



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE HIDALGO
INSTITUTO DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA
MAESTRÍA EN CIENCIAS EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

Tema de tesis

**CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO CON ACCIÓN INTEGRAL:
CON APLICACIÓN AL CONTROL DE VELOCIDAD Y CORRIENTE DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN**

Para obtener el grado de
Maestro en Ciencias en Automatización y Control

PRESENTA:

Ing. Enrique Hernández Rodríguez

Director:

Dr. Omar Sandre Hernández

Codirector:

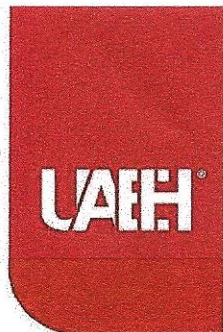
Dr. Jesús Patricio Ordaz Oliver

Pachuca de Soto, Hgo., México, 12 de junio de 2026



Ing. Enrique Hernández Rodríguez

CONTROL PREDICTIVO
BASADO EN MODELO
CON ACCIÓN INTEGRAL:
CON APLICACIÓN AL
CONTROL DE VELOCIDAD
Y CORRIENTE DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN



Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo

Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería

School of Engineering and Basic Sciences

Área Académica de Computación y Electrónica

Department of Electronics and Computer Science

Mineral de la Reforma Hidalgo, a 10 de junio de 2026

Número de control: ICBI-AACyE/760/2026

Asunto: Autorización de impresión de tesis

MTRA. OJUKY DEL ROCÍO ISLAS MALDONADO DIRECTORA DE ADMINISTRACIÓN ESCOLAR DE LA UAEH

El Comité Tutorial del nombre del producto que indique el documento curricular del programa educativo de posgrado titulado **"CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO CON ACCIÓN INTEGRAL: CON APLICACIÓN AL CONTROL DE VELOCIDAD Y CORRIENTE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN"**, realizado por el sustentante **Enrique Hernández Rodríguez** con número de cuenta 305321, perteneciente al programa de la Maestría en Ciencias en Automatización y Control, una vez que se ha revisado, analizado y evaluado el documento recepcional de acuerdo a lo estipulado en el artículo 110 del Reglamento de Estudios de Posgrado, tiene a bien extender la presente.

AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN

Por lo que el sustentante deberá cumplir con los requisitos del Reglamento de Estudios de Posgrado y con lo establecido en el proceso de grado vigente.

Dr. Omar Sandre Hernández
Director de Tesis

Atentamente
"Amor, Orden y Progreso"

Dr. Jesús Patricio Ordaz Oliver
Codirector de Tesis

Comité Tutorial

Dra. Liliam Rodríguez Guerrero	Presidente
Dr. Eduardo Comejo Velázquez	Secretario
Dr. Omar Sandre Hernández	Vocal 1
Dr. Carlos Cuvas Castillo	Vocal 2
Dr. Jesús Patricio Ordaz Oliver	Vocal 3
Dr. Orlando García Pérez	Suplente

Ciudad del Conocimiento, Carretera Pachuca-Tulancingo Km. 4.5 Colonia Carboneras, Mineral de la Reforma, Hidalgo, México. C.P. 42184
Teléfono: 52 (771) 71 720 00 Ext. 40052, 40053
aacye_icbi@uaeh.edu.mx, jesus_ordaz@uaeh.edu.mx



Dedicado a **Aquel** que dice:

YO SOY EL CAMINO, Y LA VERDAD, Y LA VIDA....

Y A MI FAMILIA.

Agradecimientos

Agradezco a mi DIOS Y SEÑOR JESUCRISTO, por abrirme la puerta a esta Maestría, donde crecí más en mi carácter y mi FE en ÉL, también por Su Fiel Amor y Misericordia en cada momento de este trabajo de investigación, donde a pesar de mis fallas y debilidades me permitió salir adelante hasta terminarlo, y ocupó todas las cosas para mi bien, tal y como me lo dijo en su Bendita Palabra LA BIBLIA: Romanos 8:28 e Isaías 41:10.

Agradezco a mis padres: a mi mamá Liliana Rodríguez, quien siempre me apoyo con mucho cariño, me brindó sabios consejos y con palabras de ánimo me fortaleció en momentos difíciles para poder llegar a este punto. A mi papá Enrique Aarón Hernández, por su apoyo, consejos y enseñanzas de vida. También, agradezco a mis abuelitos Jesús Rodríguez y Teresa Bautista, por su amor y apoyo en todo momento de este trayecto. Agradezco a mis tíos y mis tías, quienes han complementado el amor y el apoyo dado por mis padres y abuelitos. Agradezco a mi familia completa porque a través de todos Dios me ha bendecido en muchas maneras durante todo este tiempo.

Agradezco a mis asesores de tesis: Dr. Omar Sandre y Dr. Jesús Patricio Ordaz, por sus enseñanzas, paciencia y comprensión en el transcurso de la maestría y especialmente en el inicio, desarrollo y finalización de este trabajo de investigación. También la retroalimentación que me dieron, la cual me sirvió para mejorar mis actitudes y hábitos. Por lo cual los considero no solo buenos asesores sino también mis amigos.

Agradezco a los miembros de mi comité: Dr. Carlos Cuvas, Dra. Liliam Rodríguez, Dr. Orlando García y Dr. Eduardo Cornejo, por disponer su tiempo y atención en la contribución de conocimientos y revisiones aplicadas en el desarrollo y finalización del presente trabajo.

De nuevo agradezco a mis asesores, miembros del comité, y además a los profesores: Dr. Omar Arturo Domínguez, Dr. Omar Jacobo Santos, Dr. Hugo Romero y Dr. Pablo Antonio López, quienes en conjunto fueron propicio a mi formación académica con sus conocimientos y experiencia, y de quienes también adquirí grandes enseñanzas para aplicar tanto en lo profesional, como en mi vida personal.

Agradezco a mis compañeros y compañera, por los tiempos agradables y de diversión que pasamos durante la maestría, además del equipo y amistad que formamos durante este trayecto. También, a todos mis amigos y amigas que fueron de apoyo en distintos momentos, y a quienes Dios ocupó para mostrarme ejemplo y fuerza para continuar.

Mi más sincero agradecimiento a:

SECIHTI, por la beca de Maestría otorgada durante el periodo Agosto 2023–Julio 2025, con CVU 1318192. Recurso que contribuyó significativamente al desarrollo y conclusión de los estudios de posgrado.

CITIS-UAEH, por la formación académica brindada durante el posgrado y el gran apoyo otorgado para la realización del presente trabajo de investigación.

Resumen

El presente trabajo aborda el diseño, simulación e implementación de un controlador predictivo basado en modelo (MPC, del inglés, Model Predictive Control) aplicado al control de velocidad y corrientes de un motor de inducción (IM, del inglés, Induction Motor). El controlador se formula como un problema de control óptimo con restricciones, con el propósito de cumplir con los límites operativos de corriente y voltaje de la IM. Además, se incorpora una acción integral en el diseño del control para proporcionar robustez y mitigar el efecto de perturbaciones externas.

La implementación del esquema se realiza bajo el enfoque de control por campo orientado (FOC, del inglés, Field Oriented Control), sustituyendo los controladores PI convencionalmente empleados por controladores MPC. Esto da lugar a una estructura de control en cascada, donde un lazo interno MPC regula las corrientes en el marco de referencia $d-q$, mientras que un lazo externo MPC se encarga de regular la velocidad del motor. Finalmente, se presentan resultados de simulación en MATLAB/Simulink que validan el desempeño de la estrategia de control propuesta. Adicionalmente, se construyó un banco de pruebas para el accionamiento del motor de inducción, realizándose pruebas experimentales de arranque en lazo abierto para validar su funcionamiento.

Abstract

This work addresses the design, simulation, and implementation of a Model Predictive Control (MPC) strategy applied to the speed and current control of an induction motor (IM). The controller is formulated as a constrained optimal control problem in order to satisfy the current and voltage operational limits of the IM. In addition, an integral action is incorporated into the controller design to provide robustness and mitigate the effect of external disturbances.

