma:

$$THD[\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_i^2}}{I_1} \quad (3.32)$$

En donde el numerador corresponde a la potencia aportada por las componentes armónicas, normalizadas por la magnitud de la potencia entregada por la componente fundamental, de cual sea la señal que se está midiendo. En particular, para este trabajo se usa para medir distorsión de corriente.

Aparte del análisis cuantitativo, se realizará un análisis de forma cualitativa, se observará y analizará el comportamiento de las señales relacionadas con el filtro de entrada al convertidor, en búsqueda de la existencia de resonancia. También se comenta la carga computacional teórica según las configuraciones aplicadas a cada técnica.

Capítulo 4

Caso de Estudio

En el siguiente capítulo se busca caracterizar el sistema estudiado, asignando valores a cada parámetro involucrado en la simulación, para así dimensionar los componentes utilizados. Para ello se definen características tanto de la red, del filtro de armónicos, del convertidor, de los motores y de configuración de la simulación.

Una vez definidos los valores principales del sistema, se busca dar un estudio lo más amplio posible en cuanto al rango de trabajo de los motores y del convertidor. Para lograr esto se opera en variadas condiciones de carga, cambiando el punto de operación de velocidad y par mecánico de los motores, incluso se estudia el caso de inversión de sentido de giro de motor, con el fin de calificar el desempeño de las técnicas de control en distintos puntos de operación.

Es preciso comentar que, para que las distintas técnicas de control sean comparables, todos los parámetros, incluyendo la fuente de alimentación, el convertidor, los motores y el sistema de control, deben ser comunes entre sí. Ya que al considerar que la naturaleza de las técnicas de control funcionan bajo lógicas distintas, la respuesta del convertidor no necesariamente será óptima en cada caso. Teniendo en cuenta este punto, se debe contemplar que el diseño de los componentes asegure al menos un correcto funcionamiento al ser implementado en los tres casos estudiados.

4.1. Parámetros de Red

Para efectos de este trabajo, se supondrá que la fuente de alimentación proviene desde la red, por lo tanto, es una fuente estable y balanceada. El sistema de alimentación se compone de una fuente de voltaje trifásica, con un ángulo de desfase de 120° .

Tabla 4.1: Parámetros de red utilizados para simulación.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
V_s	Amplitud nominal de voltaje de fuente	540,00	$[V_{rms}]$
f_s	Frecuencia nominal de fuente	50	$[Hz]$

4.2. Parámetros de Motores

Los parámetros de las máquinas utilizadas en la simulación son obtenidos en base a trabajos previos encontrados en la literatura [53, 57, 63]. Como descripción general, los motores son del tipo jaula de ardilla y se hace el supuesto de que son exactamente iguales.

Tabla 4.2: Parámetros de motor utilizados para simulación.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
P_n	Potencia nominal	5,2	[kW]
V_n	Voltaje nominal línea a línea	380,00	[V _{rms}]
I_n	Corriente nominal del motor	14	[A _{rms}]
ω_n	Velocidad nominal	149,7	[rad/s]
p	Número de pares de polos	2	-
J	Momento de inercia del motor	0,06	[Kg m^2]
R_s	Resistencia de estator del motor	1,35	[Ω]
R_r	Resistencia de rotor del motor	7,20	[Ω]
L_s	Inductancia de estator del motor	3,92	[mH]
L_r	Inductancia de rotor del motor	3,92	[mH]
L_m	Inductancia magnetizante del motor	282,21	[mH]

4.3. Diseño de Elementos

4.3.1. Diseño de Controlador PI

Como se menciona anteriormente, el uso del controlador lineal tipo PI permite llevar un sistema a un punto de operación deseado, al agregar un lazo de retroalimentación. En esta ocasión se utiliza como forma de control indirecta, para generar una referencia de torque al medir el error entre la referencia y lecturas de velocidades mecánicas de cada motor, situación descrita anteriormente en la Figura 2.6.

En esta ocasión, el diseño de las ganancias proporcional K_p e integral K_i del controlador se hace mediante la herramienta Rltool, buscando que el controlador cumpla con requisitos de factor de amortiguamiento ζ y frecuencia natural w_{PI} indicadas. El resultado se resume en la siguiente tabla.

Tabla 4.3: Parámetros del controlador PI utilizados para simulación.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
ζ	Factor de amortiguamiento del controlador	0,707	-
w_{PI}	Frecuencia natural del controlador	10,00	[Hz]
K_p	Ganancia proporcional del controlador	14,57	-
K_i	Ganancia integral del controlador	564,10	-

4.3.2. Diseño de Filtro de Armónicos

De acuerdo a lo expuesto en la sección 2.1.1, se busca lograr un diseño de filtro que permita mitigar las componentes de alta frecuencia producidas por la conmutación de los interruptores en el convertidor. Además de evitar que se produzca resonancia en la entrada del convertidor, debido a que en dicho caso, se producen corrientes elevadas que pueden dañar los componentes del convertidor.

Uno de los parámetros de diseño indica que la frecuencia de corte del filtro debe ser al menos una década superior a la frecuencia natural del sistema y al menos una década menor a la frecuencia de muestreo del sistema [67, 68].

Tabla 4.4: Parámetros del filtro de armónicos a la entrada del convertidor.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
T_s	Tiempo de muestreo	10,00	$[\mu s]$
R_f	Resistencia base de filtro de armónicos	56,00	$[\Omega]$
R_d	Resistencia de amortiguamiento del filtro de armónicos	56,00	$[\Omega]$
L_f	Inductancia del filtro de armónicos	700	$[mH]$
C_f	Capacitor del filtro de armónicos	21	$[\mu F]$
w_f	Frecuencia de corte de filtro de armónicos	1,23	$[kHz]$
ζ	Factor de amortiguamiento de filtro de armónicos	0,07	-
Q	Factor de calidad de filtro de armónicos	6,87	-

4.4. Parámetros de Control Predictivo

4.4.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

A continuación, se resumen los parámetros de diseño utilizados para la simulación con control predictivo a frecuencia variable.

Se puede comentar, que el problema se resuelve en una única etapa, evaluando todos los casos factibles del convertidor, en donde la acción de control corresponde al estado de los interruptores que permite minimizar el error entre la predicción y medición de cada variable a controlar. Es decir, la potencia reactiva en la entrada del convertidor, además del torque eléctrico y flujo magnético de cada motor.

Tabla 4.5: Parámetros de función de costos para control predictivo a frecuencia variable.

Variable	Descripción	Valor
T_s	Tiempo de muestreo	10,0 [μs]
λ_{T1}	Factor de peso de torque de motor 1	1.400,0
$\lambda_{\psi1}$	Factor de peso de flujo de motor 1	63,0
λ_{T2}	Factor de peso de torque de motor 2	1.400,0
$\lambda_{\psi2}$	Factor de peso de flujo de motor 2	63,0
λ_Q	Factor de peso de potencia reactiva	0,5

4.4.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

El caso de control predictivo a frecuencia fija es bastante similar al de frecuencia variable, sin embargo, se diferencia en que para cada instante de tiempo, el problema de control se subdivide en dos problemas. Esto se debe a que existen dos funciones de costos que se evalúan de forma separada. Existe una función de costos que determina el estado óptimo para la conmutación del rectificador, mientras que existe otra independiente para determinar el estado óptimo de los inversores de ambos motores. Los parámetros de diseño se muestran a continuación.

Tabla 4.6: Parámetros de función de costos para control predictivo a frecuencia fija.

Variable	Descripción	Valor
T_s	Tiempo de muestreo	10,0 [μs]
λ_{T1}	Factor de peso de torque de motor 1	14.000.000,0
$\lambda_{\psi1}$	Factor de peso de flujo de motor 1	63,0
λ_{T2}	Factor de peso de torque de motor 2	14.000.000,0
$\lambda_{\psi2}$	Factor de peso de flujo de motor 2	63,0
λ_Q	Factor de peso de potencia reactiva	1,0

4.4.3. Control Predictivo Secuencial

El control predictivo secuencial tiene una lógica de selección de estados diferente con respecto a las dos técnicas anteriores. El problema se subdivide en un determinado número de etapas de evaluación. Dicho número de etapas y la cantidad de combinaciones a evaluar que progresan entre una etapa y otra son parámetros de diseño, los que se especifican a continuación.

Tabla 4.7: Parámetros de control predictivo secuencial.

Variable	Descripción	Valor
T_s	Tiempo de muestreo	10,0 [μs]
N_{etapas}	Número de etapas de evaluación	2
N_{v1}	Número de variables calculadas en primera etapa	4
N_{c1}	Número de combinaciones evaluadas en primera etapa	147
N_{opt1}	Número de combinaciones que progresan a la segunda etapa	4
N_{v2}	Número de variables calculadas en segunda etapa	1
N_{c2}	Número de combinaciones evaluadas en segunda etapa	64

Se define como primera etapa de evaluación, el seguimiento de torque eléctrico y flujo magnético de ambas máquinas, lo que da un total de $N_{v1} = 4$ variables a calcular (T_1 , T_2 , ψ_1 y ψ_2). Luego de ordenar la combinación de estados que tienen un mejor desempeño en el control de la carga, son seleccionadas solo los primero 4 términos, que finalmente pasan a la segunda etapa de evaluación.

En la segunda etapa de evaluación, se busca minimizar solamente la potencia reactiva en la entrada del convertidor, por lo que $N_{v2} = 1$, pero ahora con un número de estados posible reducidos, dado que se determina que progresen las 4 mejores combinaciones de la etapa 1. Una vez calculadas las combinaciones posibles de la etapa, los resultados son nuevamente ordenados según su desempeño y considerando que es la etapa final, se selecciona la primera combinación, que es la que tiene mejor desempeño, para luego ser aplicada al convertidor.

4.5. Condiciones de Operación

Para facilitar el entendimiento del escenario simulado se describen las distintas condiciones de operación en las cuales se hace trabajar el sistema. La siguiente imagen representa las condiciones de operación impuestas como referencias a lo largo de todo el tiempo de simulación.

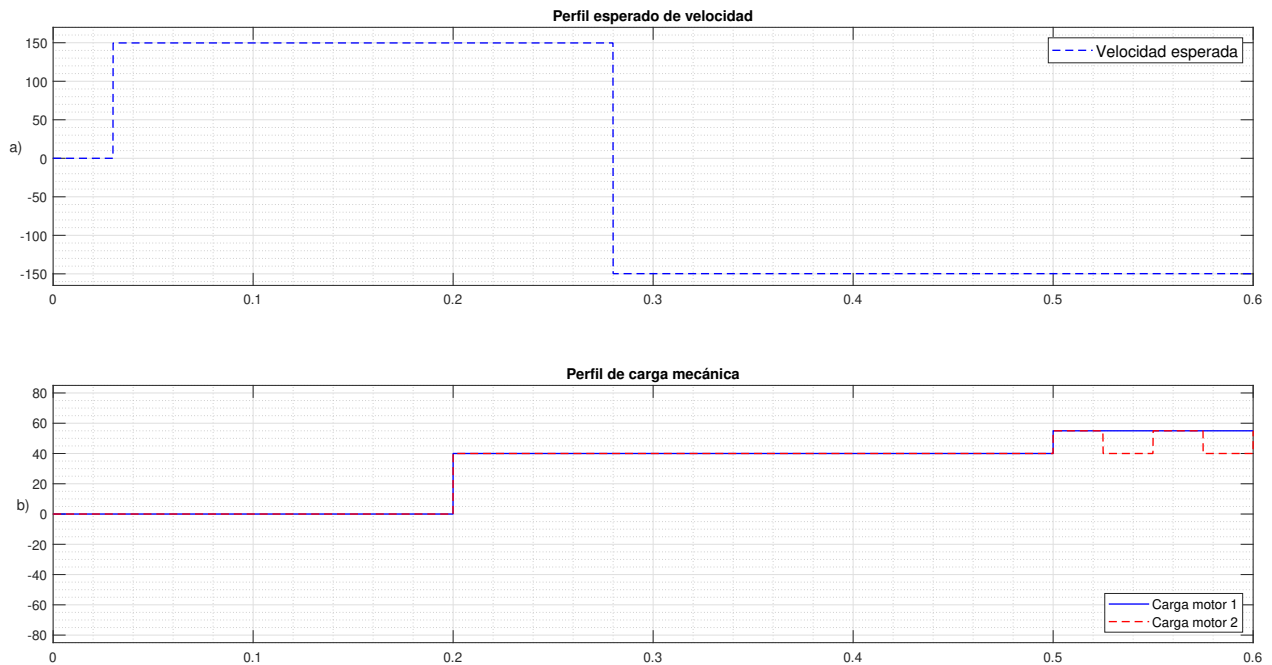


Figura 4.1: a) Referencia de velocidad rotacional en [rad/s], común a ambos motores. b) Perfil de carga mecánica aplicada a cada motor, en [Nm].

En las siguientes subsecciones se detallan las condiciones de operación a las cuales el sistema es sometido.

4.5.1. Cambio de referencia de velocidad: 0 a W_n , sin carga mecánica

Partiendo con el sistema desde el reposo y ambas máquinas sin carga mecánica. La primera perturbación que se aplica al sistema es un cambio en escalón de la referencia de velocidad de ambas máquinas, en donde se busca llevar a los motores a velocidad nominal $W_n = 149,75[\text{rad/s}]$. Se puede identificar en la Figura 4.1 (a), a los 0,03 [s].

Se debe tener en cuenta que a pesar de que el cambio de referencia de velocidad sea de tipo escalón, la acción del control PI se ve limitada por la implementación del lazo con *Antiwind-Up*, lo que permite incorporar las restricciones físicas del motor, en particular, que el torque producido por la máquina está limitado de acuerdo a las restricciones físicas. Esto trae como consecuencia que la respuesta del sistema de control ante cambios de referencia de velocidad no sea instantáneo.

4.5.2. Operación a W_n , con carga mecánica

Una vez que el sistema se estabiliza en la condición de operación anterior, se aplica una nueva perturbación al sistema, agregando carga mecánica a ambas máquinas igual a 40 [Nm], lo que se aplica en forma de escalón a los 0,2 [s], situación representada en la Figura 4.1 (b).

4.5.3. Cambio de referencia de W_n a $-W_n$

El tercer modo de operación del sistema consiste en invertir el sentido de giro de los motores, lo que es conocido como "inversión de marcha". Para esto se cambia la referencia

de velocidad de giro, manteniendo su magnitud en W_n , pero agregando un signo negativo. Mientras que la carga se mantiene en 40 [Nm]. Se puede ver claramente el cambio de referencia tipo escalón en la Figura 4.1 (a), en $t = 0,28$ [s].

4.5.4. Operación a $-W_n$, con carga mecánica

Finalmente, se extiende el estudio del sistema frente a distintas condiciones de carga mecánica para cada motor eléctrico, haciendo que la máquina 1 trabaje con una carga constante de 55 [Nm], mientras que la máquina 2 enfrenta una carga pulsatoria que oscila entre los 40 [Nm] y 55 [Nm]. Esta carga pulsatoria se aplica cada 0.025 [s], como se puede ver de forma explícita en la Figura 4.1 (b), entre los 0,5 [s] y 0,6 [s].

Capítulo 5

Resultados

Para facilitar la discusión de los resultados se sigue un esquema en donde se muestran las figuras asociadas a cada técnica de control. Luego se hace un breve análisis comparativo entre las técnicas y por último se adjunta una tabla que destaque las características de mayor relevancia. Una vez finalizada la discusión se procede a analizar la siguiente condición de operación.

5.1. Seguimiento de Torque y Velocidad

5.1.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

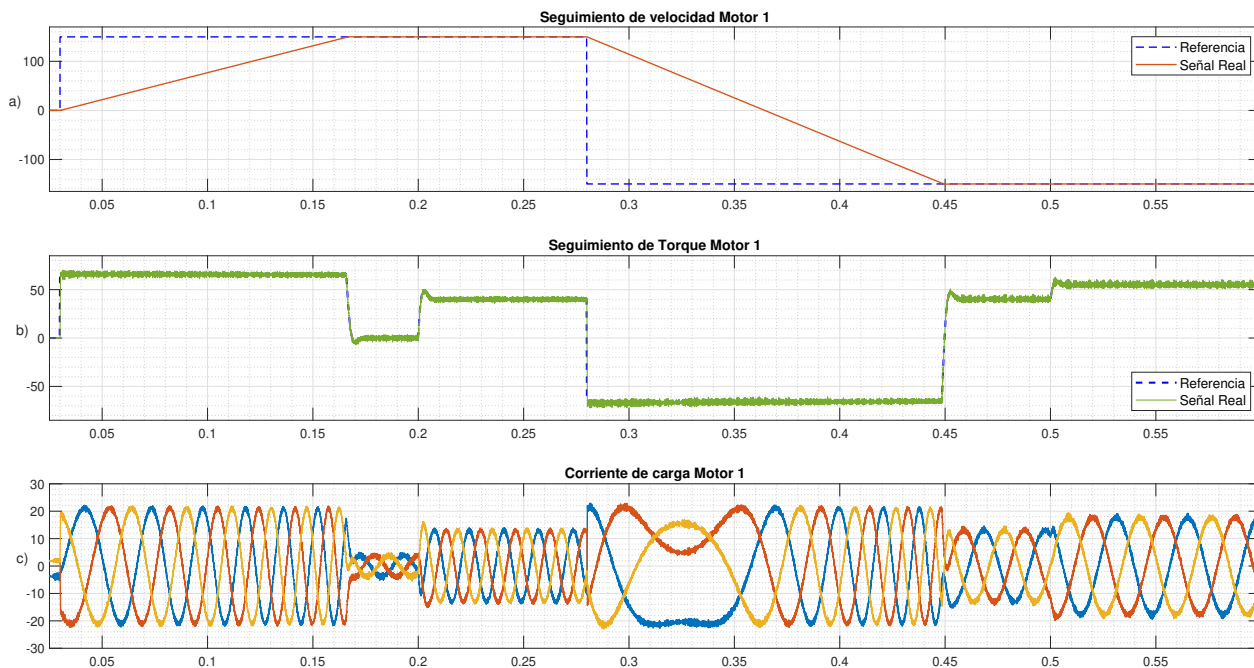


Figura 5.1: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ en [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ en [Nm]. c) Corriente de carga de motor₁ en [A].

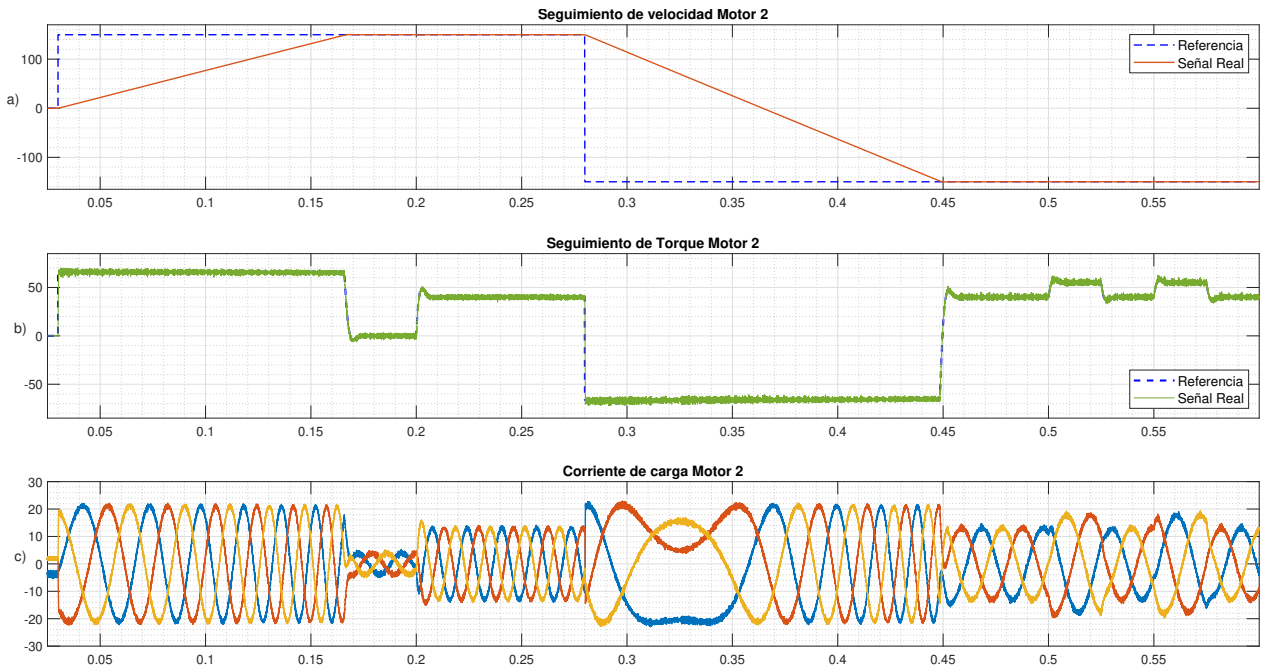


Figura 5.2: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ en [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₂ en [Nm]. c) Corriente de carga de motor₂ en [A].