The implementation of the control scheme is carried out under the Field Oriented Control (FOC) approach, replacing the conventionally employed PI controllers with MPC controllers. This results in a cascaded control structure, where an inner MPC loop regulates the currents in the d - q reference frame, while an outer MPC loop regulates the motor speed. Finally, simulation results obtained in MATLAB/Simulink are presented to validate the performance of the proposed control strategy. Additionally, a test bench for the induction motor drive was built, and experimental open-loop startup tests were conducted to validate its operation.

Acrónimos

- **CA:** Corriente alterna.
- **CD:** Corriente continua.
- **ADC:** Del inglés, Analog-to-Digital Converter, Convertidor analógico-digital.
- **CMDC:** Controlador de Matriz Dinámica Cuadrática.
- **CPG:** Control Predictivo Generalizado.
- **FOC:** Del inglés, Field Oriented Control, Control por campo orientado.
- **GPIO:** Del inglés, General-Purpose Input/Output, Entrada/Salida de propósito general.
- **IGBT:** Del inglés, Insulated Gate Bipolar Transistor, Transistor bipolar de compuerta aislada.
- **IM:** Del inglés, Induction Motor, Motor de inducción.
- **MPC:** Del inglés, Model Predictive Control, Control predictivo basado en modelo.
- **MPHC:** Del inglés, Model Predictive Heuristic Control, Control predictivo heurístico basado en modelo.
- **PI:** Controlador Proporcional-Integral.
- **PWM:** Del inglés, Pulse Width Modulation, Modulaci3n por ancho de pulso.
- **SVM:** Del inglés, Space Vector Modulation, Modulaci3n por vector espacial.
- **VSI:** Del inglés, Voltage Source Inverter, Inversor de voltaje.
- **VSV:** Del inglés, Voltage Space Vector, Vector espacial de voltaje.
- **ZVSV:** Del inglés, Zero Voltage Space Vector, Vector espacial de voltaje nulo.

Notación

- $\hat{x}$: Valor estimado de la variable x .
- $\vec{x}$: Vector x .
- $\mathbb{R}$: Espacio de los reales.
- $\mathbb{R}^n$: Espacio lineal de vectores de dimensión n .
- $\mathbb{R}^{n \times m}$: Matriz con n filas y m columnas y elementos de $\mathbb{R}$.
- P^{-1} : Matriz inversa de la matriz P .
- Im : Parte imaginaria de un número complejo.
- Re : Parte real de un número complejo.
- $\rightarrow$: Tiende a.
- $|\cdot|$: Valor absoluto.
- $\|\cdot\|$: Norma euclidiana de un vector.
- $\in$: Perteneciente a.
- $\Rightarrow$: Implica.

Superíndices

- $*$: Referencia .
- $'$: Transpuesta .
- $\star$: Óptimo .
- $\cdot$: Derivada .

Índice general

Agradecimientos	V
Resumen	IX
Abstract	XI
Acrónimos	XIII
Índice general	XVII
Índice de figuras	XIX
Índice de tablas	XXI
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Estado del arte	3
1.3. Planteamiento del problema	6
1.4. Justificación	6
1.5. Hipótesis	7
1.6. Objetivos	8
1.6.1. Objetivo General	8
1.6.2. Objetivos Específicos	8
1.7. Metodología	8
1.8. Organización de la Tesis	9
2. Fundamentos Teóricos	10
2.1. Funcionamiento de la IM	10
2.2. Fasores	12
2.3. Transformaciones de marco de referencia mediante las transformadas de Clarke y Park	13
2.4. Inversor de voltaje trifásico (VSI)	17
2.5. Modulación por vectores espaciales (SVM)	19
2.6. Control por campo orientado (FOC)	22
2.7. Diseño de los controles PI	23

2.8. Integrador Windup	25
2.9. Esquema del control predictivo basado en modelo (MPC) en cascada	27
2.9.1. Horizonte de control en retroceso	29
2.9.2. Control lineal MPC para seguimiento de referencia	30
2.9.3. Control lineal MPC con integrador para seguimiento de referencia .	33
2.9.4. Restricciones del sistema en el diseño del MPC	36
3. Resultados en Simulación	38
3.1. Modelo dinámico de la IM y su linealización	38
3.2. Cálculo de $\omega_{n,i}$ y $\omega_{n,w}$	41
3.3. Estimación de la velocidad de deslizamiento	41
3.4. Estimación de flujo de rotor en lazo abierto	43
3.5. Estimación de flujo de rotor mediante observador robusto de orden reducido	43
3.6. Resultados en Simulink	48
3.6.1. Resultados en simulación del FOC indirecto	49
3.6.2. Resultados en simulación del MPC en cascada	52
3.6.3. Resultados en simulación de la estimación del flujo de rotor median- te observador	55
3.7. Conclusiones sobre los resultados en simulación de los esquemas de control	56
3.7.1. Índice de error	57
4. Resultados Experimentales	59
4.1. Construcción del banco de pruebas	59
4.2. Tarjeta de desarrollo STM32H7A3ZI	60
4.3. Motor de inducción trifásico tipo GP100 modelo 1LE22251AA314AA3	61
4.4. Inversor de voltaje SKiiP 3 V3	62
4.5. Encoder AMT333S	62
4.6. Acondicionamiento de señal para sensores de corriente	63
4.7. Aislamiento y amplificación de PWM	65
4.8. Señales SVM-PWM	67
4.9. Arranque en lazo abierto	70
5. Conclusiones	73
Bibliografía	75
A. Análisis antiplagio	84

Índice de figuras

1.1. Diagrama a bloques del control en lazo cerrado.	3
1.2. Diagrama a bloques control MPC en lazo cerrado.	3
1.3. Predicciones de salida.	4
1.4. Señales de control predichas.	4
1.5. Señales óptimas	4
1.6. Funciones cuadráticas en $\mathbb{R}^2$ y $\mathbb{R}^3$	5
2.1. De izquierda a derecha. Conexión en estrella del devanado de estátor (i_{sU} , i_{sV} e i_{sW} son corrientes sinusoidales y desfasadas 120° entre sí). Representación del campo magnético giratorio en el estátor de una máquina de inducción trifásica (la superposición espacial y temporal de los campos magnéticos generados por los devanados de fase produce polos magnéticos norte y sur que se desplazan a velocidad síncrona).	11
2.2. Fasor equivalente de corriente de línea $\vec{i}_s$	12
2.3. Transformaciones de marco de referencia de $\alpha - \beta$ a $d - q$	14
2.4. Transformaciones de marco de referencia. De arriba hacia abajo: sistema trifásico en marco de referencia U,V,W, sistema bifásico en marco de referencia $\alpha - \beta$, sistema bifásico en marco de referencia $d - q$	16
2.5. Circuito esquemático del VSI	17
2.6. Hexagono de voltajes formado por los VSV	18
2.7. Análisis del Sector 1	20
2.8. FOC indirecto para regulación de velocidad de una IM	22
2.9. Efecto windup en la regulación de la velocidad de la IM	25
2.10. Control PI anti-windup	26
2.11. Efecto anti-windup en la regulación de la velocidad de la IM	26
2.12. MPC en cascada para regulación de velocidad de una IM	27
2.13. Respuesta del MPC basado en el principio de horizonte de control en retroceso aplicado a una planta para un horizonte de predicción $N = 3$	29

3.1. Respuesta del sistema al control PI de corriente. De arriba a abajo: corriente i_{sd} , voltaje u_{sd} , corriente i_{sq} , voltaje u_{sq}	49
3.2. Respuesta del sistema al control PI de velocidad. De arriba a abajo: corriente de estator i_s , velocidad ω_m , torque T_e , flujo estimado de rotor $\hat{\psi}_{rd}$.	50
3.3. Error de seguimiento. De arriba a abajo: error de corriente i_{sd} , error de corriente i_{sq} , error de velocidad ω_m , error de flujo de rotor $\hat{\psi}_{rd}$	51
3.4. Respuesta del sistema al control MPC de corriente. De arriba a abajo: corriente i_{sd} , voltaje u_{sd} , corriente i_{sq} , voltaje u_{sq}	52
3.5. Respuesta del sistema al control MPC de velocidad. De arriba a abajo: corriente de estator i_s , velocidad ω_m , torque T_e , flujo estimado de rotor $\hat{\psi}_{rd}$	53
3.6. Error de seguimiento. De arriba a abajo: error de corriente i_{sd} , error de corriente i_{sq} , error de velocidad ω_m , error de flujo de rotor $\hat{\psi}_{rd}$	54
3.7. Estimación de flujo de rotor. Línea 1: estimación en lazo abierto. Línea 2: estimación mediante observador. (a) FOC indirecto. (b) MPC en cascada. .	55
4.1. Banco de pruebas	59
4.2. Vista superior de la tarjeta de desarrollo STM32H7A3ZI	60
4.3. a) Motor de inducción trifásico, b) Diagrama de conexión	61
4.4. SKiiP 3 V3	62
4.5. Encoder AMT333S	63
4.6. Sensor CS0305B	63
4.7. Voltaje de salida vs entrada de corriente del sensor CS0305B	64
4.8. Circuito para acondicionamiento de señal de los sensores de corriente CS0305B	64
4.9. Diagrama a bloques para el acondicionamiento de la señal de los sensores CS0305B	65
4.10. Circuito para aislamiento y amplificación de los pulsos PWM	66
4.11. Diseño en 3D	67
4.12. Ciclos de trabajo generados mediante la técnica SVM.	68
4.13. Señales PWM trifásicas generadas a partir de la modulación SVM. Línea 1: S_u . Línea 2: S_v . Línea 3: S_w	68
4.14. Señal PWM S_u (línea amarilla) y su señal complementaria S_uN (línea morada).	69
4.15. Inserción de tiempo muerto entre las señales complementarias.	69
4.16. Medición de la velocidad de la IM	70
4.17. Medición de las corrientes de estátor desarrolladas por la IM	72
4.18. Corrientes de estátor en estado estacionario	72

Índice de tablas

2.1. Componentes ortogonales en $\alpha - \beta$	19
3.1. Tabla de parámetros empleados en la simulación	40
3.2. Comparación del desempeño de los controles mediante RMSE	58
4.1. Parámetros de la IM	61

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se presentan los antecedentes del control predictivo basado en modelo (MPC) y su funcionamiento. También se presenta el planteamiento del problema, la justificación, la hipótesis, los objetivos y la metodología empleada en la presente tesis.

1.1. Introducción

A finales de la década de los 70s se desarrollaron las bases de lo que hoy en día conocemos como MPC [1], se impulsó en los 80s en la industria en procesos químicos y refinerías de petróleo [2]. El MPC consiste en un controlador que realiza una acción predictiva, es decir, prever un efecto determinado en la respuesta del sistema. Es una técnica reconocida como sencilla y eficiente de aplicar [3]. Entre algunas aplicaciones que se le han dado son brazos robóticos, fabricación de cemento [4], y como se menciona antes, en procesos químicos y en refinerías, entre otras.

El primer enfoque de control predictivo que se desarrolló fue el Control Predictivo Heurístico Basado en Modelo (MPHC, del inglés, Model Predictive Heuristic Control) por Richalet a finales de 1970. Desde entonces ha tenido distintas variantes, empezando en 1980 por el Control de Matriz Dinámica (CMD) de Cutler y Ramaker. Estos enfoques están basados en la respuesta de modelos matemáticos del sistema ante una entrada impulso para el MPHC y escalón para el CMD, para predecir el efecto de las acciones de control futuras, que se obtienen mediante la optimización de una función objetivo sujeta a restricciones del sistema, que minimiza el error de predicción [5]. Más adelante, surgió el Controlador de Matriz Dinámica Cuadrática (CMDC), donde se utiliza la programación

cuadrática para la optimización de una función objetivo o función costo cuadrático con restricciones lineales de desigualdad [6]. Posteriormente, se presenta el Control Predictivo Generalizado (CPG), que se basa en un modelo matemático del sistema representado por una función de transferencia discreta. Partiendo del modelo se obtiene una trayectoria de control óptima para reducir el error de predicción llevando la variable de salida a la referencia con la mínima variación en la acción de control [7].

El presente trabajo de tesis busca desarrollar un control predictivo basado en modelo (MPC) para su aplicación en el control de la velocidad y la corriente de motores de CA asíncronos, comúnmente llamados motores de inducción (IM) [8, 9]. Esto es relevante porque estos motores aún son ampliamente utilizados en la industria, la agricultura y el transporte, debido a que se caracterizan por ser robustos, duraderos, de fácil mantenimiento y de bajo costo [10]; algunos ejemplos donde se utilizan este tipo de motores son: vehículos eléctricos [11], sistemas de riego [74,83] y unidades de transporte público [13]. Los IM generalmente son controlados por dos esquemas clásicos: el control por campo orientado [14], o el control directo del par [15]. Y más recientemente el control predictivo basado en modelo (MPC) ha ganado una alta relevancia en el control de la IM [16]. El MPC usa el modelo del sistema para realizar una predicción en un horizonte finito del comportamiento dinámico del sistema y así darle solución a un problema de control óptimo sujeto a restricciones, es decir, minimiza una función objetivo para encontrar una trayectoria de control óptima.

En el caso de la IM, es común tomar el modelo electromecánico para realizar una predicción de las corrientes, par, flujo, velocidad y posición del motor; a partir de estas variables de estado, los voltajes aplicados por el control en el estátor de la IM se obtienen mediante la solución del problema de control óptimo. El MPC aplicado a la IM puede tener distintos enfoques, por ejemplo, control tipo tiempo muerto [17], control con optimización de ciclo de trabajo [18], control por modos deslizantes [19], control robusto [20], etc.

En los últimos años, los enfoques de control robusto se han visto impulsados debido a la poca robustez que presenta el MPC ante variaciones paramétricas y perturbaciones externas de manera similar a lo que sucede con el esquema de control FOC [45]. Una de las posibilidades para dotar de robustez al MPC es añadir un integrador en la dinámica del sistema, lo que resulta en un sistema aumentado [26] sobre el cual se formula el MPC como un problema de control óptimo con restricciones [40], respetando los límites operativos de la IM y logrando un mejor desempeño del control.

1.2. Estado del arte

Para cualquier problema de control donde se aplique un control con realimentación como el mostrado en la [Figura 1.1](#), se tiene por objetivo principal que el control determine la entrada $u(k)$ para ser aplicada en la planta, de manera que la salida de la planta $y(k)$ sea llevada a seguir una referencia $r(k)$ hasta que el error $e(k)$ sea nulo o muy cercano a cero [22].

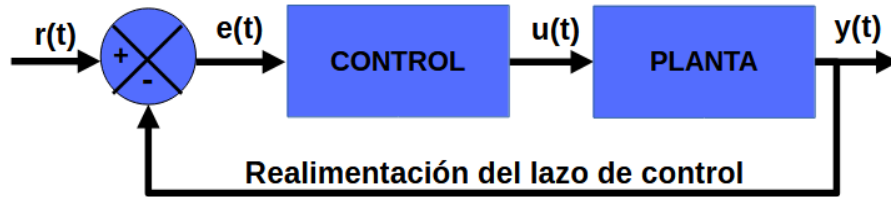


Figura 1.1: Diagrama a bloques del control en lazo cerrado.

En el MPC, se calcula la trayectoria de control óptima U_j para que la trayectoria de salida Y siga el vector de referencia R_a , minimizando el error $e(k) = R_a(k) - Y(k)$ en un horizonte de predicción finito. Esto se logra prediciendo el comportamiento dinámico de la planta mediante su modelo matemático y además, se resuelve un problema de optimización para obtener la trayectoria de control óptima U_j . Un diagrama general asociado al MPC, se muestra en la [Figura 1.2](#).