5.1.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

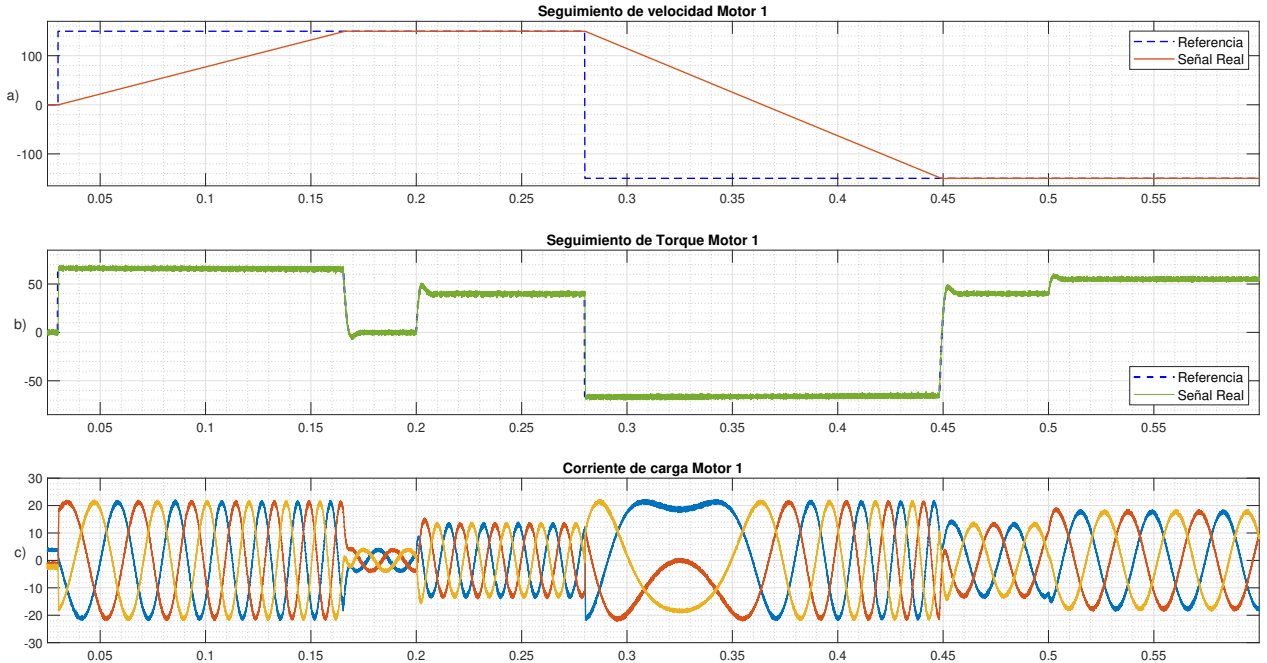


Figura 5.3: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ en [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ en [Nm]. c) Corriente de carga de motor₁ en [A].

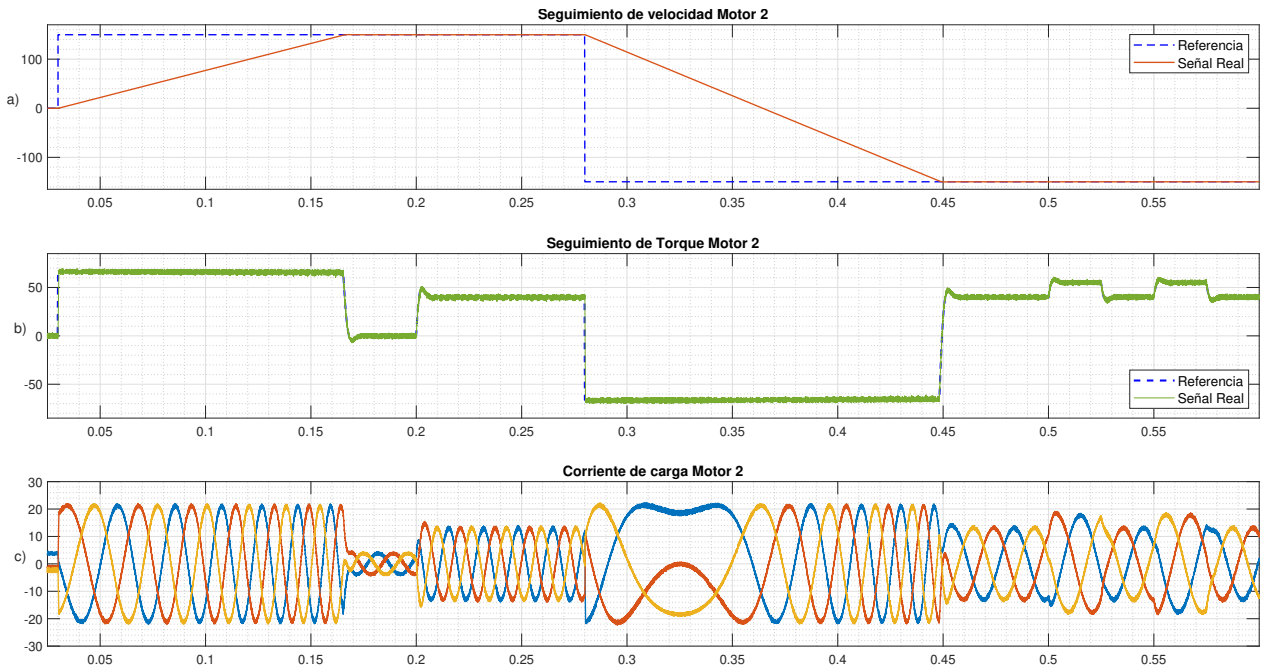


Figura 5.4: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ en [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₂ en [Nm]. c) Corriente de carga de motor₂ en [A].

5.1.3. Control Predictivo Secuencial

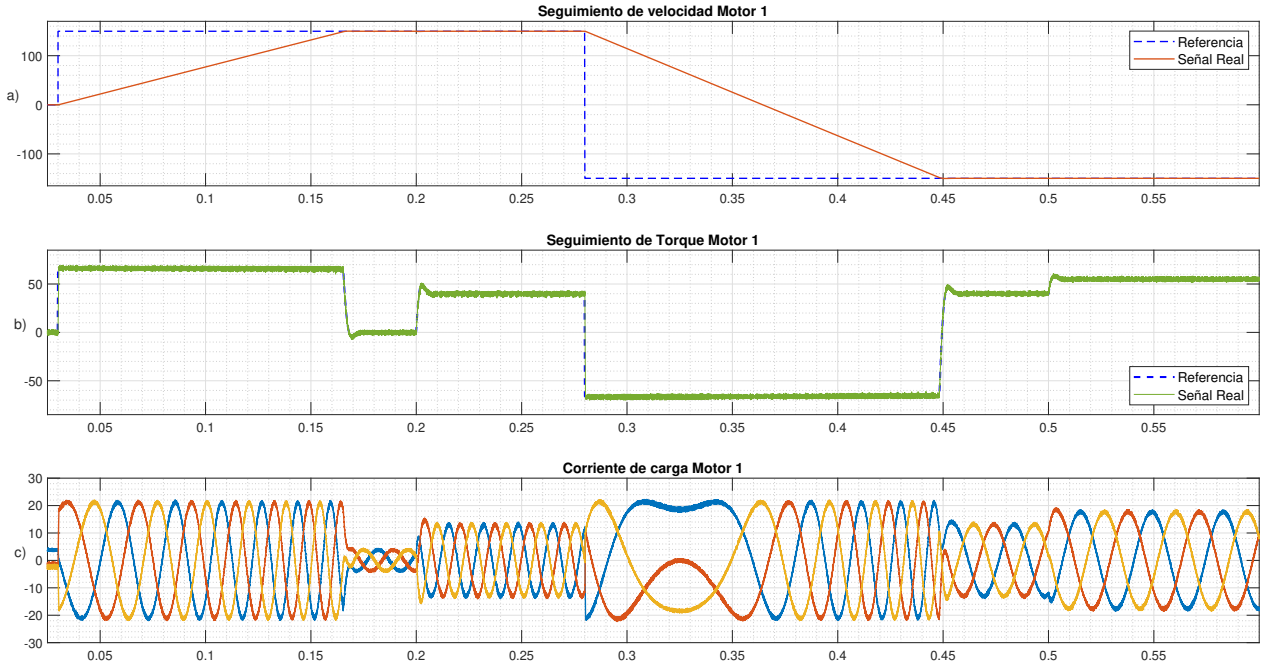


Figura 5.5: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ en [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ en [Nm]. c) Corriente de carga de motor₁ en [A].

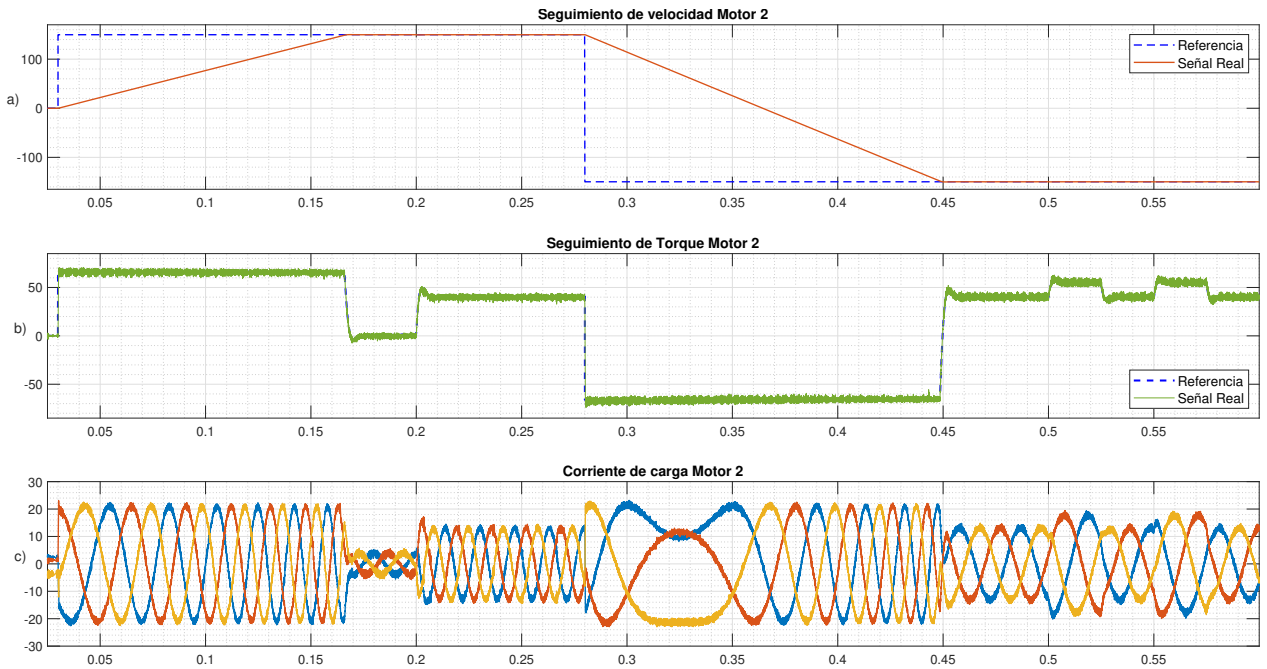


Figura 5.6: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ en [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₂ en [Nm]. c) Corriente de carga de motor₂ en [A].

5.1.4. Discusión de Seguimiento de Torque y Velocidad

En cada figura se muestra el comportamiento del torque eléctrico, velocidad de rotación y corriente de carga, para cada motor. Se abarca el tiempo total de simulación $T_{sim} = 0.6[s]$.

En base a las Figuras 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 y 5.6, se puede decir que se consigue un control efectivo para los dos motores, al tener una rápida respuesta en seguimiento de torque y velocidad rotacional frente a cambios de referencia. Las tres técnicas de control tienen un desempeño prácticamente idéntico.

En primer lugar, el control de torque se hace de forma inmediata. En segundo lugar, el seguimiento de velocidad tiene una rampa de subida o bajada, debido a que la dinámica mecánica está determinada por el lazo de control PI, que a su vez incorpora *Antiwind-Up*, limitando el accionamiento, por lo tanto la aceleración del motor se ve acotada a las restricciones físicas de la máquina. El efecto se nota claramente entre los 0,02 [s] y 0,16 [s], en donde la velocidad rotacional aumenta de forma paulatina hasta llegar a la velocidad nominal, siendo que el torque está saturado al valor máximo permitido. Sucede lo mismo durante la inversión de marcha.

La corriente de carga se ajusta de forma inmediata al variar el punto de operación de la velocidad rotacional o carga mecánica, tal como es esperado. Se puede destacar que durante la inversión de marcha la corriente aumenta su amplitud, pero la frecuencia de oscilación se reduce drásticamente, hasta invertir el sentido de giro. Luego comienza a aumentar la frecuencia de la corriente de carga de forma paulatina, a medida que la velocidad de rotación se acerca a $-W_n$.

5.2. Comportamiento del DC-Link

Se muestra la forma de onda obtenida para el voltaje V_{dc} y la corriente I_{dc} del DC-Link. Corresponde a un gráfico acotado en un tiempo de 0.02 [s] o un ciclo de 50 [Hz], período durante los motores trabajan con una carga mecánica de 40 [Nm] a velocidad nominal.

5.2.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

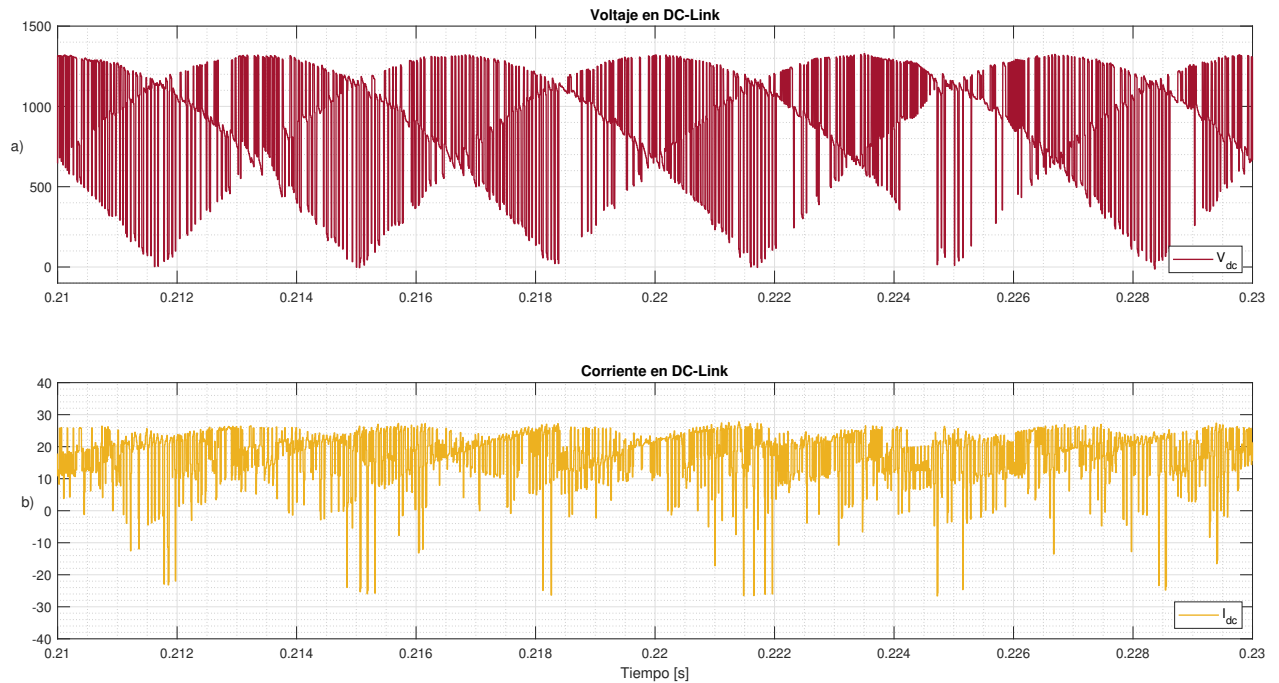


Figura 5.7: a) Voltaje en DC-Link [V], b) Corriente del DC-Link [A], utilizando control predictivo a frecuencia variable.

5.2.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

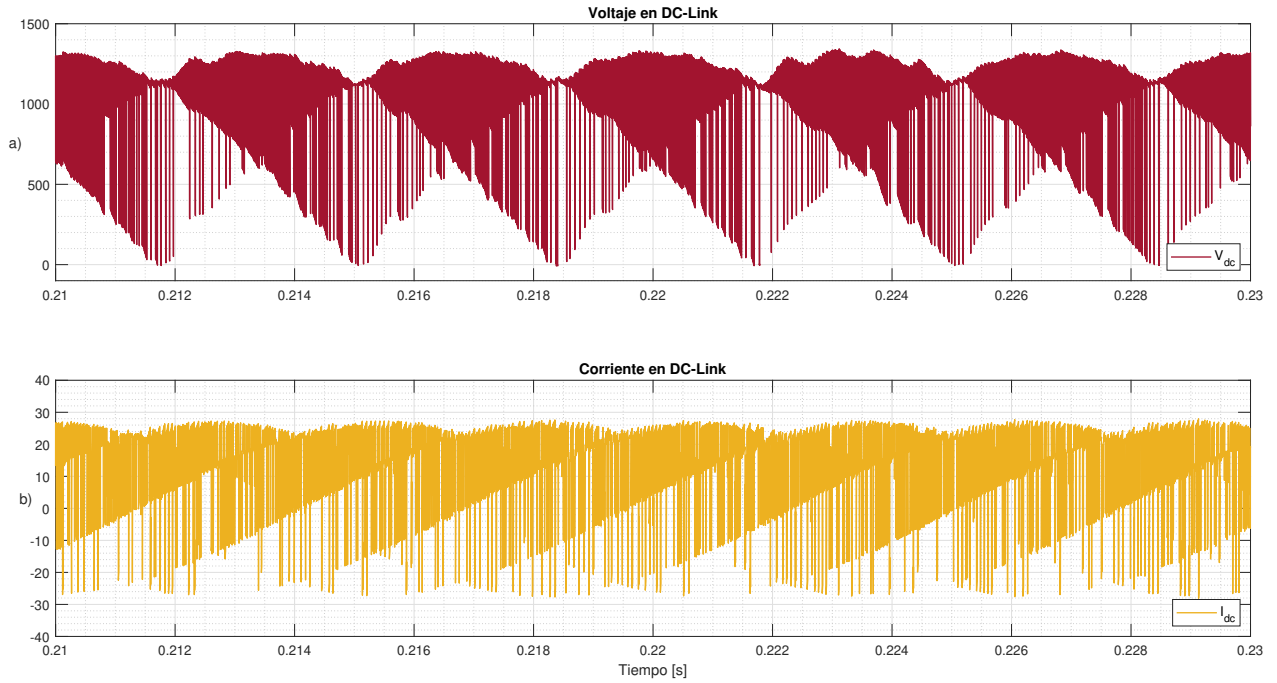


Figura 5.8: a) Voltaje en DC-Link [V], b) Corriente del DC-Link [A], utilizando control predictivo a frecuencia fija.