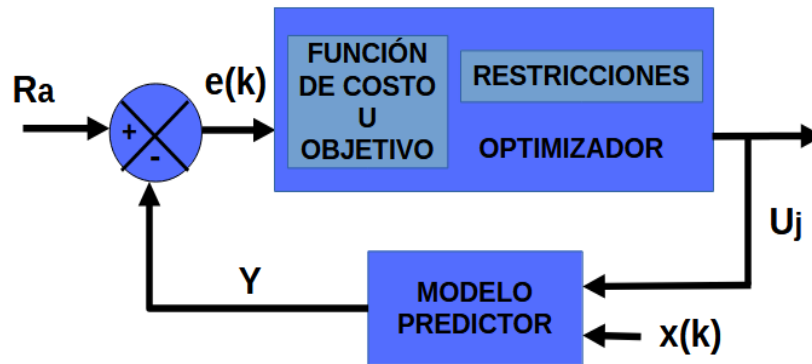


Figura 1.2: Diagrama a bloques control MPC en lazo cerrado.

La optimización se realiza de manera recursiva para cada paso del horizonte de predicción; además, esta metodología permite incorporar restricciones en las variables de control y en las variables de estado [23]. Para comprender mejor este concepto de control, se hace una analogía que se muestra en las Figuras 1.3-1.5.

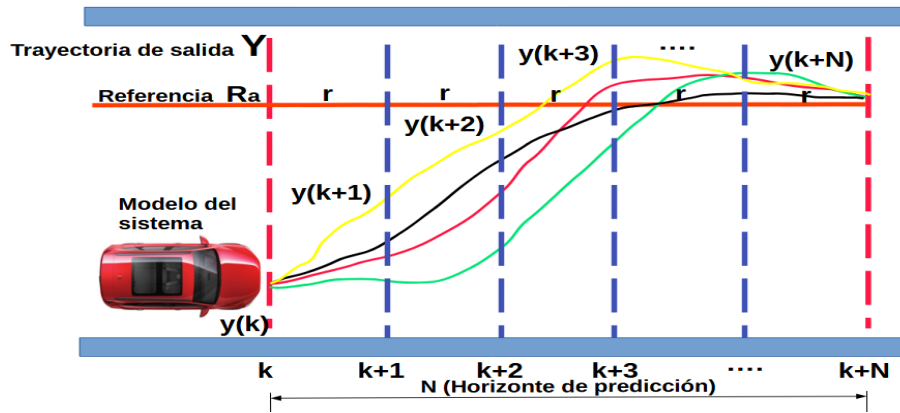


Figura 1.3: Predicciones de salida.

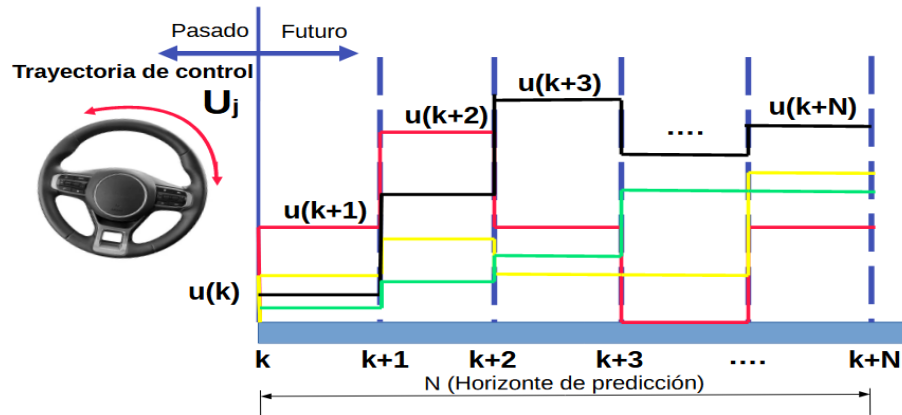


Figura 1.4: Señales de control predichas.

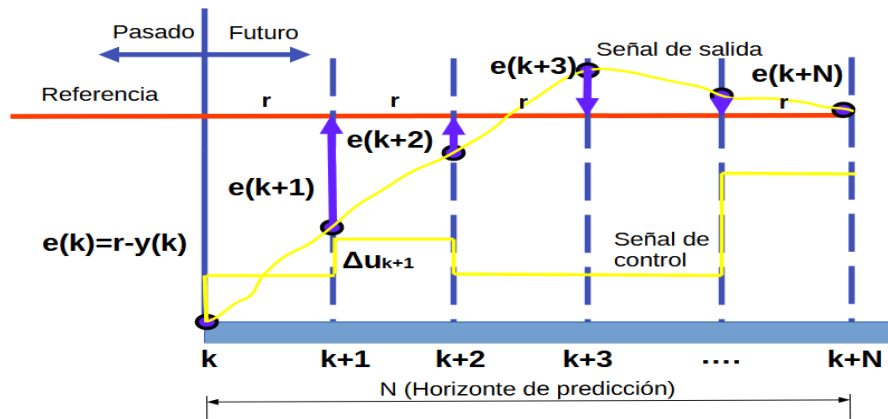


Figura 1.5: Señales óptimas

Primero, el MPC utiliza el modelo del sistema (auto) para realizar varias predicciones de la salida a lo largo del horizonte de predicción, [Figura 1.3](#), de manera sistemática, a las cuales les corresponde una trayectoria de control (ángulo de giro del volante, [Figura 1.4](#)). Posteriormente el MPC requiere calcular dos cosas: la trayectoria de salida que se acerca más a la referencia para cada paso del horizonte de predicción, es decir, la trayectoria de salida donde se minimiza el error dado por $e(k) = r(k) - y(k)$, y la trayectoria de control óptima U_j ([Figura 1.5](#)). Para ello, se utiliza una función costo cuadrática,

$$J_j(x_j, U_j) = \sum_{k=j}^N (r - y(k))'Q(r - y(k)) + u'(k)Ru(k).$$

Para encontrar la trayectoria de control óptima se minimiza y evalúa a la función costo J_j con base en los parámetros Q y R , estos se ajustan de forma heurística dependiendo de lo que se requiera, por ejemplo, si se quiere que la salida converja más rápido R podría aumentarse, pero esto requeriría más energía del control. Cambiar los valores de Q y R significa obtener una trayectoria de control óptima U_j diferente. Cabe mencionar que al minimizarla se pretende que tanto la trayectoria de salida como la del control, no excedan ciertos límites que se establecen como restricciones [6], que para este ejemplo serían el límite del ángulo de giro del volante y el límite del área donde el auto podría dirigirse para evitar accidentes.

Generalmente, en los problemas de control predictivo se utilizan funciones cuadráticas debido a que su optimización es sencilla.

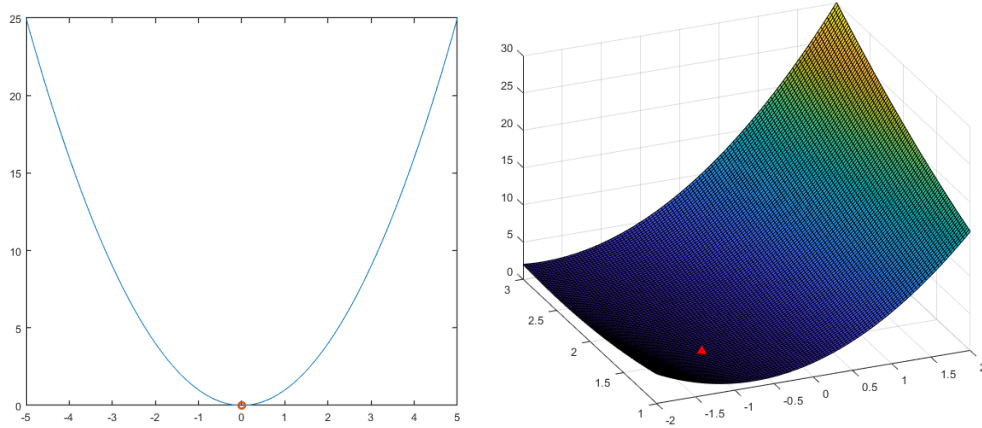


Figura 1.6: Funciones cuadráticas en $\mathbb{R}^2$ y $\mathbb{R}^3$.

En el MPC la optimización juega un rol muy importante pues proporciona las acciones de control, esto se logra de forma óptima cuando la función objetivo es cuadrática, el

mínimo se puede obtener como una función explícita de las entradas y salidas pasadas de la trayectoria de referencia [25]. En la Figura 1.6 solo se muestra un pequeño dominio para ambas funciones, donde puede observarse la existencia de un único punto mínimo. Debido a que las funciones cuadráticas son convexas, dicho punto corresponde al mínimo global de la función costo dentro de todo su dominio. En el contexto del MPC, este mínimo representa la solución óptima del problema de optimización, a partir de la cual se obtiene la trayectoria de control óptima [62].

1.3. Planteamiento del problema

Los motores de inducción, principalmente trifásicos, son ampliamente utilizados en diversas áreas a nivel global y requieren estrategias de control que optimicen su desempeño y permitan mantener velocidades constantes en aplicaciones específicas, considerando además los límites operativos del sistema. Una de las estrategias más utilizadas es el control por campo orientado (FOC), el cual comúnmente emplea controladores PI para la regulación de velocidad y corrientes. Sin embargo, este esquema presenta limitaciones relacionadas con la precisión, el rizado de par (entendido como las oscilaciones no deseadas alrededor del valor medio del par generado por el motor) y la capacidad para incorporar restricciones operativas. En este contexto, el MPC surge como una alternativa. No obstante, su aplicación al control de motores de inducción aún representa desafíos relacionados con su diseño e implementación. Por ello, en este trabajo se propone el diseño e implementación en simulación de un esquema MPC en cascada bajo el enfoque FOC para el control de velocidad y corrientes de un motor de inducción trifásico.

1.4. Justificación

En la actualidad, los motores eléctricos representan un tema de gran relevancia a nivel mundial, ya que, en términos de consumo energético, constituyen aproximadamente el 50 % de la demanda global de electricidad [72]. Entre ellos, destacan los motores de inducción (IM), que representan alrededor del 85 % de las unidades disponibles en el mercado [82]. En particular, los motores de inducción trifásicos son los más utilizados en la industria [9], además de tener aplicaciones en la agricultura y el transporte, como se mencionó anteriormente.

En procesos donde se requiere variación de velocidad, estos motores son ampliamente

empleados en la industria [73]; asimismo, son utilizados en sistemas de riego, donde los sistemas de bombeo demandan velocidades constantes, siendo común el uso de motores de inducción [75, 83]. Además, se han documentado casos, como el de productores agrícolas de rosas en Ecuador, que implementan sistemas de bombeo sin considerar parámetros técnicos y con control manual por parte de un operador [75], lo cual genera problemáticas relacionadas con el consumo excesivo de energía eléctrica y el desgaste prematuro de los equipos [76]. En [75] también se propone una posible solución mediante la automatización del proceso, controlando el sistema de bombeo (motor de inducción trifásico).

Resulta evidente por tanto, la necesidad de diseñar sistemas de control que permitan optimizar el desempeño de los motores de inducción, considerando sus límites operativos.

Generalmente, se utiliza el control vectorial para lograr precisión en la regulación de velocidad de los motores de inducción [77]. Los esquemas de control más empleados son el control por campo orientado (FOC, Field Oriented Control) y el control directo de par (DTC, Direct Torque Control) [78]. Sin embargo, diversos estudios han demostrado que el FOC ofrece una mejor respuesta dinámica y menor rizado de par en comparación con el DTC [80, 81]. Por otro lado, una alternativa dentro del control vectorial es el MPC, ya que se trata de una técnica de control óptimo con la capacidad de considerar restricciones del sistema [79]. Este enfoque, se considera en continuo desarrollo por la comunidad científica; ha demostrado un desempeño equilibrado respecto al FOC y al DTC, tanto en tiempo de ejecución como en respuesta dinámica y rizado de par [80].

1.5. Hipótesis

El uso de controladores MPC, en lugar de controladores PI clásicos, permitirá mejorar el desempeño del sistema al reducir el error de seguimiento de referencia. Adicionalmente, el MPC posibilita la inclusión explícita de las restricciones operativas del motor, así como la penalización del error de seguimiento y de la señal de control dentro de la función objetivo, lo que podría conducir a una respuesta de control más suave (entendida como señales de control de menor magnitud y con transiciones menos abruptas) mediante el ajuste de los parámetros de diseño Q y R.

1.6. Objetivos

1.6.1. Objetivo General

Diseñar y validar mediante simulación un controlador predictivo basado en modelo, con acción integral y manejo de restricciones, para la regulación de velocidad de una IM, así como desarrollar una plataforma experimental para la implementación y validación del arranque en lazo abierto del motor.

1.6.2. Objetivos Específicos

- Diseñar un controlador MPC a partir del modelo matemático de una IM para el control de velocidad y corrientes.
- Incorporar una acción integral y el manejo de restricciones al diseño del MPC, para verificar el seguimiento de referencia y el cumplimiento de los límites operativos de corriente y voltaje de la IM.
- Evaluar mediante simulación el desempeño del esquema MPC propuesto y compararlo con un esquema FOC basado en controladores PI, para analizar las ventajas y limitaciones de ambas estrategias de control.
- Investigar e implementar el método de control en lazo abierto de tipo Voltaje/Frecuencia para el arranque de la IM.
- Desarrollar una plataforma experimental que integre el sistema de control, la etapa de potencia y la IM, para la validación experimental del arranque en lazo abierto.

1.7. Metodología

- **Simulación del esquema de control MPC:** Con ayuda de MATLAB y Simulink se implementa el esquema de control MPC para seguimiento de referencia, considerando los parámetros de la máquina de inducción, así como la construcción de las matrices del sistema en espacio de estado y del sistema aumentado requeridas por el controlador predictivo.

- **Simulación del esquema de control del MPC con restricciones:** Se diseña el MPC añadiendo las restricciones y se programa el algoritmo de programación cuadrática

de Hildreth para hallar la trayectoria de control óptima.

- **Simulación de técnicas de modulación de ancho de pulso para control en lazo abierto de un motor IM:** identificar técnicas para controlar velocidad de la IM por PWM y hacer una simulación para su arranque en lazo abierto.
- **Construcción de la plataforma experimental:** Realizar las conexiones necesarias y pertinentes entre la IM, la etapa de potencia y la etapa de electrónica de control.
- **Arranque en lazo abierto:** Una vez construida la plataforma experimental se realizan pruebas implementando la técnica de modulación por vectores espaciales (SVM) para arrancar el motor en lazo abierto.

1.8. Organización de la Tesis

La tesis se encuentra organizada de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se presentan la introducción, el estado del arte, el planteamiento del problema, la justificación, la hipótesis, los objetivos y la metodología de la investigación. En el Capítulo 2 se exponen los fundamentos teóricos, los diagramas de bloques y los esquemas necesarios para el desarrollo de la tesis. En el Capítulo 3 se presentan el modelado y los resultados en simulación de los esquemas de control propuestos aplicados a la máquina de inducción (IM). En el Capítulo 4 se muestran los resultados experimentales, incluyendo la construcción de la plataforma experimental (banco de pruebas), la descripción de los dispositivos electrónicos y electromecánicos utilizados, así como los resultados del arranque en lazo abierto de la IM. En el Capítulo 5 se exponen las conclusiones obtenidas al final del trabajo, comentando brevemente los temas abordados y las actividades realizadas. Finalmente, se incluye la bibliografía.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

En este Capítulo se abordan los conceptos teóricos requeridos por los esquemas de control FOC y MPC en cascada aplicados al control de IM. Se diseña el control MPC paso a paso y se explica la manera de agregar restricciones al control.