5.2.3. Control Predictivo Secuencial

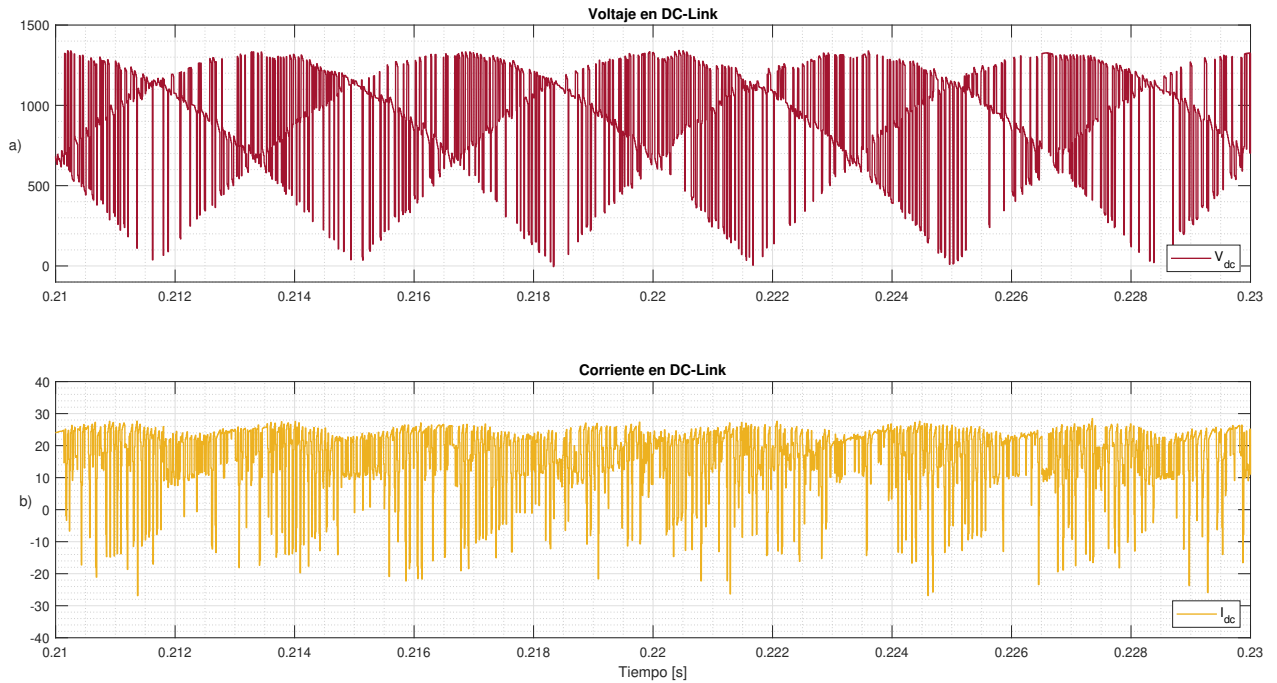


Figura 5.9: a) Voltaje en DC-Link [V], b) Corriente del DC-Link [A], utilizando control predictivo secuencial.

5.2.4. Discusión de variables del DC-Link

La observación de mayor importancia al comparar las Figuras 5.7, 5.8 y 5.9, es que se consigue cumplir con las tres técnicas de control la restricción de mantener un voltaje V_{dc} positivo, evitando cortocircuitos en los interruptores encargados de la etapa de rectificación. Desde la Figura 5.8 se desprende que existe una frecuencia de conmutación mayor, ya que durante el mismo periodo de tiempo, existe una densidad mayor de conmutaciones, en comparación a las técnicas de control predictivo a frecuencia variable y control predictivo secuencial.

5.3. Comportamiento de variables en la entrada del convertidor

En las Figuras 5.10, 5.11 y 5.12 se presenta el comportamiento del voltaje V_s y corriente i_s de entradas al convertidor, provenientes desde la red. Se debe notar que existe un factor de reducción de la tensión, de tal forma que su magnitud sea comparable a la corriente, para identificar si se encuentra en fase con el voltaje o no.

En la parte inferior de cada imagen 5.10(b), 5.11(b) y 5.12(b) se presenta la potencia reactiva en la entrada del convertidor, calculada a partir de las variables mostradas en la parte superior de cada imagen.

5.3.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

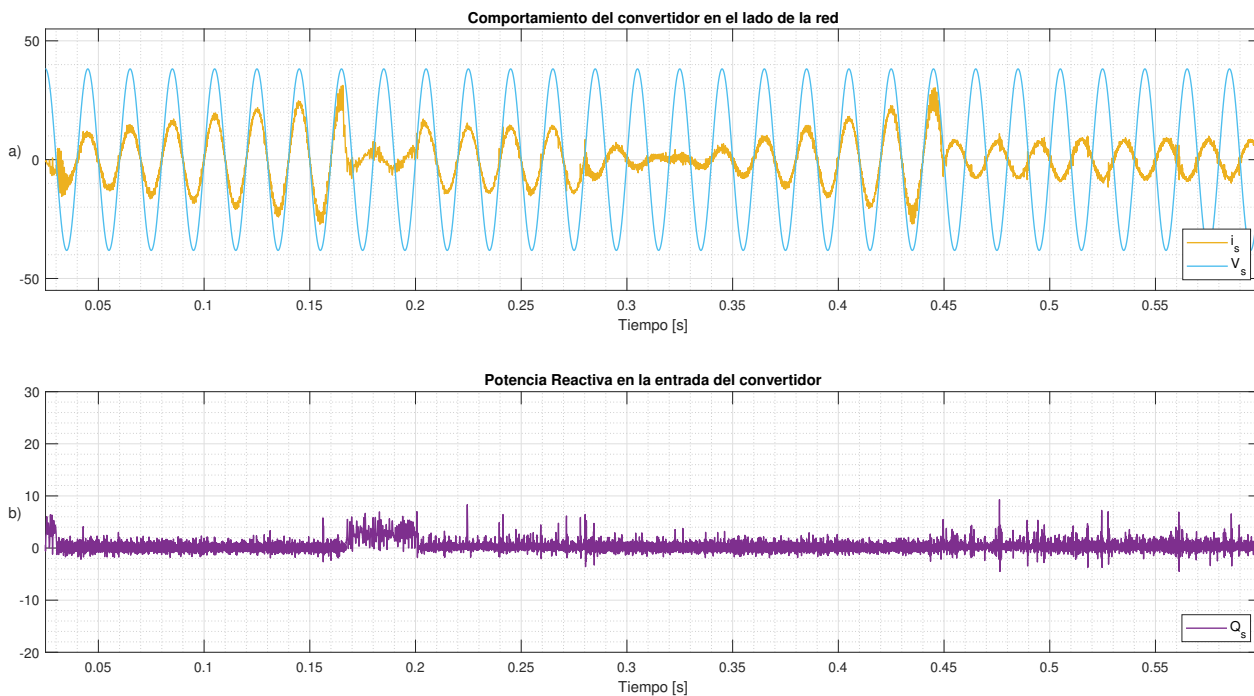


Figura 5.10: a) Voltaje de red [V/20] y corriente de red [A]. b) Potencia reactiva a la entrada del convertidor [kVar].

5.3.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

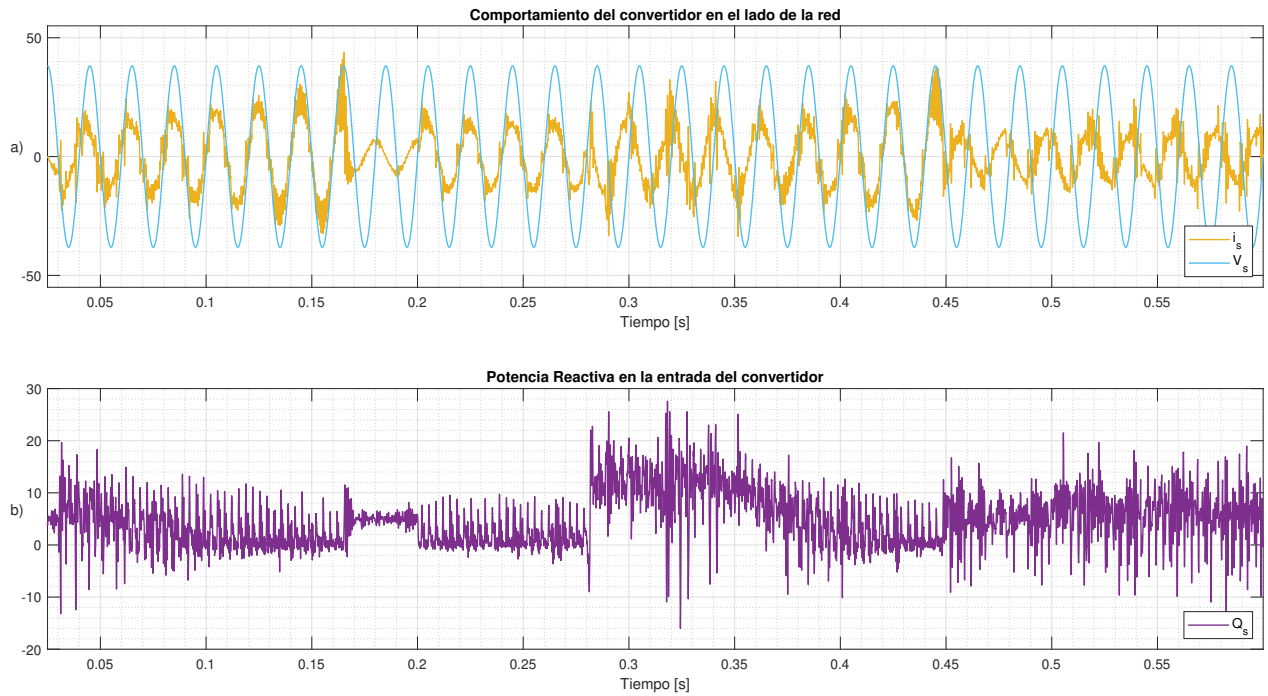


Figura 5.11: a) Voltaje de red [V/20] y corriente de red [A]. b) Potencia reactiva a la entrada del convertidor [kVar].

5.3.3. Control Predictivo Secuencial

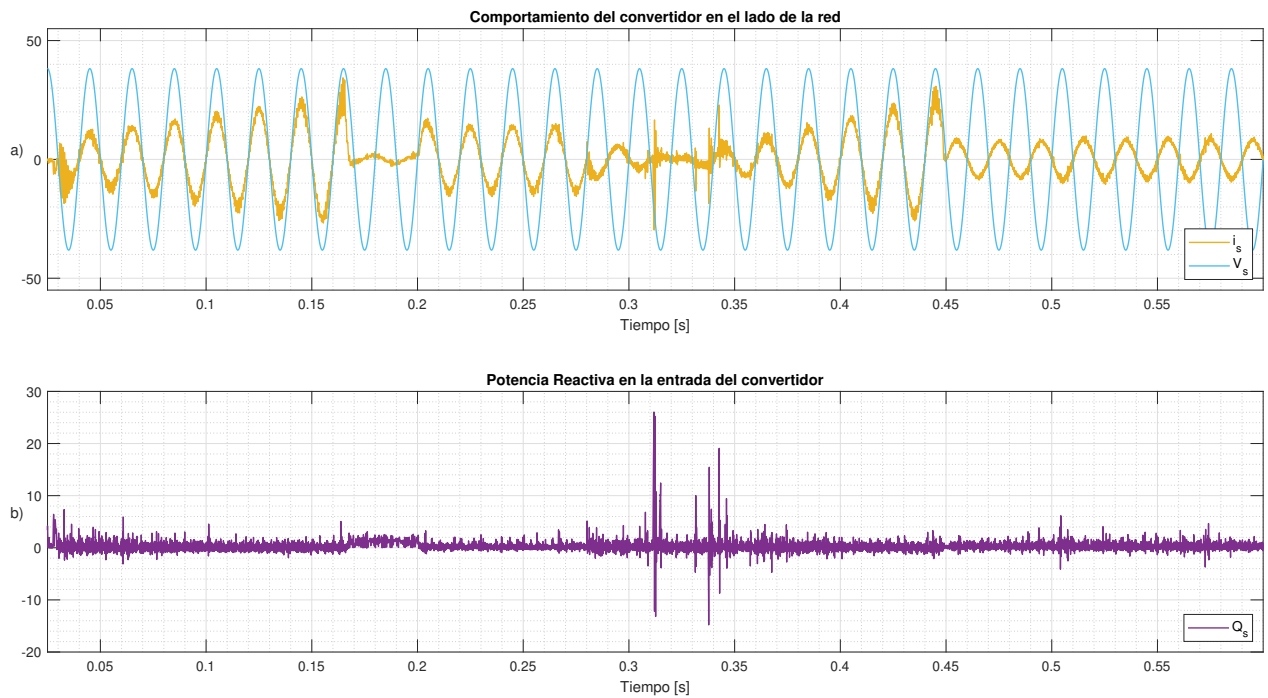


Figura 5.12: a) Voltaje de red [V/20] y corriente de red [A]. b) Potencia reactiva a la entrada del convertidor [kVar].

5.3.4. Discusión de variables en la entrada del convertidor

En general, las tres técnicas de control logran mantener en fase el voltaje V_s y corriente i_s en la entrada del convertidor, a pesar de los instantes en donde se cambian los puntos de operación de velocidad rotacional y torque de carga. Como comentario a favor del trabajo realizado, la resincronización entre el voltaje y la corriente se consigue rápidamente, en el orden de los 0,03 [s].

De acuerdo a los resultados obtenidos, se puede decir que el control predictivo a frecuencia variable tiene el mejor comportamiento en cuanto a potencia reactiva en la entrada del convertidor. El caso de control predictivo secuencial es comparable, sin embargo, este presenta una fuerte resonancia en el filtro de entrada durante el periodo comprendido entre los 0,31 [s] hasta los 0,35 [s]. Por otra parte, el control predictivo a frecuencia fija mantiene un nivel similar a las otras dos técnicas de control, pero con un rizado demasiado alto, lo que entrega picos de potencia reactiva de forma permanente, en general logra mantener en fase la corriente y tensión a la entrada del sistema, pero dichos picos de potencia reactiva tiene valores de amplitud muy altos, llegando a los 20 [kVAr] de forma recurrente.

5.4. Cambio de referencia de 0 a W_n , sin carga mecánica

La primera perturbación al sistema corresponde a llevar ambos motores desde el reposo, hasta su velocidad nominal $W_n = 149,75[rad/s]$, el cambio de referencia se realiza a los 0,03 [s].

5.4.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

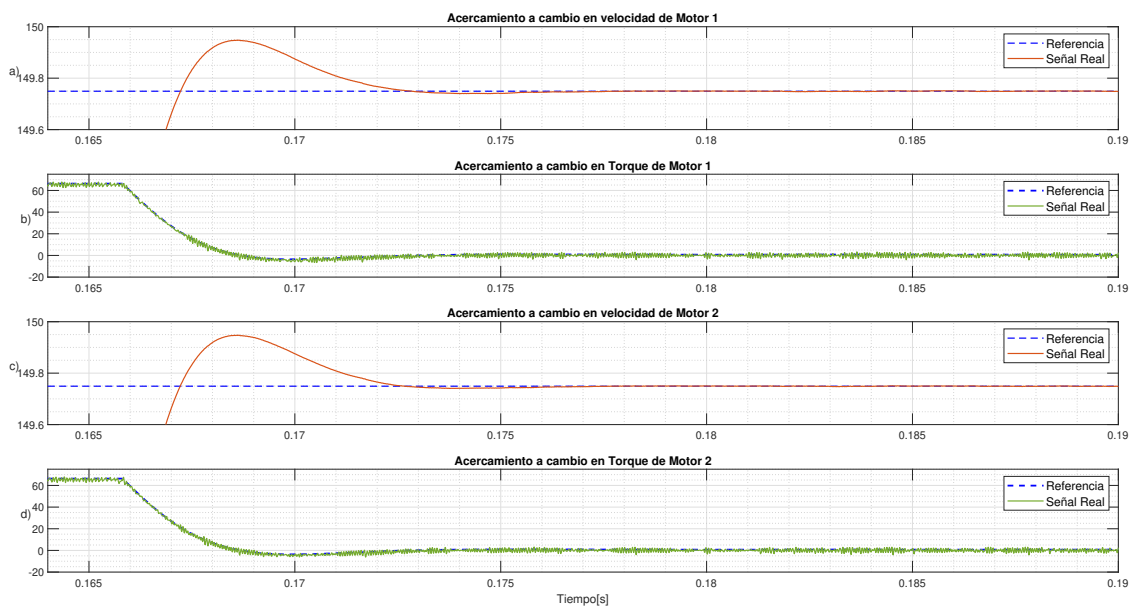


Figura 5.13: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.4.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

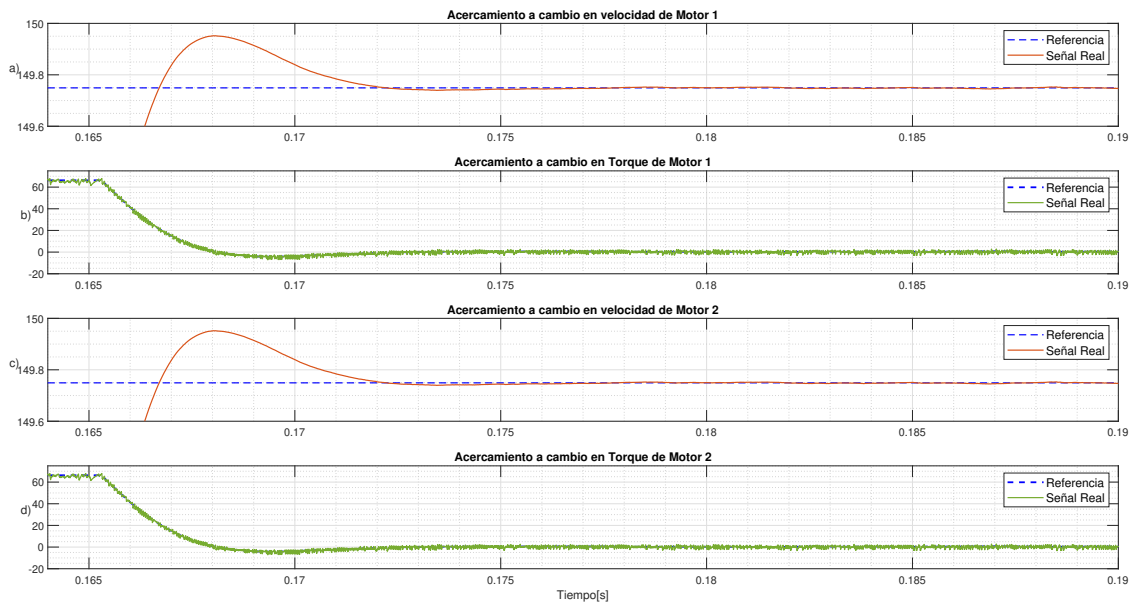


Figura 5.14: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.4.3. Control Predictivo Secuencial

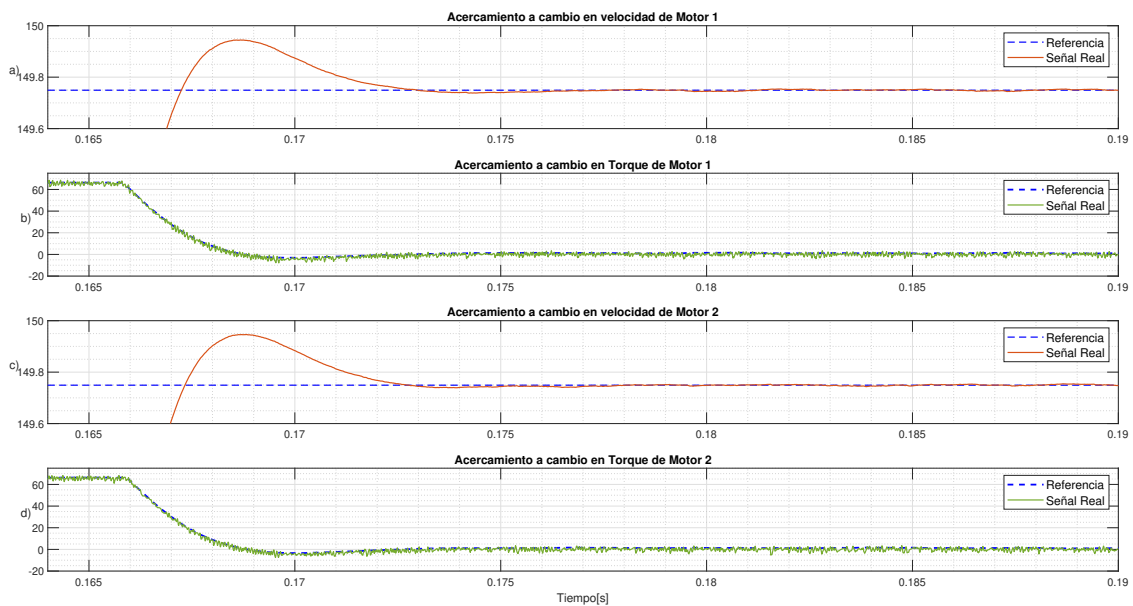


Figura 5.15: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.4.4. Discusión de comportamiento frente a perturbación

Según las Figuras 5.13, 5.14 y 5.15, el control predictivo a frecuencia variable, frecuencia fija y control predictivo secuencial logran establecerse en la nueva referencia en un tiempo de 0.169 [s] aproximadamente.