2.1. Funcionamiento de la IM

El motor de inducción (IM) está compuesto principalmente por dos partes: el estátor y el rotor. El estátor contiene bobinas, conocidas como devanado de estátor, mientras que el rotor puede estar formado por barras conductoras o por bobinas, constituyendo el devanado de rotor. El estátor es la parte estacionaria del motor y su devanado está compuesto por tres bobinas distribuidas espacialmente con una separación de 120° eléctricos entre sí. Por otro lado, el rotor es la parte móvil ubicada en el interior del motor; este se encuentra acoplado a un eje mecánico al cual se le puede conectar una carga para realizar trabajo. En esta investigación se considera el rotor tipo jaula de ardilla, también conocido como rotor en cortocircuito, cuyo devanado consiste en barras conductoras unidas en sus extremos mediante anillos conductores [86].

En general, el funcionamiento de un motor de inducción con rotor de jaula de ardilla es el siguiente: al conectar el devanado del estátor en configuración estrella a un sistema trifásico de corriente alterna, como se muestra en la Figura 2.1, se generan corrientes alternas en cada una de las bobinas (i_{sU} , i_{sV} , i_{sW}). De acuerdo con la ley de Ampère, estas corrientes producen campos magnéticos cuya magnitud y dirección están determinadas por las corrientes que los generan. La superposición espacial y temporal de dichos campos,

en un sistema trifásico equilibrado, da lugar a un campo magnético giratorio, como se representa en la Figura 2.1, también conocido como flujo de estátor ψ_s [87], el cual gira a una frecuencia angular denominada velocidad síncrona ω_s , determinada por la frecuencia de la fuente de alimentación y el número de pares de polos de la máquina. Este flujo magnético atraviesa las barras del rotor y, debido al movimiento relativo entre el campo y el rotor, se produce una variación temporal del flujo enlazado. De acuerdo con la ley de Faraday, esta variación induce una fuerza electromotriz (FEM) en las barras del rotor. Debido a que dichas barras se encuentran en cortocircuito, se generan corrientes inducidas que circulan a través de ellas. El sentido de estas corrientes está determinado por la ley de Lenz, de tal manera que se oponen a la variación del flujo que las origina, generando un campo magnético en el rotor, denominado flujo de rotor ψ_r . Finalmente, las corrientes inducidas en el rotor, al interactuar con el campo magnético del estátor, experimentan fuerzas electromagnéticas de acuerdo con la ley de Lorentz. Estas fuerzas generan un par electromagnético T_e que provoca el giro del rotor a una frecuencia angular denominada velocidad mecánica de rotor ω_m , permitiendo la conversión de energía eléctrica en energía mecánica [7, 85]. Es importante destacar que la inducción se produce únicamente cuando existe una diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad de rotor, conocida como deslizamiento [84], por lo que el rotor siempre gira a una velocidad ligeramente menor que la del campo giratorio del estátor.

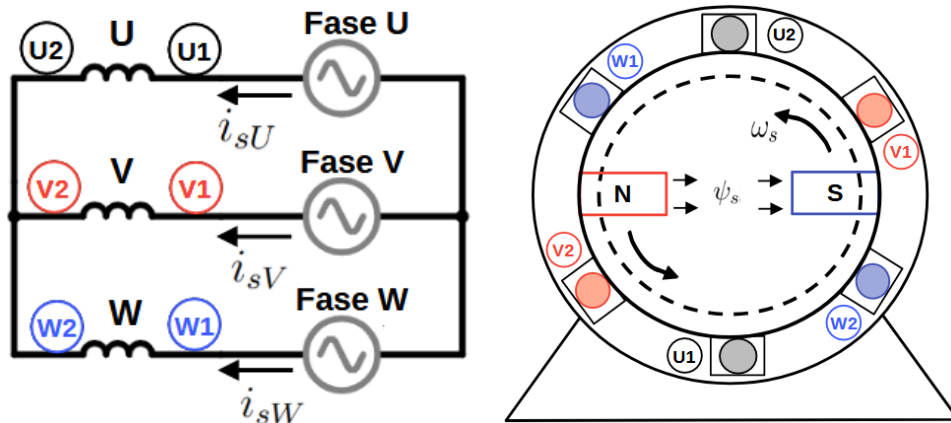


Figura 2.1: De izquierda a derecha. Conexión en estrella del devanado de estátor (i_{sU} , i_{sV} e i_{sW} son corrientes sinusoidales y desfasadas 120° entre sí). Representación del campo magnético giratorio en el estátor de una máquina de inducción trifásica (la superposición espacial y temporal de los campos magnéticos generados por los devanados de fase produce polos magnéticos norte y sur que se desplazan a velocidad síncrona).

2.2. Fasores

Como se menciona previamente, el funcionamiento de la IM se basa en las corrientes de estátor (señales sinusoidales) que generan un campo magnético giratorio, por lo cual es conveniente emplear herramientas que permitan analizar este tipo de señales de forma simplificada. En teoría de circuitos eléctricos, una técnica muy ocupada es el análisis de circuitos de CA por fasores. Estos por definición representan magnitudes que oscilan en el tiempo, generalmente se analizan señales sinusoidales [35]. En una IM se busca controlar las corrientes de estátor para regular el par producido por el motor, el flujo magnético y la velocidad angular. Como dichas corrientes son sinusoidales, es viable aplicar análisis por fasores.

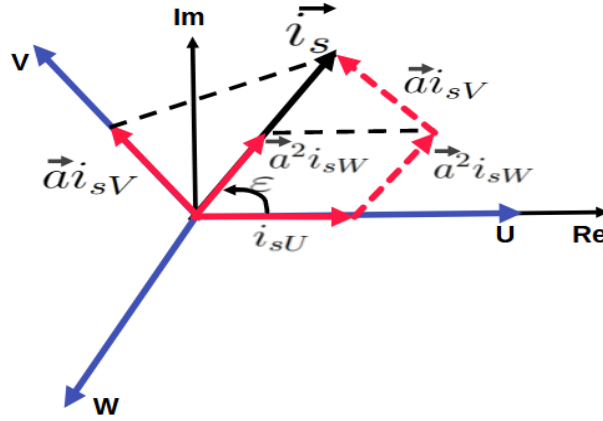


Figura 2.2: Fazor equivalente de corriente de línea $\vec{i}_s$

En la [Figura 2.2](#) se muestran los tres fasores que representan las corrientes para cada una de las fases de la IM. El fasor representa la magnitud de la onda seno, su ángulo de fase (ε) y siempre apunta al punto máximo de esta, y su representación puede ser rectangular, polar o exponencial (se utilizan identidades de Euler).

Cuando se realiza una combinación de los fasores que representan a cada una de las fases de un sistema trifásico obteniendo un solo fasor resultante se le conoce como vector espacial, porque representa en el plano complejo el sistema trifásico a través de un solo vector giratorio [35]. $\vec{i}_s$ es la magnitud del vector espacial resultante de corriente al sumar los fasores correspondientes a cada una de las corrientes de estátor i_{sU}, i_{sV}, i_{sW} que son los valores instantáneos de las corrientes de cada fase, se representa por,

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \cdot [i_{sU} + i_{sV} + i_{sW}] = \frac{2}{3} \cdot [i_{sU} + a \cdot i_{sV} + a^2 \cdot i_{sW}], \quad (2.1)$$

donde la constante $2/3$ define la distribución de la densidad total de las corrientes de un devanado trifásico. La constante ' a ' define la dirección de cada fasor de corriente i_{sV}, i_{sW} indicando la relación de desfase que hay entre estas fases respecto de i_{sU} , dado por,

$$a = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.2)$$

Se denota con j a la unidad imaginaria, la cual satisface $j^2 = -1$.