Si se pone enfoque en el máximo sobrepaso alcanzado para cada técnica de control, no se encuentran diferencias, ya que todos llegan a un peak de 149,9 [rad/s].

El comportamiento de torque, para todos los casos, tiene un seguimiento instantáneo de acuerdo a la referencia entregada por el lazo PI. Se verifica el correcto funcionamiento, ya que en el momento en que la velocidad de giro de cada motor se acerca a su referencia, el torque disminuye rápidamente, manteniendo la velocidad de giro deseada.

5.5. Operación a W_n , con carga mecánica

A los 0,2 [s] de la simulación se agrega una carga mecánica al eje de giro de cada motor, de amplitud 40 [Nm]. Manteniendo la velocidad de giro nominal de la situación anterior.

5.5.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

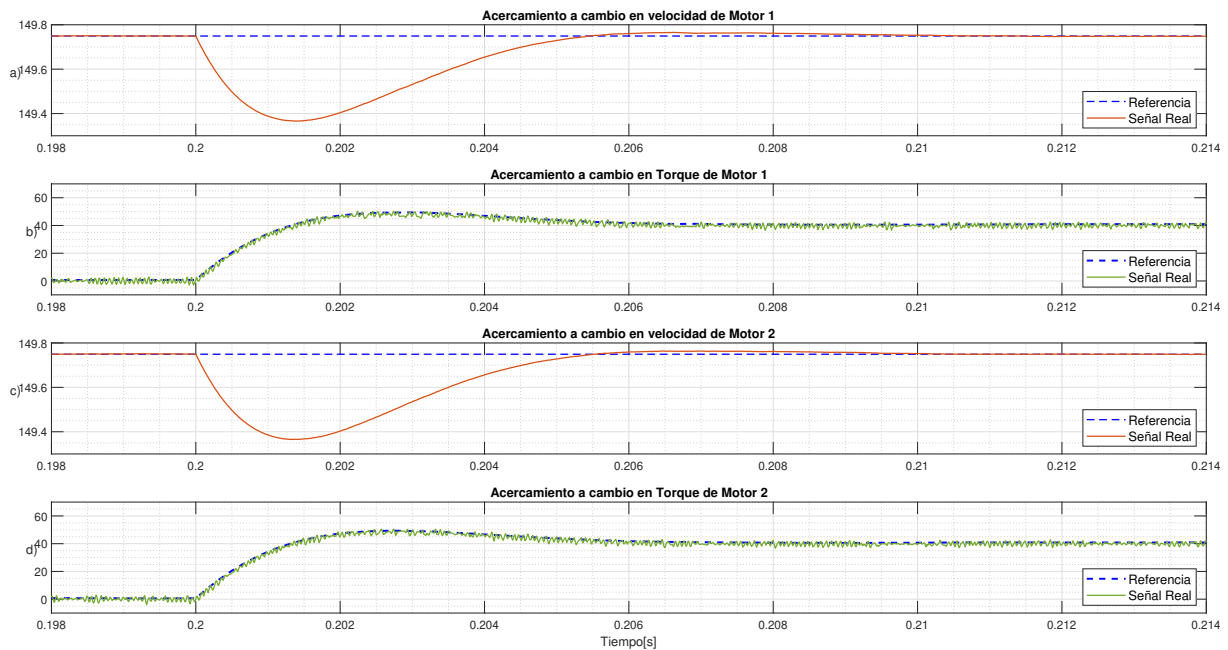


Figura 5.16: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.5.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

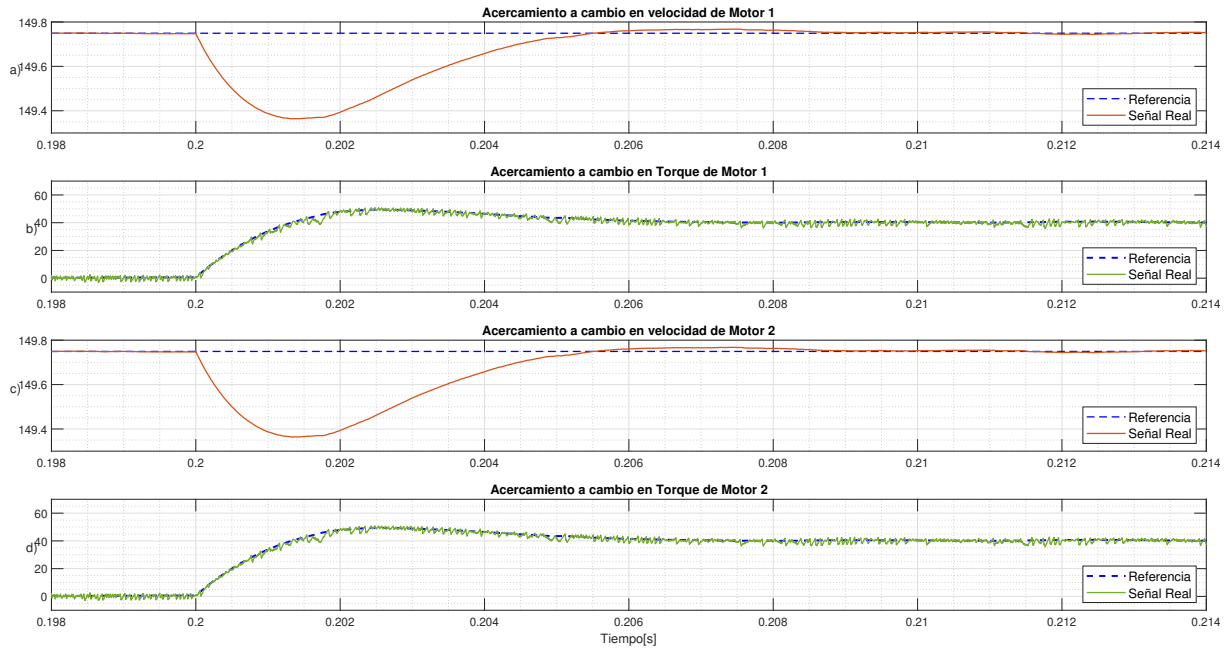


Figura 5.17: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.5.3. Control Predictivo Secuencial

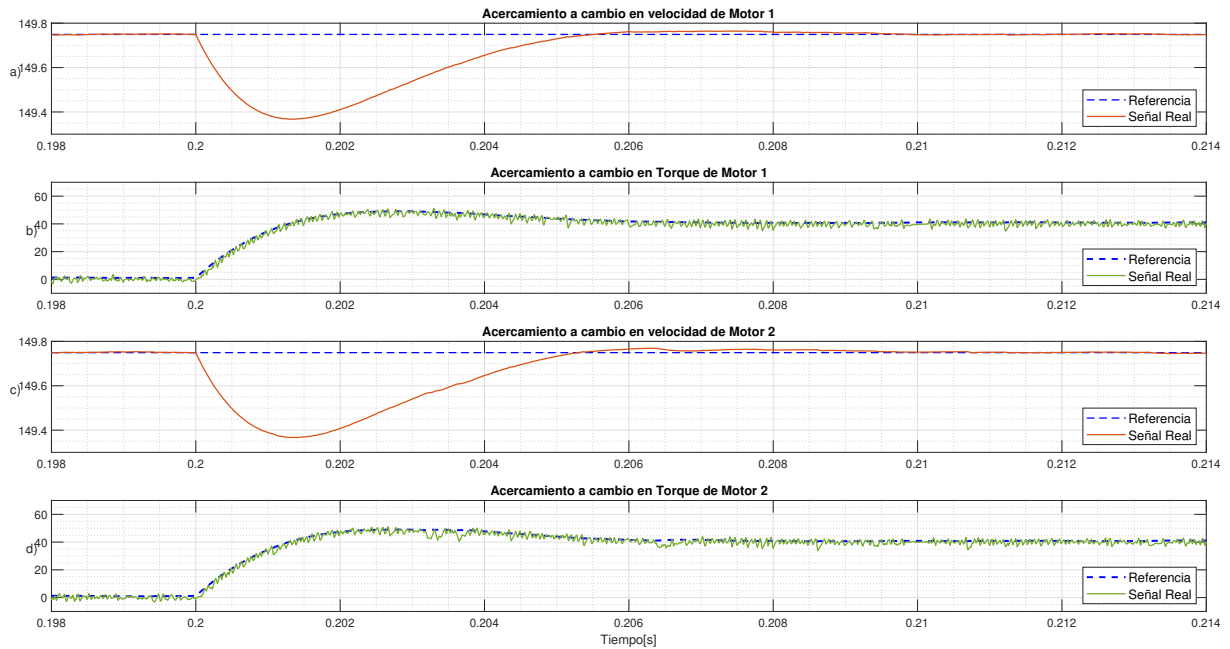


Figura 5.18: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.5.4. Discusión de comportamiento frente a perturbación

El comportamiento general del sistema es muy similar al del caso anterior. En las Figuras 5.16, 5.17 y 5.18, se puede notar que el agregar carga mecánica provoca un desvío en la velocidad de giro de los motores, frenando levemente cada máquina. Sin embargo, la respuesta del sistema de control es eficaz, ya que el tiempo necesario para volver a la velocidad de referencia es de tan solo 0,06 [s] para estabilizarse definitivamente en la referencia.

Se destaca que a pesar de agregar una carga mecánica importante, el desvío que se genera en velocidad de giro es mínimo, con un peak de 0,4 [rad/s], lo que corresponde a un 0,3 % de la referencia.

5.6. Cambio de referencia de W_n a $-W_n$

La tercera perturbación a la que se somete el sistema corresponde a la inversión de marcha, que consiste en cambiar el sentido de giro de ambos motores desde W_n a $-W_n$. El cambio de referencia es realizado a los 0,28 [s] de simulación.

5.6.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

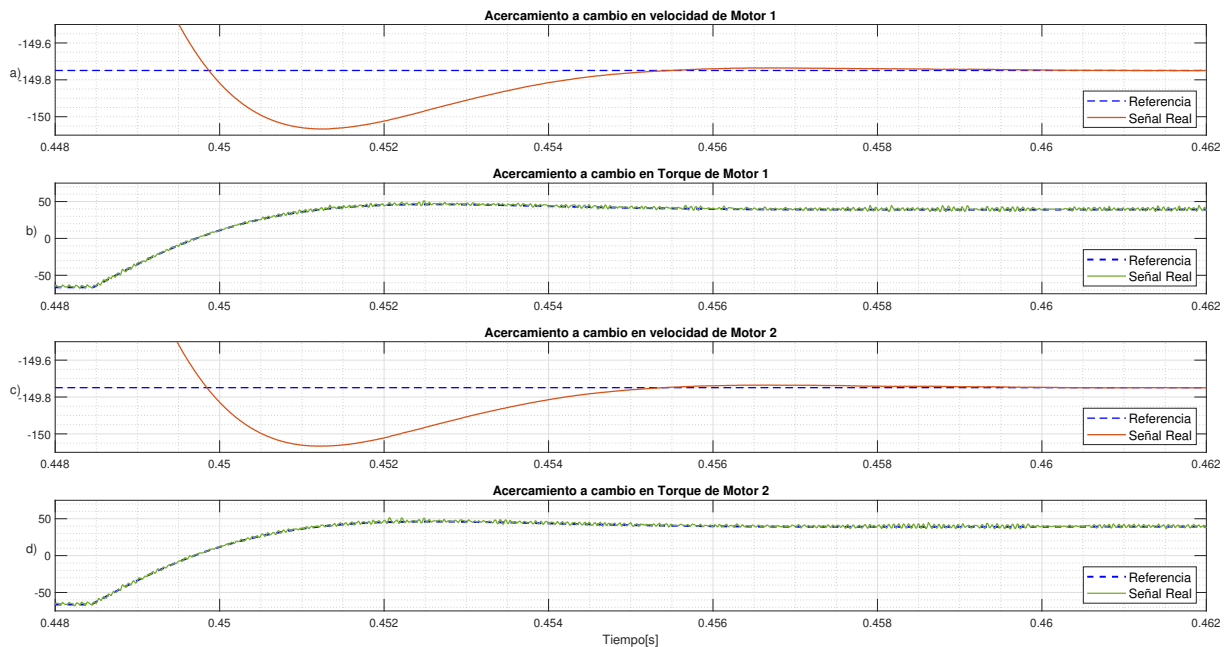


Figura 5.19: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.6.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

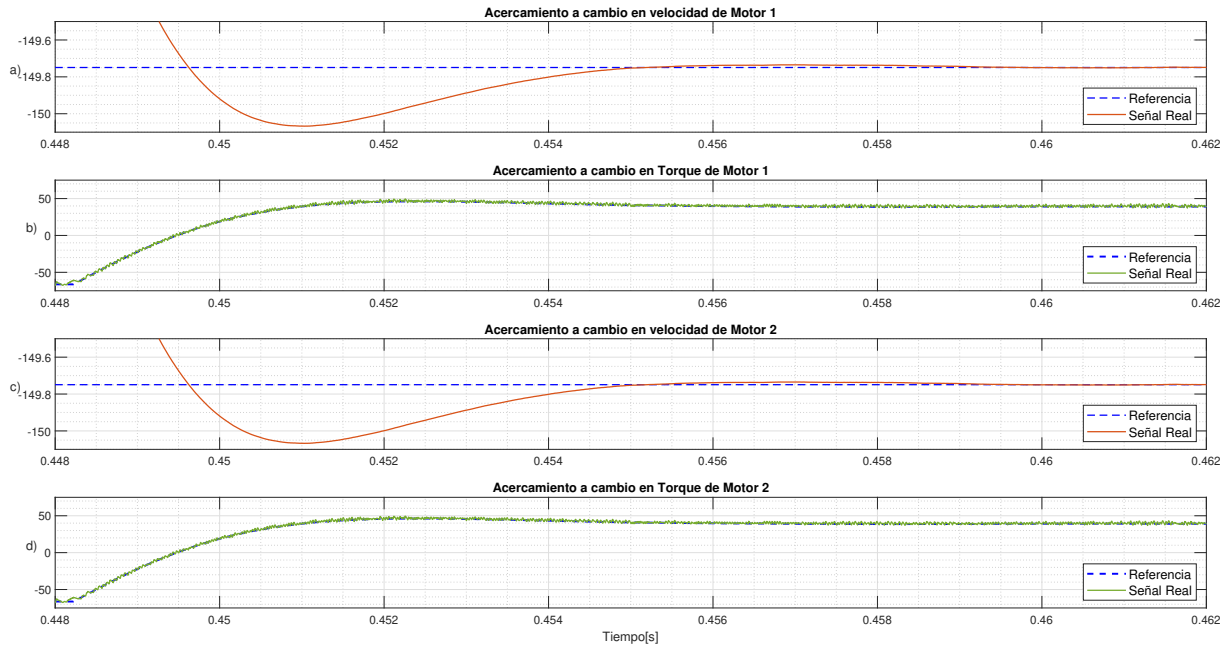


Figura 5.20: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.6.3. Control Predictivo Secuencial

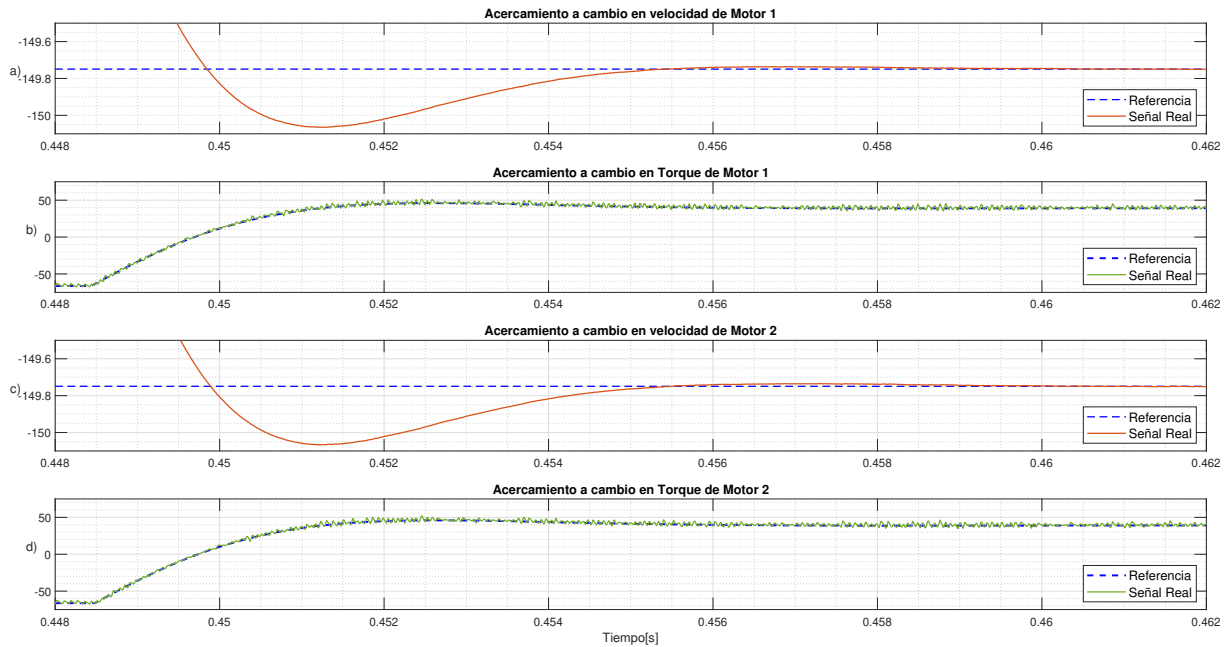


Figura 5.21: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.6.4. Discusión de comportamiento frente a perturbación

A partir de lo mostrado en las Figuras 5.19, 5.20 y 5.21, se tiene que el control predictivo a frecuencia variable, frecuencia fija y control predictivo secuencial son capaces de establecerse en la nueva referencia después de 0,175 [s].

El seguimiento de torque se realiza de forma correcta e instantánea para las tres técnicas de control, permitiendo que ambos motores inviertan el sentido de giro. Una vez que ambas máquinas se logran establecer en la nueva referencia, el torque vuelve al valor necesario para mantener la velocidad en $-W_n$, con una carga mecánica de 40 [Nm] para cada motor.

5.7. Comportamiento del Filtro durante Inversión de Marcha

Se debe considerar que durante el periodo en que se invierte el sentido a giro de ambos motores, el sistema sigue conectado a la fuente de alimentación, pero la demanda de potencia por el conjunto convertidor-motores disminuye drásticamente, a continuación se estudia el comportamiento obtenido en el filtro de entrada entre los 0,27 [s] y 0,38 [s]. Notar que para poder comparar la forma de onda del voltaje y corriente en la entrada del convertidor, se reduce la amplitud de la tensión en factor de 45.

5.7.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

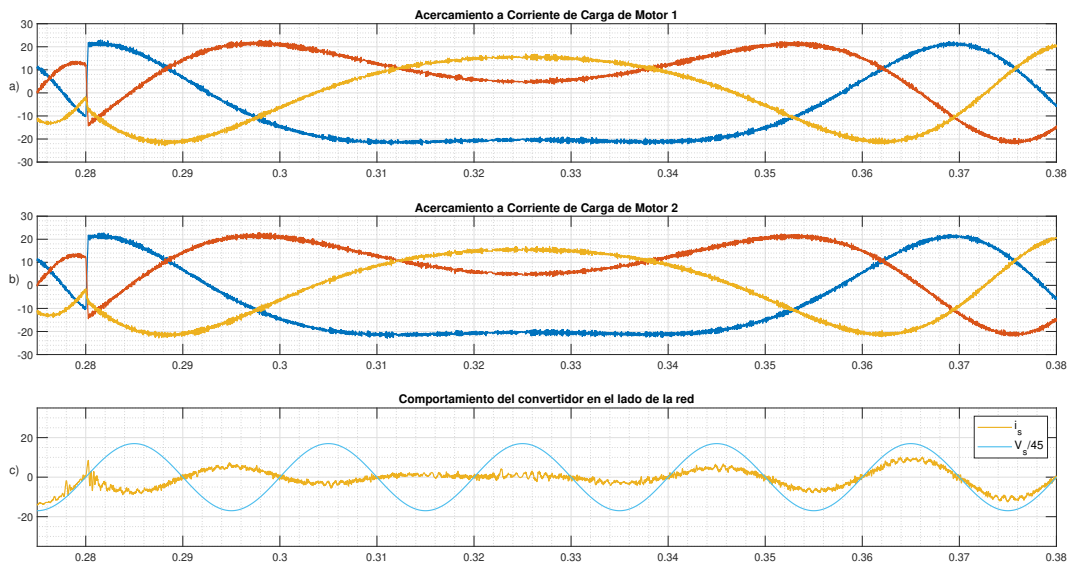


Figura 5.22: a) Corriente de carga de motor₁ [A]. b) Corriente de carga de motor₂ [A]. c) Voltaje de red [V/45] y Corriente de entrada al convertidor [A].

5.7.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

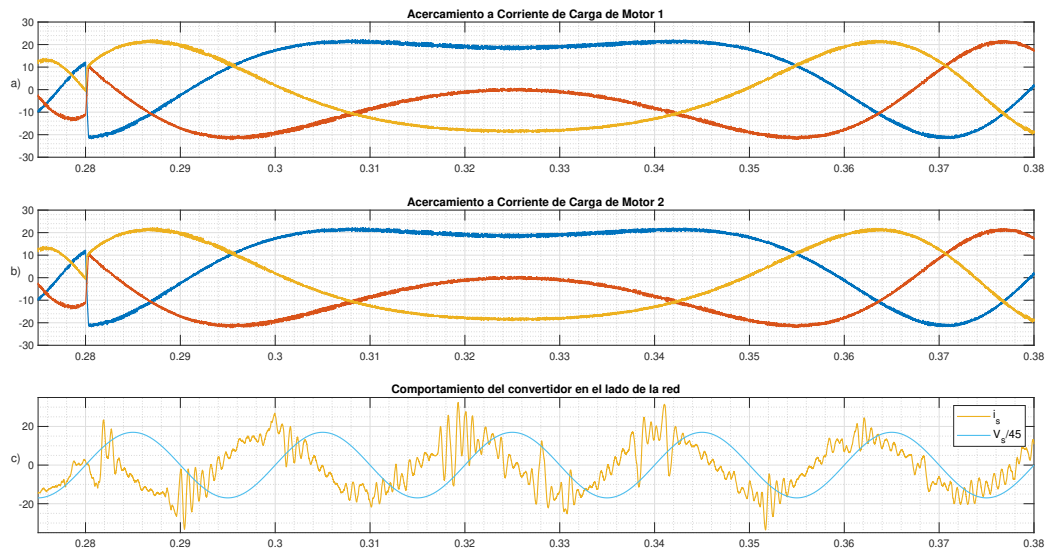


Figura 5.23: a) Corriente de carga de motor₁ [A]. b) Corriente de carga de motor₂ [A]. c) Voltaje de red [V/45] y Corriente de entrada al convertidor [A].

5.7.3. Control Predictivo Secuencial

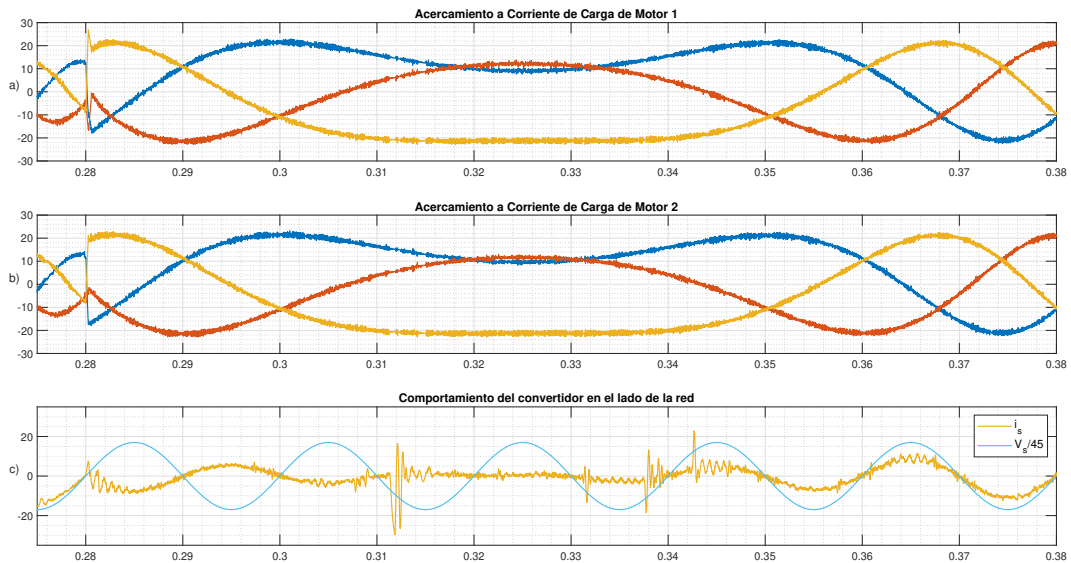


Figura 5.24: a) Corriente de carga de motor₁ [A]. b) Corriente de carga de motor₂ [A]. c) Voltaje de red [V/45] y Corriente de entrada al convertidor [A].

5.7.4. Discusión de comportamiento frente a perturbación

Se logra apreciar en las Figuras 5.22, 5.23 y 5.24, que mientras se invierte el sentido de giro la corriente en la carga deja de oscilar, lo que se extiende durante 4 ciclos de 50 [Hz], que es la frecuencia de la red.

Se busca mostrar que en ciertos instantes, durante la inversión de marcha, existe un desbalance energético. Este fenómeno se ve incrementado al no tener elementos pasivos capaces de almacenar o disipar energía, en la etapa intermedia del convertidor. Por lo que el DC-Link carece de cualquier tipo de inercia.

En el caso del control predictivo a frecuencia variable se tiene que la corriente de entrada al convertidor i_s , se mantiene en fase con el voltaje de entrada V_s durante todo el periodo analizado, se ven pequeñas oscilaciones en la corriente pero de magnitud pequeña. Esto implica que el convertidor y el sistema de control mantienen el objetivo de minimizar la potencia reactiva en la entrada. Todo esto mientras se invierte el sentido de giro del motor, reduciendo la frecuencia de la corriente de alimentación de la carga.

El control predictivo a frecuencia fija se caracteriza por tener un rizado de gran amplitud provocado por el patrón de conmutación característico de la técnica. Como resultado, logra mantener en fase la corriente i_s y voltaje V_s en la entrada del convertidor, pero con un leve desfase. Al complementar con las Figuras 5.11 y 5.23, se puede concluir que el control de potencia reactiva en la entrada no es eficiente con esta técnica, en comparación al caso de control predictivo a frecuencia variable.

Al observar el caso del control predictivo secuencial se notan varias particularidades. En primer lugar se menciona que en general sí se logra un control de potencia reactiva en la entrada del convertidor, manteniendo en fase i_s y V_s . Sin embargo, se observan oscilaciones de gran magnitud a los 0,312 [s], 0,337 [s] y 0,344 [s]. Estas oscilaciones no deseadas son producto de resonancia en el filtro de entrada, generando corrientes de magnitud que en un caso de implementación real podrían dañar los equipos. Este fenómeno se atribuye a dos elementos. El primero es que el filtro de entrada al convertidor fue diseñado de forma genérica para las tres técnicas, sin considerar que estos tendrían frecuencias de conmutación diferentes. Y en segundo lugar, se atribuye a que la forma en que selecciona el estado óptimo de conmutación el control predictivo secuencial puede inducir a soluciones sub-óptimas.

5.8. Operación a $-W_n$, con carga mecánica

Recordar que la última condición de carga es distinta para cada motor, en donde el motor₁ recibe una carga continua de 55 [Nm], mientras que el motor₂ recibe una carga pulsatoria que se alterna entre 40 [Nm] y 55 [Nm], con una frecuencia de 0,025 [s]. Se espera que al aplicar distintas condiciones de carga a cada motor, el convertidor sea capaz de ajustar la tensión de alimentación de acuerdo a lo que requiera cada motor de forma independiente y en consecuencia el torque eléctrico de cada máquina.

5.8.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

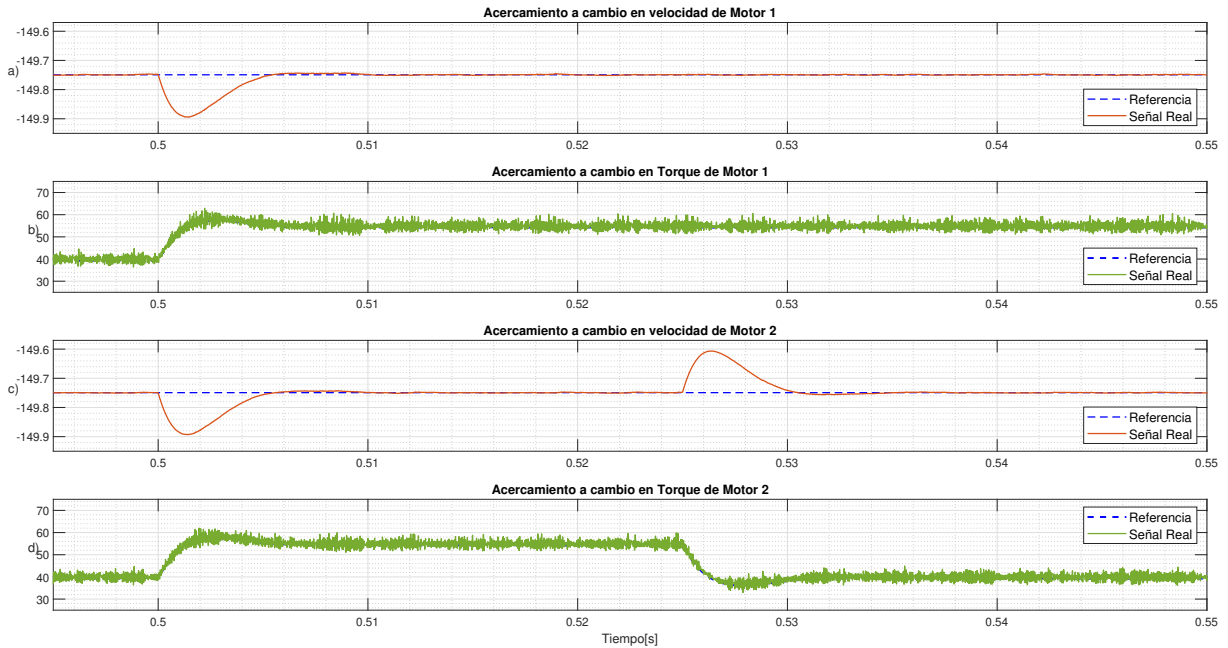


Figura 5.25: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.8.2. Control Predictivo a Frecuencia Fija

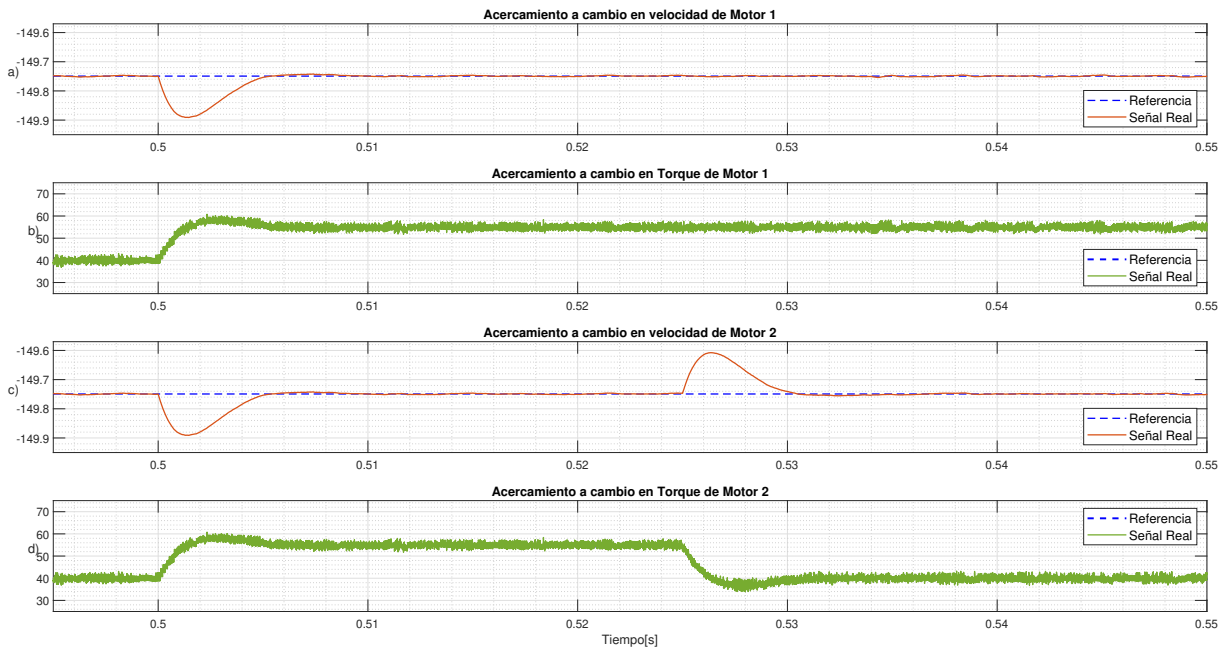


Figura 5.26: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.8.3. Control Predictivo Secuencial

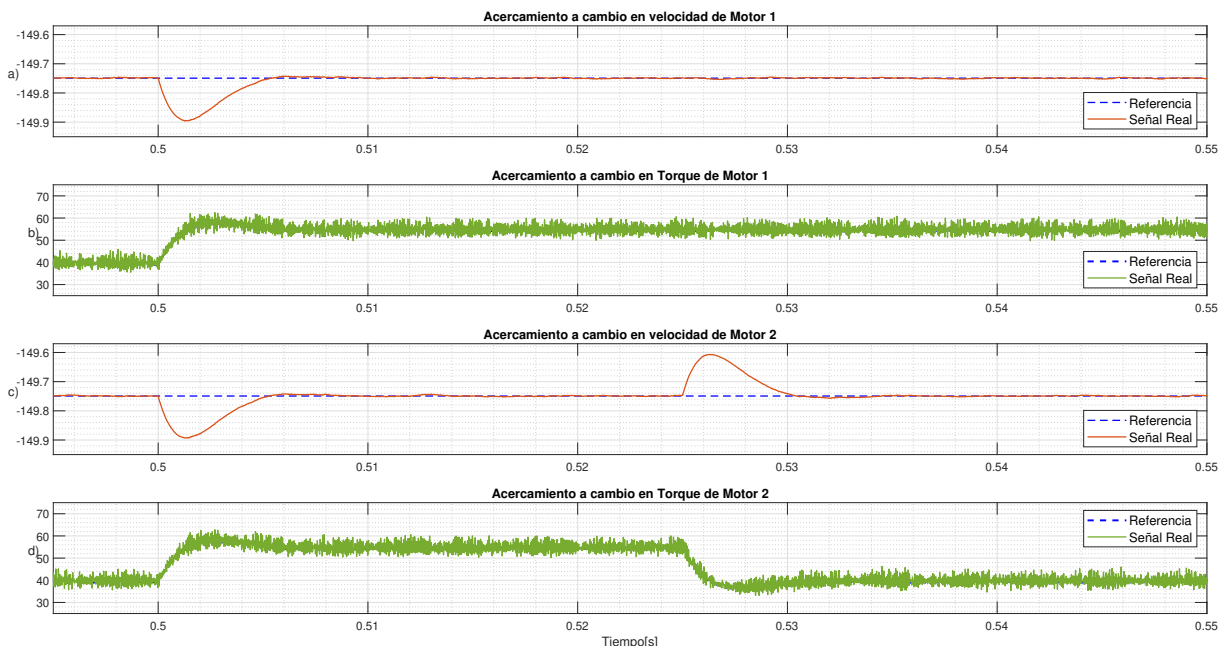


Figura 5.27: a) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₁ [rad/s]. b) Seguimiento de torque de motor₁ [Nm]. c) Seguimiento de velocidad rotacional de motor₂ [rad/s]. d) Seguimiento de torque de motor₂ [Nm].

5.8.4. Discusión de comportamiento frente a perturbación

De acuerdo a las Figuras 5.25, 5.26 y 5.27, todas las técnicas de control son capaces de mantener ambos motores en el punto de operación establecido. Bajo esta condición de operación no se notan diferencias en cuanto al tiempo de establecimiento ni máximo sobrepaso luego de aplicar la perturbación.

Existe una rápida respuesta de las tres técnicas de control capaz de seguir el torque de forma instantánea y de corregir la desviación de velocidad de giro de cada máquina en un tiempo de 0,05 [s]. Se destaca que el convertidor tiene una rápida respuesta a pesar de que las referencias de carga son distintas para cada motor, se ajusta rápidamente a la nueva condición de operación, incluso cuando la carga del motor 2 es variable. En cada pulso de subida y bajada es capaz de compensar la perturbación provocada por el cambio de referencia.

5.9. Espectro de frecuencia

Para estudiar el comportamiento del espectro de frecuencia, se elige un instante en que ambos motores operan a velocidad nominal y con carga de 40 [Nm], considerando el régimen estacionario. La ventana de tiempo en donde se analiza el espectro de frecuencia comienza a los 0,21 [s] y se analizan dos ciclos.

Para el estudio de la distorsión armónica en el lado de la red, se usa una frecuencia fundamental de 50 [Hz] y luego se calcula la distorsión armónica total (THD) presente en la señal

i_s . Para el estudio de la distorsión armónica en la carga, primero se determina la frecuencia fundamental y luego se calcula el THD para el motor₁ exclusivamente, dado que para el periodo estudiado, ambas máquinas siguen el mismo comportamiento.

Los resultados se agrupan por técnica de control, en donde primero se muestra el comportamiento del espectro de frecuencia de la corriente de entrada i_s , luego se realiza un acercamiento para mostrar los armónicos de mayor magnitud. Luego se presenta una figura en donde se muestra el espectro de frecuencia de la corriente de carga i_{o1} , y en caso de ser necesario se presenta una imagen que represente el detalle de los armónicos de mayor magnitud en la carga.

Se recalca que en ambas señales, solamente se considera una fase, asumiendo que el resto tiene un comportamiento similar.

5.9.1. Control Predictivo a Frecuencia Variable

5.9.1.1. Corriente de entrada i_s

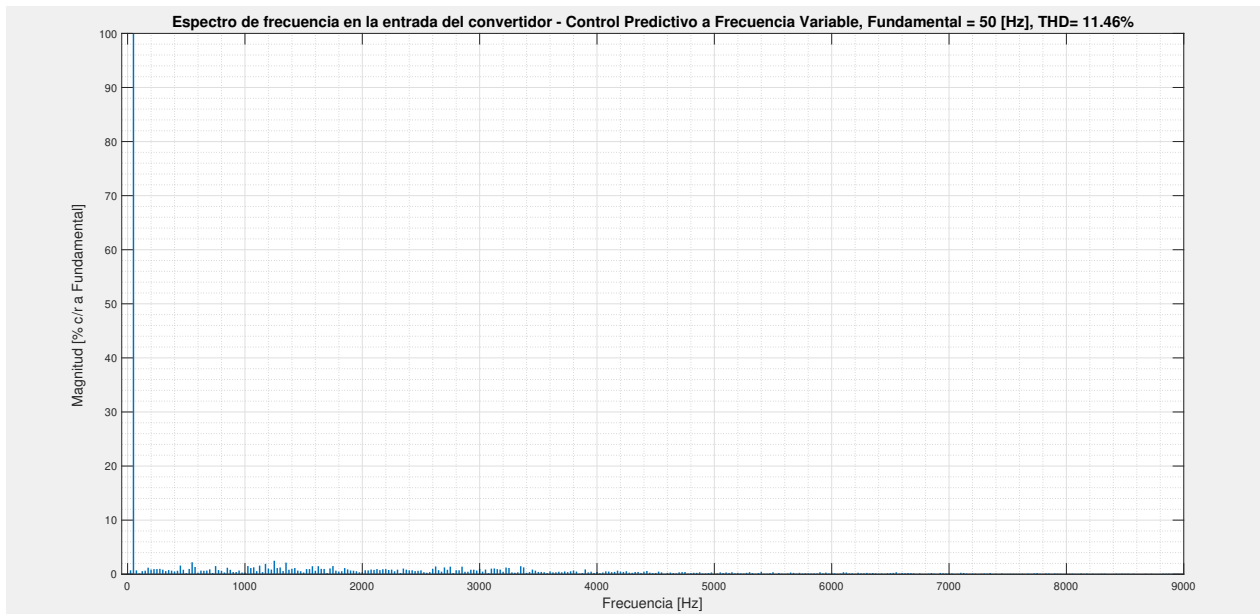


Figura 5.28: Espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia variable.