2.3. Transformaciones de marco de referencia mediante las transformadas de Clarke y Park

Las transformadas de Clarke y Park permiten representar sistemas trifásicos en marcos de referencia más convenientes, facilitando el análisis y control de variables eléctricas. Estas transformaciones consisten en un cambio de variables que permite expresar magnitudes trifásicas, como las corrientes del estátor, en sistemas de referencia alternativos [31, 32]. Este cambio de referencia se realiza en dos etapas. En primer lugar, la transformada de Clarke permite proyectar las variables trifásicas del sistema UVW en un sistema de referencia estacionario de dos ejes ortogonales, denominado $\alpha\beta$. Esta transformación reduce el número de variables manteniendo la información esencial del sistema. Posteriormente, la transformada de Park permite llevar las variables del sistema $\alpha\beta$ a un sistema de referencia rotatorio $d-q$, el cual gira a una velocidad angular determinada. En este marco de referencia, las variables sinusoidales se transforman en magnitudes constantes en estado estacionario, lo que facilita significativamente su análisis y control.

Para un sistema trifásico balanceado (misma magnitud y frecuencia angular), conectado en estrella, por ley de corrientes de Kirchhoff se cumple que,

$$i_{sU} + i_{sV} + i_{sW} = 0. \quad (2.3)$$

En el plano complejo, el fasor resultante $\vec{i}_s$ tiene una representación exponencial donde la magnitud y el ángulo de fase son variantes en el tiempo, dada por,

$$\vec{i}_s(t) = i_s(t) \cdot e^{j\varepsilon(t)}. \quad (2.4)$$

A la ecuación (2.4) se le realiza un cambio de variable para tener la representación del fasor $\vec{i}_s$ en un marco de referencia distinto. Para ello se orienta la componente real de

$\vec{i}_s$ con uno de los devanados del estátor, como se ve en la Figura 2.3 que se orienta con respecto a U. En (2.5) se puede observar el cambio de marco de referencia ahora está en $\alpha - \beta$, también conocido como marco de referencia de estátor, se tiene que,

$$\vec{i}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot [i_{sU} + a \cdot i_{sV} + a^2 \cdot i_{sW}] = i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta}. \quad (2.5)$$

Para la obtención de los valores de las componentes real e imaginaria en el nuevo marco de referencia del plano complejo de las corrientes de estátor, se realiza por separado, de la siguiente manera,

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \text{Re} \left\{ \vec{i}_s \right\} \\ i_{s\alpha} &= \frac{2}{3} \cdot \left[i_{sU} - \frac{1}{2} (i_{sV} + i_{sW}) \right], \end{aligned} \quad (2.6)$$

para la obtención de $i_{s\beta}$, se descarta a i_{sU} porque solo tiene parte real, al igual que la parte real de i_{sV} e i_{sW} ,

$$i_{s\beta} = \text{Im} \left\{ \vec{i}_s \right\} = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_{sV} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sW} \right]. \quad (2.7)$$

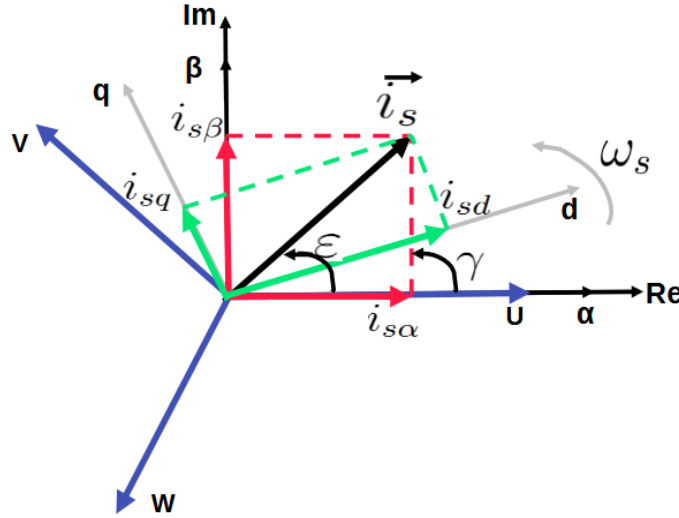


Figura 2.3: Transformaciones de marco de referencia de $\alpha - \beta$ a $d - q$

La Transformada de Clarke se conforma por (2.6) y (2.7), y escrita en su forma matricial es,

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \\ i_{sW} \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

con esta transformada se pasa de un sistema trifásico balanceado a un sistema bifásico equivalente, y al proceso inverso se le conoce como transformada inversa de Clarke, que en su forma matricial está dada por,

$$\begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \\ i_{sW} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1/2 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Ahora se realiza otro cambio de marco de referencia de estátor $\alpha - \beta$, a un marco de referencia de rotor $d - q$, se pasa de un marco estático a uno giratorio el cual gira en sincronía con el campo magnético giratorio del estátor a una velocidad de rotación ω_s [32]. En esta transformación la corriente i_{sd} está alineada con el flujo de rotor, por lo que, entre i_{sd} e $i_{s\alpha}$ se formará un ángulo $\gamma(t)$, y la corriente i_{sq} tiene la misma dirección del par [44]. Las siguientes relaciones se observan en la [Figura 2.3](#),

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} &= \vec{i}_s \cdot e^{j\varepsilon}, \\ i_{sd} + j \cdot i_{sq} &= \vec{i}_s \cdot e^{j(\varepsilon-\gamma)}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Con base en (2.10) para la transformación de marco de referencia se sigue el desarrollo mostrado en las siguientes ecuaciones,

$$\begin{aligned} i_{sd} + j \cdot i_{sq} &= (i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta}) e^{-j\gamma} \\ i_{sd} + j \cdot i_{sq} &= (i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta}) \cdot (\cos(\gamma) - j \cdot \sin(\gamma)) \\ i_{sd} + j \cdot i_{sq} &= i_{s\alpha} \cdot \cos(\gamma) + i_{s\beta} \cdot \sin(\gamma) - j \cdot (i_{s\alpha} \cdot \sin(\gamma) - i_{s\beta} \cdot \cos(\gamma)), \end{aligned} \quad (2.11)$$

a esta transformación también se le puede aplicar el proceso inverso,

$$i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} = (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) e^{j\gamma}. \quad (2.12)$$

La transformada de Park es (2.11), y escrita en su forma matricial es,

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

si en (2.12) se sustituye $e^{-j\gamma}$ por la identidad de Euler, se obtiene la transformada inversa de Park, y escrita en su forma matricial,

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Por último, se muestra en la [Figura 2.4](#) una simulación de un sistema trifásico balanceado al cual se le aplican estas transformadas, para una mejor comprensión de su utilidad de las transformaciones de marco de referencia.