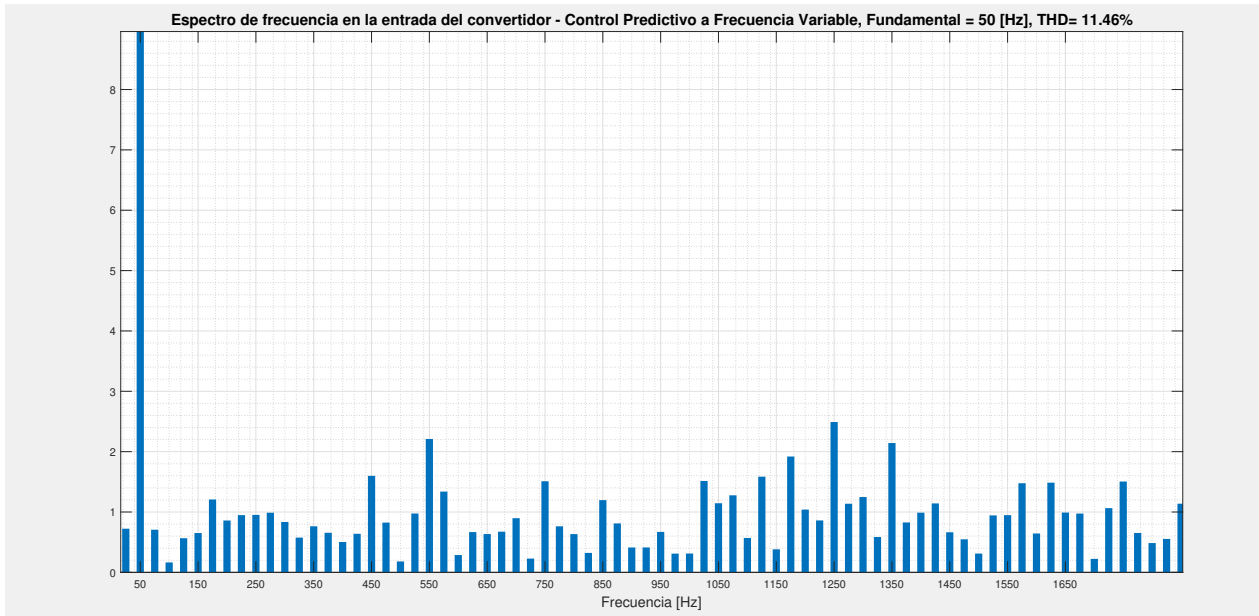


Figura 5.29: Acercamiento al espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia variable.

5.9.1.2. Corriente de carga i_o

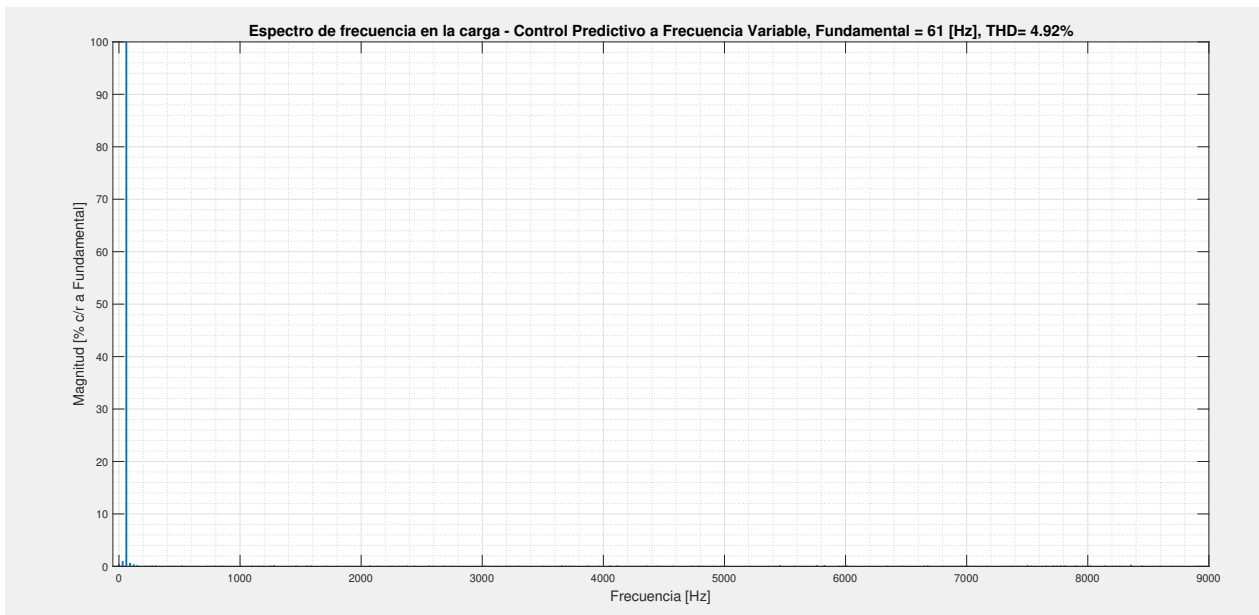


Figura 5.30: Espectro de frecuencia para corriente en la carga i_o , utilizando control predictivo a frecuencia variable.

5.9.2. Discusión Control Predictivo a Frecuencia Variable

En el caso del control predictivo a frecuencia variable, se logra apreciar que la distorsión armónica en el lado de la entrada del sistema es 11,46 %. En la Figura 5.29 se observa que los armónicos de mayor orden (11^o , 25^o y 27^o) no logran una amplitud mayor al 3%, por lo que se considera que su aporte a la señal es bajo, en consecuencia no generan una gran distorsión

en la señal final. Además, en particular los armónicos 25^o y 27^o pueden ser filtrados con mayor facilidad debido a que se encuentran alejados de la frecuencia fundamental. Para esto se requiere rediseñar los componentes del filtro de armónicos con una nueva banda de frecuencia.

Por otro lado, el espectro de frecuencia en la carga tiene un THD total de 4,92 % y no se aprecia ningún armónico de magnitud considerable.

5.9.3. Control Predictivo a Frecuencia Fija

5.9.3.1. Corriente de entrada i_s

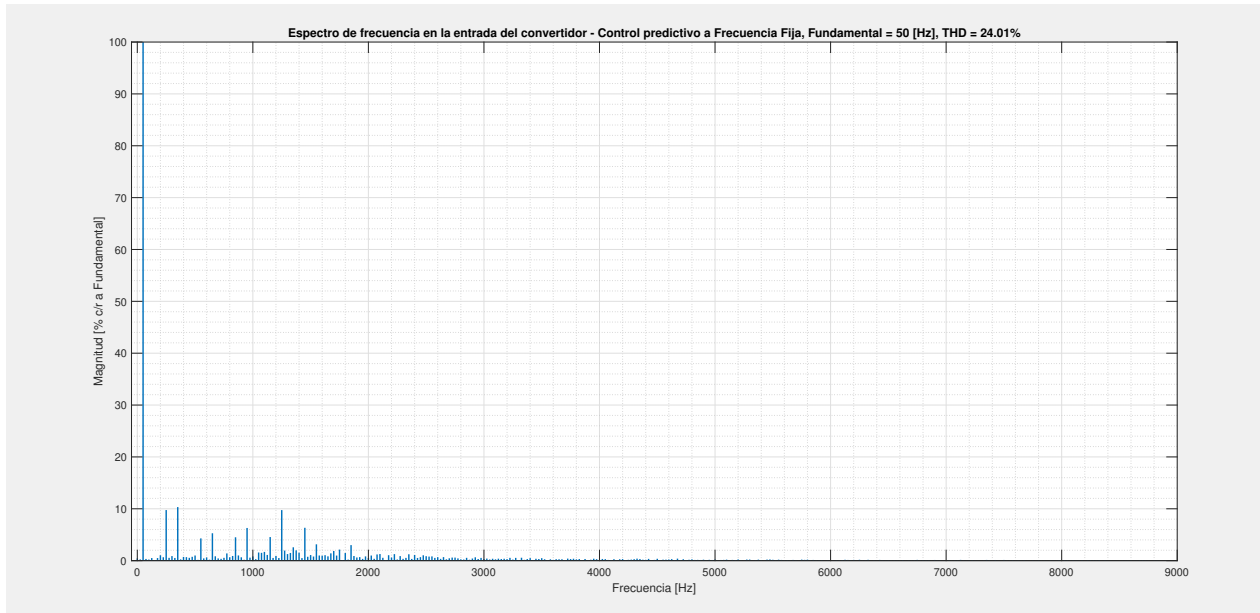


Figura 5.31: Espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia fija.

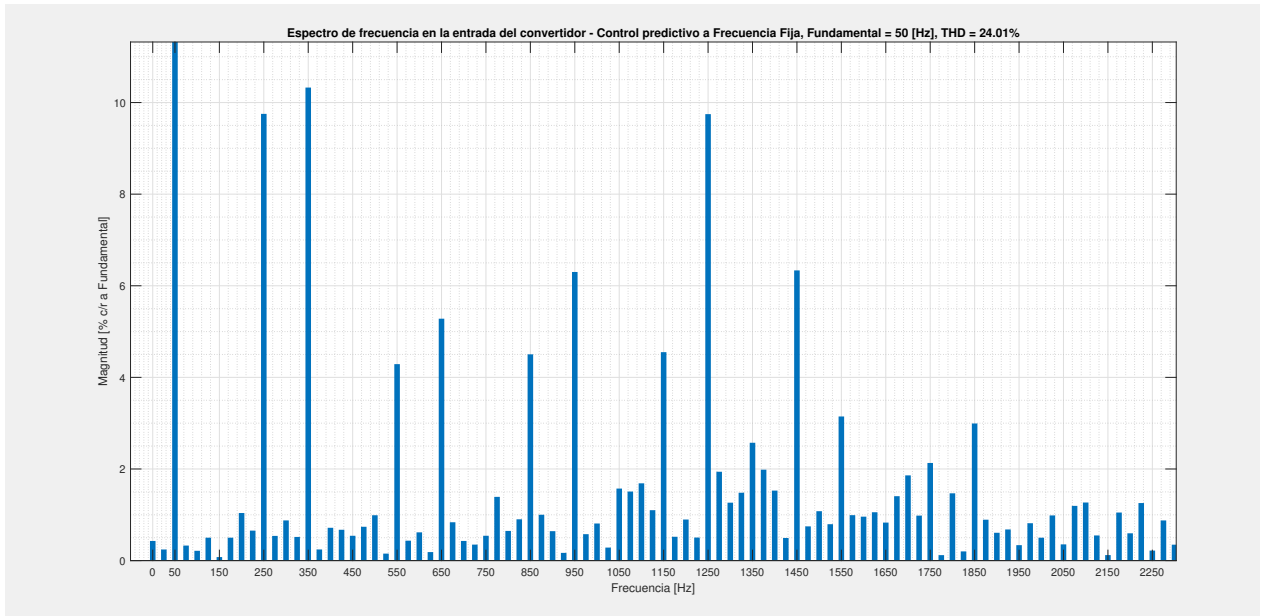


Figura 5.32: Acercamiento al espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo a frecuencia fija.

5.9.3.2. Corriente de carga i_o

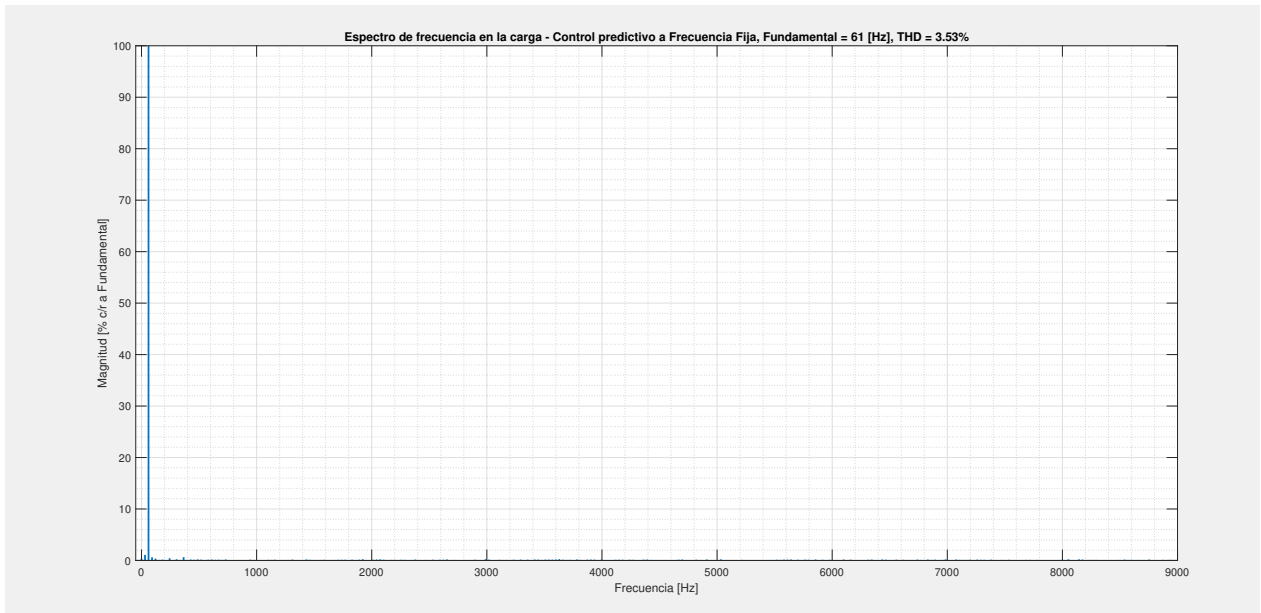


Figura 5.33: Espectro de frecuencia para corriente en la carga i_o , utilizando control predictivo a frecuencia fija.

5.9.4. Discusión Control Predictivo a Frecuencia Fija

En el caso del control predictivo a frecuencia fija, se logra apreciar que la distorsión armónica en el lado de la entrada del sistema es 24,01%. En la Figura 5.32 se observa que los armónicos de mayor orden (5^o , 7^o y 25^o) llegando a valores del 10% de la fundamental, por lo que se considera que su contaminación en la señal total es alto, en consecuencia

generan distorsión y contaminación hacia el punto de conexión a la red. En este caso se vuelve más complejo eliminar los armónicos que tienen mayor repercusión en el THD, debido a que son frecuencias cercanas a la fundamental. El comportamiento del filtro de armónicos es insuficiente y requiere un rediseño y ajuste de la banda de frecuencia que permite pasar.

Por otro lado, el espectro de frecuencia en la carga tiene un THD total de 3,53 %, lo que es aún más bajo que en el caso del control predictivo a frecuencia variable, por lo que la señal de alimentación a los motores es en gran parte aporte de la frecuencia fundamental.

5.9.5. Control Predictivo Secuencial

5.9.5.1. Corriente de entrada i_s

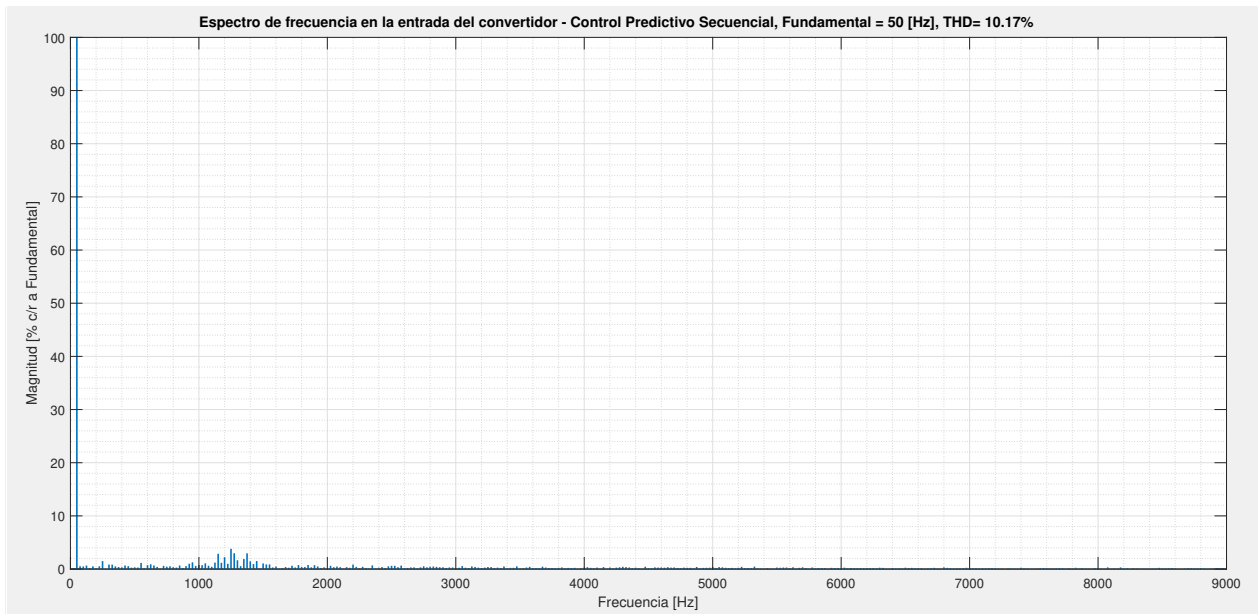


Figura 5.34: Espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo secuencial.

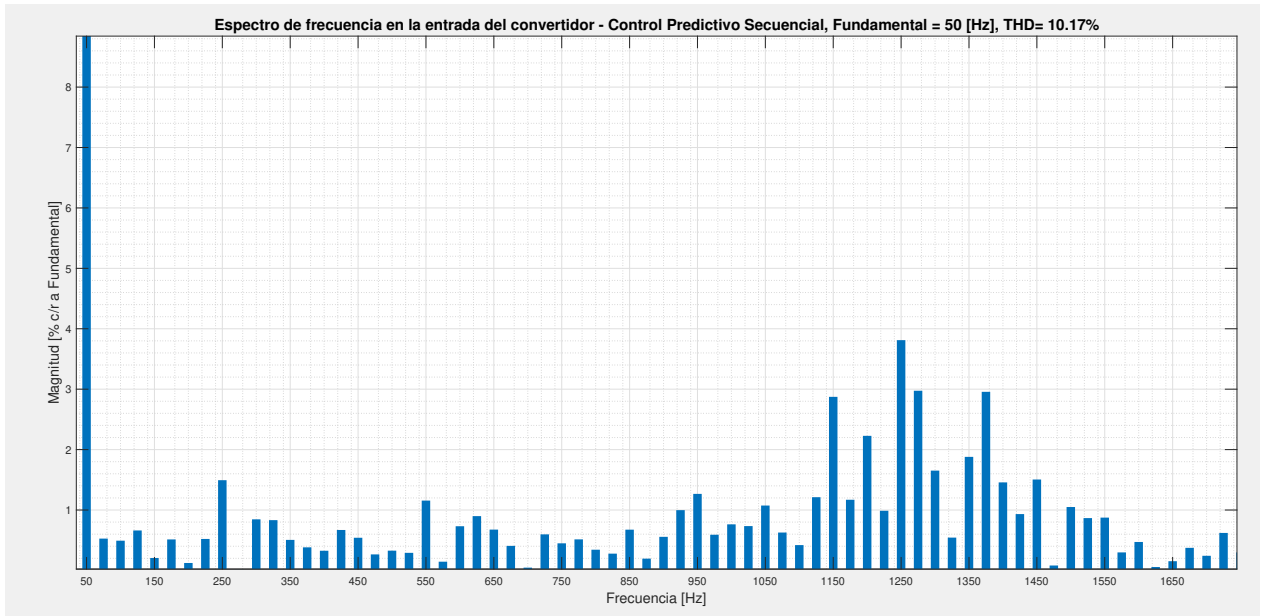


Figura 5.35: Acercamiento al espectro de frecuencia para corriente de entrada i_s , utilizando control predictivo secuencial.

5.9.5.2. Corriente de carga i_o

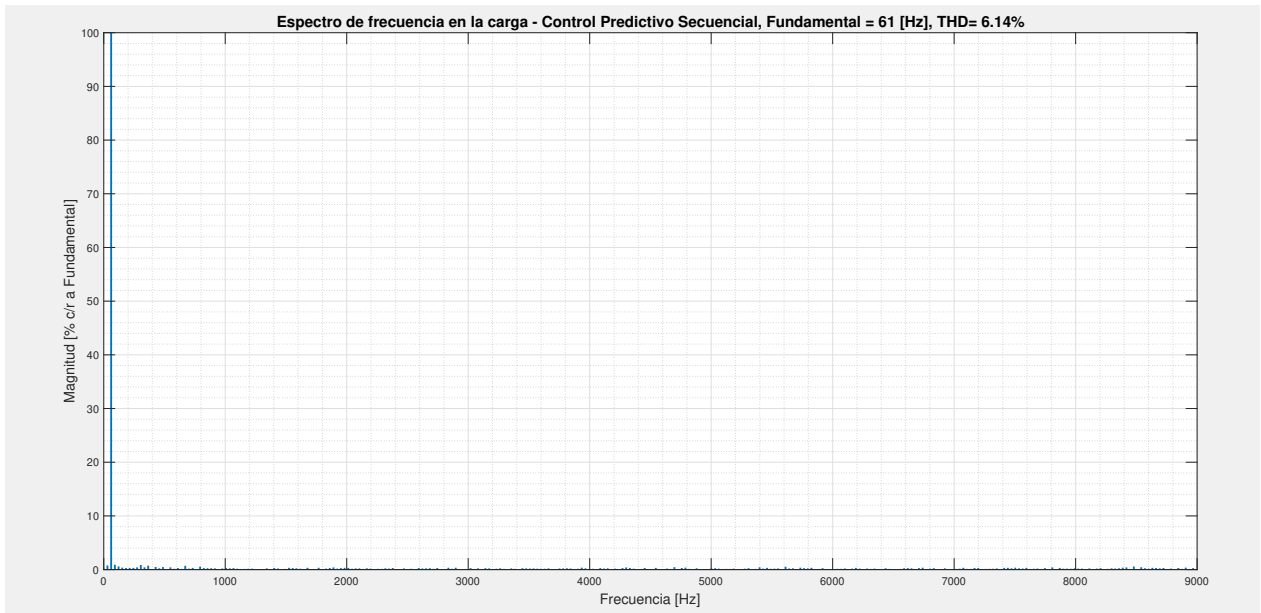


Figura 5.36: Espectro de frecuencia para corriente en la carga i_o , utilizando control predictivo secuencial.

5.9.6. Discusión Control Predictivo Secuencial

En el caso del control predictivo secuencial, se logra apreciar que la distorsión armónica en el lado de la entrada del sistema es 10,17 %. En la Figura 5.29 se observa que los armónicos de mayor orden (23° , 25° y 27°) con valores inferiores al 4 % de la fundamental, concluyendo que la contaminación en la señal total es baja y muy similar al caso del control predictivo a

frecuencia variable. En este caso es relativamente sencillo eliminar los armónicos que tienen mayor repercusión en el THD, debido a que son frecuencias alejadas de la componente fundamental. A pesar de que el desempeño del filtro es mejor en comparación a las otras dos técnicas, aun requiere de rediseño y ajuste de la banda de frecuencia que permite pasar.

Por otro lado, el espectro de frecuencia en la carga tiene un THD total de 6,14 %, posicionándose entre las otras dos técnicas.

5.9.7. Discusión General del Espectro de Frecuencia

A partir de los resultados obtenidos, se puede dar cuenta de que existe una tendencia generalizada en cuanto al comportamiento de distorsión armónica en la entrada del sistema, en donde el control predictivo a frecuencia variable tiene el mejor desempeño seguido por el control predictivo secuencial y por último el control predictivo a frecuencia fija. Mientras que cuando se analiza el espectro de frecuencia en la carga i_o , la técnica de control que obtiene el THD menor es el control predictivo a frecuencia fija, seguido por el control predictivo de frecuencia variable y por último el control predictivo secuencial.

Además de calcular el THD, se calcula la frecuencia de conmutación promedio de cada técnica de control, para la ventana de tiempo analizada. El cálculo de frecuencia de conmutación promedio se hace contando la cantidad de veces que cambia un switch dentro de una ventana de tiempo, y luego dividiendo el conteo total en el intervalo de tiempo estudiado. La siguiente tabla resume los resultados:

Tabla 5.1: Resultados de THD, en la entrada y carga, para cada técnica de control.

	Frec. Variable	Frec. Fija	Secuencial
Frec. fundamental entrada	50 [Hz]	50 [Hz]	50 [Hz]
THD entrada	11.46 %	24.01 %	10.17 %
Frec. de conmutación promedio	1.960 [kHz]	3.343 [kHz]	1.815 [kHz]
Frec. fundamental carga	61 [Hz]	61 [Hz]	61 [Hz]
THD salida	4.92 %	3.53 %	6.14 %
Frec. de conmutación promedio	2.114 [kHz]	13.179 [kHz]	1.860 [kHz]

Como comentario general, se sugiere rediseñar la banda de frecuencia del filtro de armónicos ubicado en la entrada del convertidor, ya que en las tres técnicas provoca un THD mayor al permitido por la Norma Técnica de Calidad y Servicios [69]. El problema se puede acotar a obtener un diseño de filtro especial para cada técnica, ya que como se puede notar en la Tabla 5.1 cada técnica tiene una dinámica de conmutación distinta, por lo que difícilmente un único filtro tenga un comportamiento óptimo para todas las técnicas.

El resultado esperado es que a mayor frecuencia de conmutación se puede obtener una mayor resolución al momento de resolver el problema de optimización, por lo tanto menor distorsión armónica [70]. Al contrastar lo esperado con lo obtenido, se tiene que sólo se cumple para el comportamiento en la carga, en donde la técnica de control predictivo a frecuencia fija logra el menor THD, con la mayor frecuencia de conmutación promedio. Sin embargo,

esto no se replica para el espectro de frecuencia en la entrada. La explicación para este fenómeno particular es que, a pesar de tener un número mayor de conmutaciones realizados por el control predictivo a frecuencia fija, estas se encuentran acotadas a un patrón determinado, mostrado en la Figura 2.7, en particular en el caso de la etapa de rectificación, acotada a dos valores dentro de un periodo, lo que da cierta rigidez a la solución del problema bajo esta técnica, en otras palabras, el problema de diseño de filtro para el caso de control predictivo a frecuencia fija tiene más restricciones, por lo que el diseño del filtro debe ser más detallado.

Desde la Figura 5.29 se puede destacar que los armónicos 11° (550 [Hz]) y 25° (1250 [Hz]) son los de mayor magnitud, pero con un valor que no alcanza a superar el 3% de la fundamental, por lo que la distorsión armónica presente en el caso del control predictivo a frecuencia variable es muy baja. Algo similar se puede ver en la Figura 5.35, en donde los armónicos de mayor magnitud para el caso de control predictivo secuencial son el 23° (1150 [Hz]) y 25° (1250 [Hz]), con una magnitud inferior al 4% con respecto a la fundamental. Al considerar que el orden de los armónicos están tan lejanos a la frecuencia fundamental no afectan la calidad de la señal de forma significativa. Muy por el contrario, en la Figura 5.32, correspondiente al control predictivo a frecuencia fija, se tiene que el 5° , 7° y 25° armónico tienen una amplitud cercana al 10% de la frecuencia fundamental, los que generan una distorsión importante al encontrarse cerca de la fundamental. Las componentes de 5° y 7° orden son más complicadas con respecto al armónico de orden 25° , el cual es fácil eliminar mediante un diseño óptimo del filtro de entrada al sistema.

Al analizar los resultados del control predictivo a frecuencia variable, frecuencia fija y secuencial, mostrados en las Figuras 5.30, 5.33 y 5.36, se tiene un espectro de frecuencia con muy poca distorsión, ya que la magnitud de los armónicos es despreciable en comparación a la frecuencia fundamental.

Es relevante comentar que en caso de que se hubiera diseñado un filtro personalizado para cada técnica de control, se esperaría que el comportamiento del espectro de frecuencia mejore. En especial en el caso del control predictivo a frecuencia fija, ya que como el espectro de frecuencia se encuentra acotado a una determinada banda (debido al patrón de conmutación), se puede diseñar un filtro que elimine las componentes no deseadas. Pero debido a que el objetivo es comparar una situación común para los tres casos no es implementado, se propone como trabajo a futuro.

5.10. Carga Computacional

Para registrar el tiempo necesario asociado a cada simulación se utilizan funciones predefinidas, incluidas en Matlab. Se considera que el tiempo simulado en donde se estudia el sistema es de 0,6 [s].

Es fundamental entender que los tiempos empleados y registrados por cada técnica no son una medida completamente fidedigna, ya que las simulaciones fueron hechas en un computador convencional con varios procesos abiertos mientras se busca registrar el tiempo de ejecución y correspondiente carga computacional. Estos otros procesos van variando y contaminando la medición, ya que son procesos completamente externos a la simulación y consumen recursos de cálculo. La prueba real debe ser realizada en un *set up* real, con tarjetas

y microprocesadores dedicados exclusivamente a resolver el problema propuesto en el sistema.

Como metodología, se utilizan las funciones *tic - toc* de Matlab capaces de registrar el tiempo empleado en correr determinadas líneas de código. Se aplican una y otra vez para cada instante de muestreo de la simulación y se va sumando a un contador que totaliza el tiempo de ejecución. Este proceso se realiza 5 veces por cada simulación para luego calcular el promedio del tiempo de ejecución de cada técnica. Luego para poder dimensionar el costo computacional se normalizan los tiempos con respecto al promedio más bajo, de tal forma de abstraerse del tiempo total de ejecución y poder dimensionar con mayor facilidad el tiempo de ejecución entre una técnica y otra.

De forma introductoria, se presenta una tabla con la información más relevante en cuanto carga computacional para las tres técnicas de control estudiadas, para poder relacionarse y entender de mejor manera las características de cada técnica:

Tabla 5.2: Parámetros de función de costos para control predictivo a frecuencia fija.

	Frec. Variable	Frec. Fija	Secuencial
N_{etapas}	1	1	2
Combinaciones evaluadas en la etapa 1	147	147	147
Variables Calculadas en la etapa 1	5	5	4
Cantidad de combinaciones valuadas en la etapa 2	0	0	4
Variables Calculadas en la etapa 1	0	0	1
Flexibilidad	X	X	✓

El hecho de poder flexibilizar la cantidad de etapas de evaluación y las variables que se controlar en cada etapa, permite diseñar el sistema de control desde otra perspectiva. Se pueden probar distintas etapas y asignar prioridades a las variables de control, mediante la decisión de combinaciones posibles que progresan entre una etapa y otra.

En la siguiente tabla se presentan los resultados numéricos obtenidos de los tiempos de simulación de cada técnica:

Tabla 5.3: Resultados de tiempos de ejecución de cada técnica, para simular un periodo de 0,6 [s].

$T_{base} = 70,5471$ [s]	Frec. Variable	Frec. Fija	Secuencial
Tiempo de ejecución	1,28	4,31	1,00

A partir de lo mostrado en la Tabla 5.3, se tiene que el control predictivo secuencial es el más rápido, por lo tanto el que requiere de una menor capacidad computacional. Luego le sigue el control predictivo a frecuencia variable y en último lugar el control predictivo a frecuencia fija. Si bien el control predictivo secuencial y el control predictivo a frecuencia variable tienen tiempos de ejecución similares, se debe destacar que al considerar el tiempo real de ejecución no son capaces de resolver el problema en tiempo real, ya que la dinámica del sistema modelado es mucho más rápida que la capacidad de resolver los cálculos necesarios

para solucionar el problema de control diseñado. Sin embargo, como se menciona anteriormente, esta dificultad se atribuye a que las condiciones de simulación no son las óptimas y se espera que en un laboratorio dedicado a este tipo de estudios si logren ser una opción de implementación real.

5.11. Resumen de resultados

Luego de haber presentado todos los resultados obtenidos y haber realizado una discusión acabada en cada aspecto considerado dentro del trabajo, en la Tabla 5.4 se resumen las características de mayor relevancia al momento de comparar las tres técnicas:

Tabla 5.4: Comparación del desempeño general de las técnicas de control.

	Frec. Variable	Frec. Fija	Secuencial
Control Torque y Flujo	Muy bueno	Muy bueno	Muy bueno
Minimización Potencia Reactiva	Muy bueno	Regular	Malo
Distorsión Armónica	Muy bueno	Bueno	Bueno
Resonancia en filtro de entrada	Nula	Regular	Regular
Carga Computacional	Alta	Muy Alta	Baja
Rizado en señales	Bajo	Medio	Bajo
Frec. de Conmutación Media	Regular	Muy Alta	Regular

Se concluye que el control predictivo secuencial consigue resultados similares en cuanto a calidad del control, con una menor carga computacional, con respecto al control predictivo a frecuencia variable. Por lo que si se cuenta con capacidad computacional limitada, se puede considerar una buena opción.

Es necesario como trabajo futuro, realizar un estudio que identifique en que aspectos afectan la reconfiguración de distintos parámetros involucrados en el control, como por ejemplo, el tiempo de muestro T_s , ganancias K_p y K_i del controlador PI, cantidad de variables y etapas de evaluación en el caso del control predictivo secuencial.

Por último, si se realiza un diseño exclusivamente dedicado a cada técnica se espera una mejora sustancial en el desempeño general de las técnicas de control, ya que una configuración común para todas las técnicas, no asegura el desempeño óptimo. Esto permitiría disminuir el problema del THD en la entrada del convertidor de forma significativa, logrando ajustarse a lo indicado en la norma.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones

Luego de realizar un acabado estudio en cuanto al estado del arte del objeto de investigación, se logran implementar las tres técnicas de control deseadas, permitiendo estudiar el comportamiento del sistema convertidor-máquinas.

A lo largo del trabajo de investigación, se diseñan e implementan las técnicas de control estudiadas en lenguaje Matlab-Simulink. Al obtener los resultados de la simulación se calculan y obtienen las métricas que permiten comparar las distintas técnicas. En general se logra el objetivo de controlar el torque eléctrico y flujo magnético de dos motores de inducción tipo jaula de ardilla, alimentados por un convertidor matricial indirecto operando a un factor de potencia cercano a la unidad.

El resultado global indica que las técnicas de control predictivo a frecuencia variable y control predictivo secuencial mantienen un desempeño similar en todos los aspectos comparados, seguimiento de referencias, distorsión armónica, minimización de potencia reactiva, etc. Con la particularidad de que el control predictivo secuencial es capaz de mantener un buen desempeño de control en todos los ámbitos estudiados, con la opción de flexibilizar y disminuir la cantidad de recursos computacionales requeridos.

No se puede calificar una técnica mejor que la otra de forma general, ya que depende de los recursos disponibles. Sí se pueden asignar ventajas y desventajas a cada técnica de control, por ejemplo, el control predictivo a frecuencia fija tiene un espectro de frecuencia acotado, en torno a la frecuencia de conmutación, lo que permite obtener un THD extremadamente bajo en la carga, sin embargo debido al diseño particular del filtro en la entrada, el desempeño del control a frecuencia fija se ve mermado con respecto al THD en el lado de la entrada al sistema. En general se puede decir que el control predictivo a frecuencia variable destaca en el desempeño de control, con respecto a las otras dos técnicas, pero incurre en una mayor capacidad de carga computacional.

6.2. Aportes Realizados

Concluido el trabajo, se tiene como resultado una comparación de los aspectos relacionados a las tres técnicas de control.

Una de las sorpresas encontradas en los resultados, es que el control predictivo a frecuencia fija presenta un peor desempeño en THD en la entrada al convertidor, con respecto a las otras dos técnicas. El hecho de seguir un patrón de conmutación fijo produce una cantidad de ruido mayor, pero en una banda de frecuencia acotada. Esto se puede solucionar al conocer bien los parámetros de la red y ajustar la banda de paso del filtro, poniendo énfasis en la frecuencia de conmutación de la técnica de control a frecuencia fija. Se concluye que el patrón de conmutación fija permite obtener una distorsión armónica muy baja en la carga, pero elevada en la entrada, lo que se puede mitigar con un diseño de filtro exclusivo para ese caso.

Otro aspecto igual de relevante es que aún reduciendo la cantidad de cálculos realizados, el control predictivo secuencial se posiciona como una buena alternativa de control. Es una técnica de control innovadora y no aplicada en alimentaciones de máquinas rotatorias hasta la fecha. Solo se encontró literatura donde se aplique a cargas lineales tipo RL.

Como sugerencia, se comenta que el diseño de parámetros asociados a cada técnica de control, como ganancias de controladores lineales y componentes del filtro de entrada, sea considerado y optimizado por separado para cada técnica, ya que las dinámicas de los convertidores cambian según la técnica de control que se aplique y afecta el desempeño óptimo del convertidor. Más específicamente, si el filtro de entrada fuera diseñado de acuerdo a las necesidades del control predictivo secuencial, se espera que los efectos de resonancia visibles en la Figura 5.24, se mitiguen en gran medida. Se espera un efecto similar en caso de diseñar para el caso de frecuencia fija, reduciendo los picos de potencia reactiva mostrados en la Figura 5.11.

Se puede deducir que el control de torque y velocidad rotacional está mayormente gobernado por el diseño del controlador PI, quien entrega una referencia al modelo de control predictivo. Ya que las tres técnicas de control obtuvieron resultados prácticamente idénticos en cuanto a tiempo de establecimiento en las referencias y máximos sobrepasos.

Es muy importante destacar que, a pesar de carecer de elementos almacenadores de energía en la etapa del DC-Link, se consigue un comportamiento aceptable durante la inversión de marcha, para la técnica de control predictivo a frecuencia variable. No se puede decir lo mismo de las técnicas a frecuencia fija ni control secuencial, en donde el desbalance de energía entre la entrada y la carga genera problemas en el filtro de entrada. Este problema se puede solucionar ajustando los parámetros del filtro de forma específica para cada técnica, ya que es poco práctico agregar un elemento pasivo en la etapa intermedia que genere algún tipo de inercia eléctrica que mitigue el desbalance energético, cuando la ventaja de los IMC es justamente evitar la incorporación de este tipo de elementos.

En general se encuentra que la respuesta del sistema, utilizando las tres técnicas, es buena, ya que es capaz de ajustarse a las distintas condiciones de operación de la carga, con sentido

de giro bidireccional y carga mecánica variable. En particular se puede apreciar que para cambios de cargas en puntos de operación cercanos entre si, el comportamiento del sistema de control es ideal, sin embargo para cambios de referencia como la inversión de marcha, en donde se trabaja con puntos de operación alejados, existen comportamientos no deseados como resonancia en el filtro y un aumento de la potencia reactiva. Se propone limitar el accionamiento de torque del motor a un nivel más bajo del utilizado en el desarrollo de este trabajo, de esta manera la dinámica del lazo mecánico sería mas lenta, provocando que los cambios bruscos de carga no tengan un impacto negativo tan notorio y sean mitigados de forma interna por el controlador.

Sin duda uno de los problemas más evidentes que surgen luego de desarrollar el trabajo por completo, es el exagerado tiempo de ejecución que tienen las tres técnicas. Si se considera que el tiempo simulado es una ventana de 0,6 segundos y el menor tiempo de ejecución es de 70,55 segundos, significa que requiere de una capacidad de calculo 100 veces mayor a la utilizada. Se deja claro que las condiciones de simulación no son óptimas y que como se menciona anteriormente, existe actualmente tecnología comercializada capaz de resolver este tipo de problemas en períodos cortos de tiempo, pero debe ser *hardware* y *software* dedicado exclusivamente al problema de estudio. Además de ser fundamental la optimización del código programado en un lenguaje de bajo costo.

6.3. Trabajo Futuro

Como trabajo futuro para las siguientes investigaciones se propone:

- Optimizar el código de programación, para reducir el tiempo de ejecución.
- Realizar un diseño de parámetros exclusivos para cada técnica, y no una configuración común a todas para mejorar el desempeño en particular del THD en la entrada al sistema..
- Realizar una implementación real, en un *set up* experimental.
- Hacer un análisis de sensibilidad más profundo en cuanto a las etapas de evaluación en el control predictivo secuencial.

Bibliografía

- [1] Persson, E., “Fast switching adjustable speed drives: an overview,” *Power Engineering Journal*, vol. 14, no. 4, pp. 148–157, 2000, [doi:10.1049/pe:20000401](https://doi.org/10.1049/pe:20000401).
- [2] Steimer, P. K., “Power electronics, a key technology for energy efficiency and renewables,” en *2008 IEEE Energy 2030 Conference*, pp. 1–5, 2008, [doi:10.1109/ENERGY.2008.4781022](https://doi.org/10.1109/ENERGY.2008.4781022).
- [3] Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G., y Norambuena, M., “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017, [doi:10.1109/TIE.2016.2625238](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2625238).
- [4] Kwak, S. y Toliyat, H., “An approach for matrix converter based induction motor drive with unity power factor and minimum switching losses,” en *IECON’03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*, vol. 3, pp. 2939–2944 Vol.3, 2003, [doi:10.1109/IECON.2003.1280715](https://doi.org/10.1109/IECON.2003.1280715).
- [5] Reyes, E., Pena, R., Cardenas, R., Clare, J., Wheeler, P., y Blasco-Gimenez, R., “A topology for multiple generation system with doubly fed induction machines and indirect matrix converter,” en *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2463–2468, 2008, [doi:10.1109/ISIE.2008.4677313](https://doi.org/10.1109/ISIE.2008.4677313).
- [6] Steimer, P. K., “Enabled by high power electronics - energy efficiency, renewables and smart grids,” en *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pp. 11–15, 2010, [doi:10.1109/IPEC.2010.5542328](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542328).
- [7] Sun, J., Li, M., Zhang, Z., Xu, T., He, J., Wang, H., y Li, G., “Renewable energy transmission by hvdc across the continent: system challenges and opportunities,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 3, no. 4, pp. 353–364, 2017, [doi:10.17775/CSEEJPES.2017.01200](https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2017.01200).
- [8] Cortés, P., Ortiz, G., Yuz, J., Rodríguez, J., Vazquez, S., y Franquelo, L., “Model predictive control of an inverter with output lc filter for ups applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, 2009, [doi:10.1109/TIE.2009.2015750](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2015750).
- [9] Chang, J., Sun, T., y Wang, A., “High energy-efficient and compact ac-ac converters,” en *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*, vol. 2, pp. 543–548 vol.2, 2001, [doi:10.1109/PEDS.2001.975376](https://doi.org/10.1109/PEDS.2001.975376).
- [10] Zhang, L., Watthanasarn, C., y Shepherd, W., “Control of ac-ac matrix converters for unbalanced and/or distorted supply voltage,” en *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 2, pp. 1108–1113 vol.2,

- 2001, [doi:10.1109/PESC.2001.954267](https://doi.org/10.1109/PESC.2001.954267).
- [11] Brindha, B., Porselvi, T., y Ilayaraja, R., “Speed control of single and three phase induction motor using full bridge cycloconverter,” en 2018 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS), pp. 318–327, 2018, [doi:10.1109/ICPECTS.2018.8521626](https://doi.org/10.1109/ICPECTS.2018.8521626).
- [12] Ojo, O., Davidson, I., y Jimoh, A., “Model for the analysis and control of induction motor drives fed with ac/ac converters,” en Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), vol. 4, pp. 2224–2230 vol.4, 2000, [doi:10.1109/IAS.2000.883134](https://doi.org/10.1109/IAS.2000.883134).
- [13] Pellegrino, G., Vagati, A., Boazzo, B., y Guglielmi, P., “Comparison of induction and pm synchronous motor drives for ev application including design examples,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 2322–2332, 2012, [doi:10.1109/TIA.2012.2227092](https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2227092).
- [14] Wadibhasme, J., Zaday, S., y Somalwar, R., “Review of various methods in improvement in speed, power efficiency of induction motor,” en 2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS), pp. 3293–3296, 2017, [doi:10.1109/ICECDS.2017.8390068](https://doi.org/10.1109/ICECDS.2017.8390068).
- [15] Stănescu, D. G., Nicolae, M., y Nicolae, P., “About the efficiency of the control methods of induction motor drives,” en 2013 4th International Youth Conference on Energy (IYCE), pp. 1–5, 2013, [doi:10.1109/IYCE.2013.6604186](https://doi.org/10.1109/IYCE.2013.6604186).
- [16] Kumar, B., Chauhan, Y. K., y Singh, S. P., “Mras based speed estimation strategies for induction motor drives: A review,” en 2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE), pp. 1–4, 2016, [doi:10.1109/IICPE.2016.8079485](https://doi.org/10.1109/IICPE.2016.8079485).
- [17] Itoh, J., Sato, I., Odaka, A., Ohguchi, H., Kodatchi, H., y Eguchi, N., “A novel approach to practical matrix converter motor drive system with reverse blocking igbt,” en 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), vol. 3, pp. 2380–2385 Vol.3, 2004, [doi:10.1109/PESC.2004.1355494](https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355494).
- [18] Cardenas, R., Pena, R., Clare, J., y Wheeler, P., “Control of the reactive power supplied by a matrix converter,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, no. 1, pp. 301–303, 2009, [doi:10.1109/TEC.2008.2003213](https://doi.org/10.1109/TEC.2008.2003213).
- [19] Diaz, M., Cardenas, R., Espinoza, M., Rojas, F., Mora, A., Clare, J. C., y Wheeler, P., “Control of wind energy conversion systems based on the modular multilevel matrix converter,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 11, pp. 8799–8810, 2017, [doi:10.1109/TIE.2017.2733467](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2733467).
- [20] Parchomiuk, M., Strzelecki, R., Zymmer, K., y Domino, A., “Modular power converter topologies for energy storage and electric power distribution systems,” en 2017 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE), pp. 1–6, 2017, [doi:10.1109/PAEE.2017.8009022](https://doi.org/10.1109/PAEE.2017.8009022).
- [21] Hiller, M., Sommer, R., y Beuermann, M., “Converter topologies and power semiconductors for industrial medium voltage converters,” en 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1–8, 2008, [doi:10.1109/08IAS.2008.308](https://doi.org/10.1109/08IAS.2008.308).
- [22] López, M., Rodríguez, J., Silva, C., y Rivera, M., “Predictive torque control of a multi-

- drive system fed by a dual indirect matrix converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2731–2741, 2015, [doi:10.1109/TIE.2014.2364986](https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2364986).
- [23] Pérez-Guzmán, R. E., Rivera, M., y Wheeler, P. W., “Recent advances of predictive control in power converters,” en *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1100–1105, 2020, [doi:10.1109/ICIT45562.2020.9067169](https://doi.org/10.1109/ICIT45562.2020.9067169).
- [24] Sanabria, B., Toledo, S., Caballero, D., Maqueda, E., Rodas, J., Gregor, R., y Rivera, M., “Modulated predictive voltage control of a direct matrix converter,” en *2020 IEEE Congreso Biental de Argentina (ARGENCON)*, pp. 1–7, 2020, [doi:10.1109/ARGENCON49523.2020.9505426](https://doi.org/10.1109/ARGENCON49523.2020.9505426).
- [25] Yamamoto, E., Hara, H., Uchino, T., Kawaji, M., Kume, T. J., Kang, J. K., y Krug, H.-p., “Development of mcs and its applications in industry [industry forum],” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 4–12, 2011, [doi:10.1109/MIE.2011.940249](https://doi.org/10.1109/MIE.2011.940249).
- [26] Ishii, S., Hara, H., Higuchi, T., Kawachi, T., Yamanaka, K., Koga, N., Kume, T., y Kang, J.-K., “Bidirectional dc-ac conversion topology using matrix converter technique,” en *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pp. 2768–2773, 2010, [doi:10.1109/IPEC.2010.5543828](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5543828).
- [27] Salgado, M., Rojas, R., y Yuz, J., *Análisis de Sistemas Lineales*, Primera Edición. Valparaíso: Universidad Técnica Federico Santa María, 2012.
- [28] Oppenheim, A. y Willsky, A., *Señales y Sistema*, Segunda Edición. Massachusetts: Pearson Educación, 1998.
- [29] Duesterhoeft, W. C., Schulz, M. W., y Clarke, E., “Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, 1951, [doi:10.1109/T-AIEE.1951.5060554](https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1951.5060554).
- [30] O’Rourke, C. J., Qasim, M. M., Overlin, M. R., y Kirtley, J. L., “A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 2070–2083, 2019, [doi:10.1109/TEC.2019.2941175](https://doi.org/10.1109/TEC.2019.2941175).
- [31] Zill, D. G., *Ecuaciones diferencial con aplicaciones de modelado*, novena edición. Los Ángeles, California: Loyola Marymount University, 2009.
- [32] Ballesteros, D. M. y Torres, D. R., *Introducción a los filtros digitales*, primera edición. EE.UU: REDIPE Red Iberoamericana de Pedagogía, 2019.
- [33] Restrepo, C., Garcia, G., Flores-Bahamonde, F., Murillo-Yarce, D., Guzman, J. I., y Rivera, M., “Current control of the coupled-inductor buck–boost dc–dc switching converter using a model predictive control approach,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3348–3360, 2020, [doi:10.1109/JESTPE.2020.2992622](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2992622).
- [34] Zeng, R., Xu, L., y Yao, L., “Dc/dc converters based on hybrid mmc for hvdc grid interconnection,” en *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, pp. 1–6, 2015, [doi:10.1049/cp.2015.0090](https://doi.org/10.1049/cp.2015.0090).
- [35] Potnuru, D. y Kumar, J. S., “Design of a front-end dc-dc converter for a permanent magnet dc motor using fuzzy gain scheduling,” en *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, pp. 1502–1505,

- 2017, [doi:10.1109/ICPCSI.2017.8391962](https://doi.org/10.1109/ICPCSI.2017.8391962).
- [36] Hou, N. y Li, Y. W., “Family of hybrid dc-dc converters for connecting dc current bus and dc voltage bus,” en 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 412–417, 2020, [doi:10.1109/ECCE44975.2020.9235473](https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235473).
- [37] Rojas, D., Rivera, M., Muñoz, J., Baier, C., y Wheeler, P., “Predictive current control applied to a 3l-npc inverter,” en 2021 IEEE International Conference on Automation/X-XIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), pp. 1–7, 2021, [doi:10.1109/ICAACCA51523.2021.9465309](https://doi.org/10.1109/ICAACCA51523.2021.9465309).
- [38] Sotoodeh, P., Gorgin, H., y Oraee, H., “Modeling of a bdfm-based wind turbine under unbalanced grid voltage dips,” pp. 1 – 4, 2011, [doi:10.1109/PECI.2011.5740492](https://doi.org/10.1109/PECI.2011.5740492).
- [39] Kumar, D., Wheeler, P. W., y Clare, J. C., “A multi-drive system based on direct power converter,” en 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–10, 2009.
- [40] Nasir, U., Costabeber, A., Wheeler, P., y Rivera, M., “A new ac/ac power converter,” en 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), pp. 1–6, 2017, [doi:10.1109/SPEC.2017.8333649](https://doi.org/10.1109/SPEC.2017.8333649).
- [41] Rivera, M., Predictive Control in an Indirect Matrix Converter. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, 2011.
- [42] Kolar, J. W., Friedli, T., Krismer, F., y Round, S. D., “The essence of three-phase ac/ac converter systems,” en 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 27–42, 2008, [doi:10.1109/EPEPEMC.2008.4635241](https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2008.4635241).
- [43] Ammar, A., Kanaan, H. Y., Moubayed, N., Hamouda, M., y Al-Haddad, K., “A review on three-phase ac/ac power converters derived from the conventional indirect matrix converter,” en 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 432–437, 2020, [doi:10.1109/ICIT45562.2020.9067114](https://doi.org/10.1109/ICIT45562.2020.9067114).
- [44] Zhao, X., Wang, H., Dan, H., Di, Z., Sun, Y., Su, M., Rivera, M., y wheeler, P., “A cascade pi-smc method for brushless doubly-fed induction machine with matrix converter,” en 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2526–2528, 2020, [doi:10.1109/APEC39645.2020.9124209](https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124209).
- [45] Soto-Sánchez, D., Reyes, L., y Cárdenas, R., “A hybrid mmc-based induction motor drive with no torque restrictions at low speeds,” en 2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), pp. 1–6, 2021, [doi:10.1109/ICAACCA51523.2021.9465190](https://doi.org/10.1109/ICAACCA51523.2021.9465190).
- [46] Wang, Q., Yu, H., Li, C., Lang, X., Yeoh, S. S., Yang, T., Rivera, M., Bozhko, S., y Wheeler, P., “A low-complexity optimal switching time-modulated model-predictive control for pmsm with three-level npc converter,” IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 6, no. 3, pp. 1188–1198, 2020, [doi:10.1109/TTE.2020.3012352](https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3012352).
- [47] Friedli, T. y Kolar, J. W., “Comprehensive comparison of three-phase ac-ac matrix converter and voltage dc-link back-to-back converter systems,” en The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, pp. 2789–2798, 2010, [doi:10.1109/IPEC.2010.5543814](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5543814).
- [48] Kolar, J., Baumann, M., Schafmeister, F., y Ertl, H., “Novel three-phase ac-dc-ac sparse

- matrix converter,” en APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), vol. 2, pp. 777–791 vol.2, 2002, doi:[10.1109/APEC.2002.989333](https://doi.org/10.1109/APEC.2002.989333).
- [49] Wei, L., Lipo, T., y Chan, H., “Matrix converter topologies with reduced number of switches,” en 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), vol. 1, pp. 57–63 vol.1, 2002, doi:[10.1109/PSEC.2002.1023847](https://doi.org/10.1109/PSEC.2002.1023847).
- [50] Borreggine, S., Monopoli, V. G., Rizzello, G., Naso, D., Cupertino, F., y Consoletti, R., “A review on model predictive control and its applications in power electronics,” en 2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), pp. 1–6, 2019, doi:[10.23919/EETA.2019.8804594](https://doi.org/10.23919/EETA.2019.8804594).
- [51] Rojas, D., Rivera, M., Wheeler, P., Zanchetta, P., Mirzaeva, G., y Rohten, J., “A study of cost function selection in model predictive control applications,” en 2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), pp. 1–6, 2021, doi:[10.1109/ICAACCA51523.2021.9465326](https://doi.org/10.1109/ICAACCA51523.2021.9465326).
- [52] Pena, R., Cardenas, R., Reyes, E., Clare, J., y Wheeler, P., “A topology for multiple generation system with doubly fed induction machines and indirect matrix converter,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 10, pp. 4181–4193, 2009, doi:[10.1109/TIE.2009.2028353](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2028353).
- [53] Lopez, M., Control Predictivo de un Sistema Multi-Drive alimentado por un Convertidor Matricial multifásico. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, 2013.
- [54] Rodriguez, J. y Cortes, P., Predictive Control of a Three-Phase Inverter, pp. 41–63. 2012, doi:[10.1002/9781119941446.ch4](https://doi.org/10.1002/9781119941446.ch4).
- [55] Vargas, L., Conversión Electromecánica de la Energía. Santiago, Chile: Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, 2003.
- [56] Toledo, S., Rivera, M., Wheeler, P., Dragicevic, T., Caballero, D., Gregor, R., Maqueda, E., y Gavilán, F., “Active and reactive power control based on an inner predictive voltage control loop for ac generation systems with direct matrix converter,” en 2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), pp. 1–6, 2019, doi:[10.1109/ROPEC48299.2019.9057037](https://doi.org/10.1109/ROPEC48299.2019.9057037).
- [57] Toledo, S., Rivera, M., Muñoz, J., Peña, R., y Riveros, J., “Predictive torque and flux control with reactive power minimization for a multi-drive indirect matrix converter system operating at fixed switching frequency,” en 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), pp. 1–6, 2017, doi:[10.1109/CHILECON.2017.8229710](https://doi.org/10.1109/CHILECON.2017.8229710).
- [58] Zhang, J., Li, L., Dorrell, D. G., y Guo, Y., “Modified pi controller with improved steady-state performance and comparison with pr controller on direct matrix converters,” Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 5, no. 1, pp. 53–66, 2019, doi:[10.23919/CJEE.2019.000006](https://doi.org/10.23919/CJEE.2019.000006).
- [59] Yang, M., Niu, L., y Xu, D.-g., “A novel piecewise anti-windup design for speed loop pi controller of pmsm servo system,” en 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), pp. DS2a.3–1–DS2a.3–5, 2012, doi:[10.1109/](https://doi.org/10.1109/)

- [60] Paulusová, J., Veselý, V., y Paulus, M., “Robust pi controller design for positive systems,” en 2020 Cybernetics Informatics (KI), pp. 1–4, 2020, [doi:10.1109/KI48306.2020.9039893](https://doi.org/10.1109/KI48306.2020.9039893).
- [61] Ogawa, H., Sasaki, K., Matsumoto, K., y Ishida, Y., “A simple antiwindup control based on a pi control with an initial value of the integral state variable,” en 2010 The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE), vol. 2, pp. 149–152, 2010, [doi:10.1109/ICCAE.2010.5451432](https://doi.org/10.1109/ICCAE.2010.5451432).
- [62] us Saqib, N., Rehan, M., Iqbal, N., y Hong, K.-S., “Static antiwindup design for nonlinear parameter varying systems with application to dc motor speed control under nonlinearities and load variations,” IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 26, no. 3, pp. 1091–1098, 2018, [doi:10.1109/TCST.2017.2692745](https://doi.org/10.1109/TCST.2017.2692745).
- [63] Rivera, M., Riveros, J., Rodríguez, C., y Wheeler, P., “Predictive control operating at fixed switching frequency of an induction machine fed by a voltage source inverter,” en 2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), pp. 1–6, 2021, [doi:10.1109/ICAACC A51523.2021.9465249](https://doi.org/10.1109/ICAACC A51523.2021.9465249).
- [64] Davari, S. A., Norambuena, M., Nekoukar, V., Garcia, C., y Rodriguez, J., “Even-handed sequential predictive torque and flux control,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 9, pp. 7334–7342, 2020, [doi:10.1109/TIE.2019.2945274](https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2945274).
- [65] Murillo-Yarce, D., Rivera, M., Restrepo, C., Rodríguez, R., Wheeler, P. W., Zanchetta, P., y Mirzaeva, G., “Sequential predictive current control of a vsi with common-mode voltage reduction,” en The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020), vol. 2020, pp. 651–656, 2020, [doi:10.1049/icp.2021.1196](https://doi.org/10.1049/icp.2021.1196).
- [66] Murillo-Yarce, D., Rivera, M., Restrepo, C., Muñoz, J., Baier, C., Rodríguez, R., Wheeler, P., Zanchetta, P., y Mirzaeva, G., “Common-mode voltage reduction in a vsi inverter applying sequential predictive control,” en 2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), pp. 1–6, 2021, [doi:10.1109/ICAACCA51523.2021.9465321](https://doi.org/10.1109/ICAACCA51523.2021.9465321).
- [67] Caimanque, C., Comparación del Método Clásico de Control Vectorial v/s Control Predictivo en un Convertidor Matricial Indirecto. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, 2011.
- [68] Pinto, S. y Silva, J., “Input filter design of a mains connected matrix converter,” 2006.
- [69] C.E.N., “Norma técnica de calidad y servicios,” (Santiago, Chile), 2017.
- [70] Karamanakos, P. y Geyer, T., “Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PP, pp. 1–1, 2019, [doi:10.1109/TPEL.2019.2954357](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2954357).