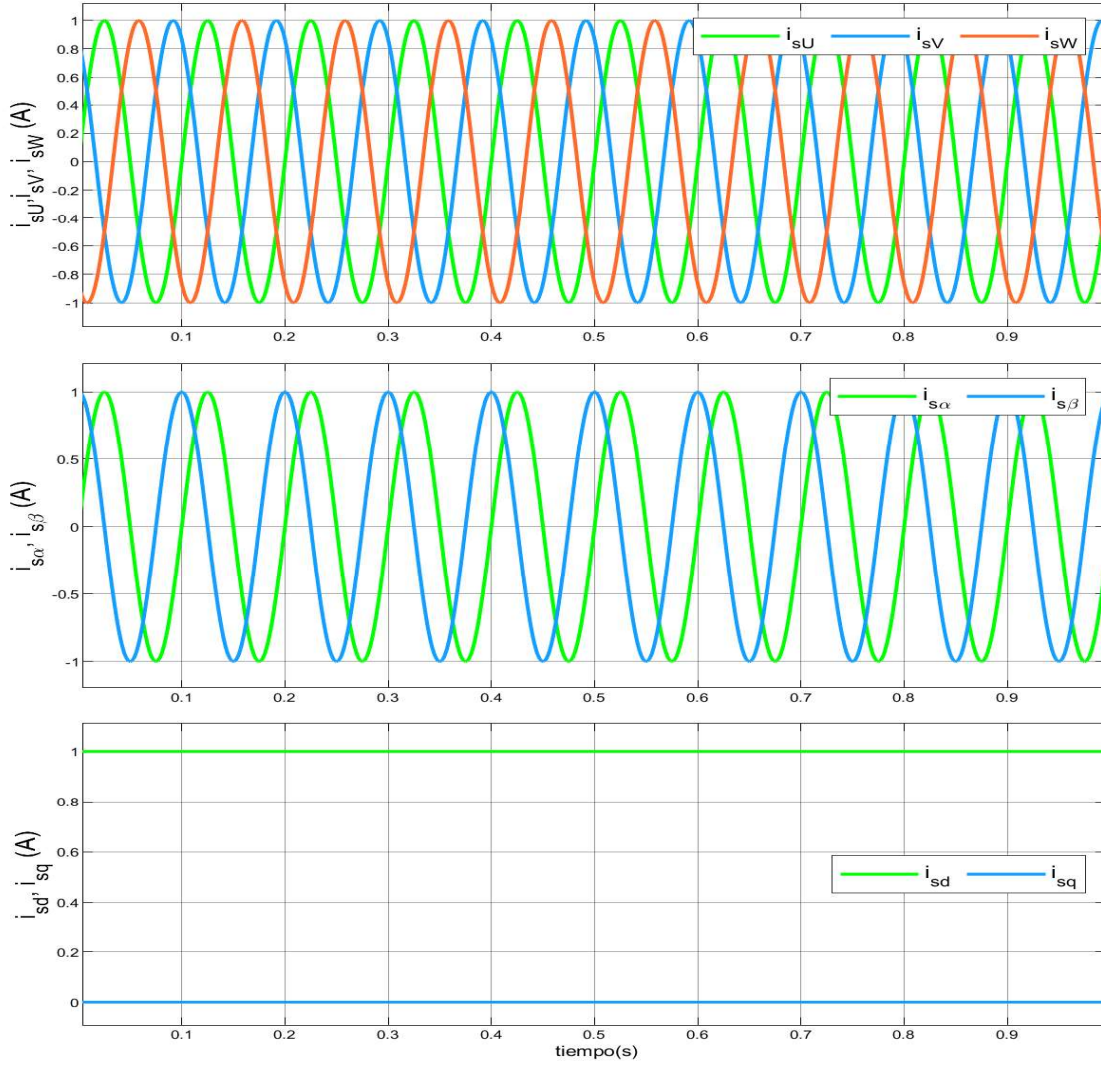


Figura 2.4: Transformaciones de marco de referencia. De arriba hacia abajo: sistema trifásico en marco de referencia U,V,W, sistema bifásico en marco de referencia $\alpha - \beta$, sistema bifásico en marco de referencia $d - q$.

2.4. Inversor de voltaje trifásico (VSI)

El inversor de voltaje trifásico (VSI, del inglés, voltage source inverter) es un dispositivo electrónico de potencia que funciona como convertidor de CD a CA. Es utilizado ampliamente para el arranque y control de motores de inducción (IM). Permite variar la frecuencia y la magnitud del voltaje aplicado a los devanados del estátor para regular la velocidad de la IM. En la [Figura 2.5](#) se observa la conexión de un inversor de voltaje construido a partir de seis IGBT (del inglés, Insulated Gate Bipolar Transistor) que son transistores bipolares de puerta aislada, los cuales se colocan en dos niveles, para el superior denotados por la señal que ingresa a sus compuertas (S_u , S_v y S_w) al igual que los del nivel inferior (S_{uN} , S_{vN} y S_{wN}), se encuentran conectados en configuración de tres medio puente en paralelo y se conecta una fase de la IM a cada uno de ellos. El voltaje rectificado se conecta a los extremos del inversor entre las terminales de colector y emisor de los IGBT's, y mediante una secuencia de conmutación adecuada convertirá el voltaje de CD a un sistema trifásico de CA para el accionamiento de la IM.

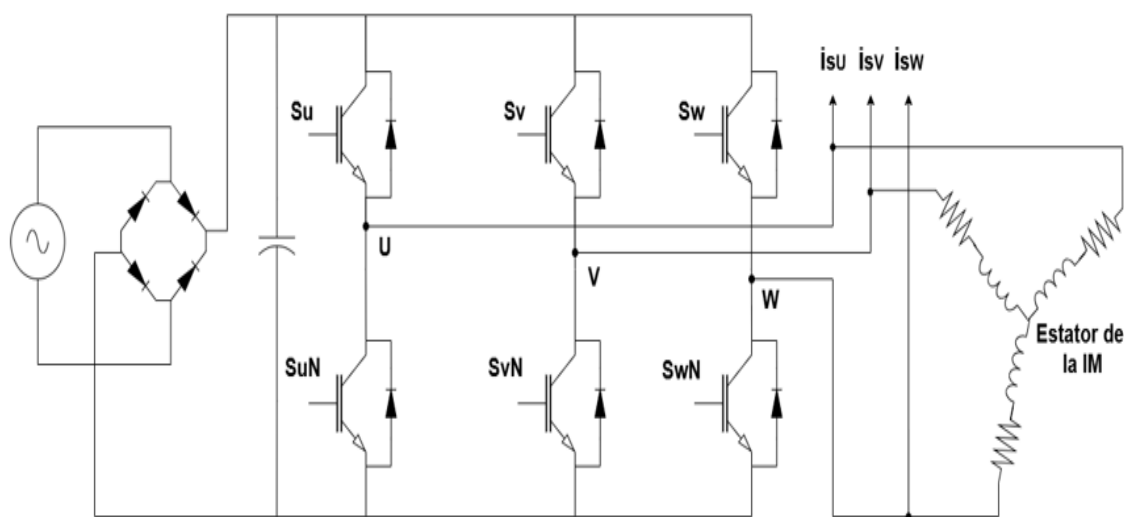


Figura 2.5: Circuito esquemático del VSI

Se manejan ocho estados de conmutación de los transistores para cada nivel del inversor de voltaje. Los transistores actúan como interruptores controlados, por lo que las regiones de operación a considerar son las de corte y saturación, la primera correspondiente al estado lógico "0", y la segunda al estado lógico "1", respectivamente. Un circuito es el encargado de generar la secuencia de conmutación controlada activando así cada IGBT a

través de la compuerta haciendo que este entre en la región de saturación, permitiendo el paso de la corriente entre las terminales de la fuente, el colector y el emisor, cada IGBT opera de manera individual. Es importante señalar que la operación de los transistores es complementaria, es decir, si un transistor en el nivel superior se encuentra en la región de saturación, su correspondiente en el nivel inferior se encuentra entonces en la región de corte.

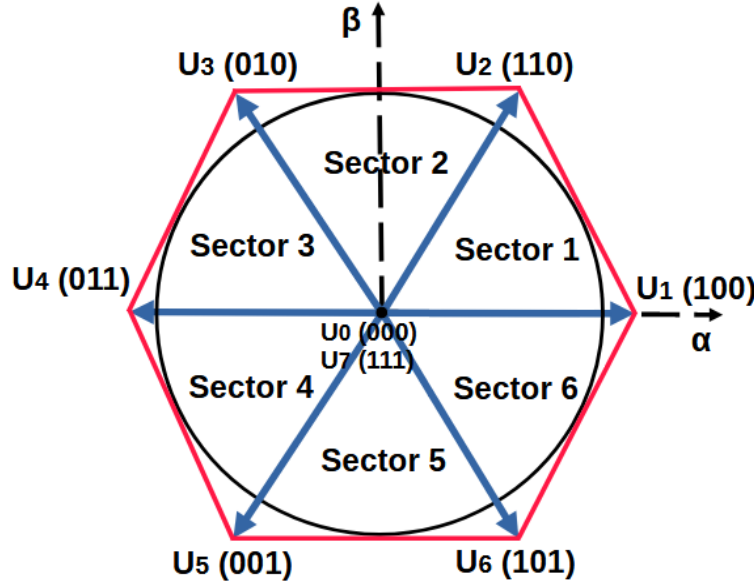


Figura 2.6: Hexágono de voltajes formado por los VSV

Por cada estado de conmutación se genera un vector espacial de voltaje (VSV, del inglés, voltage space vector) de los cuales a seis de ellos se les denominan vectores espaciales de voltaje activos (AVSV, del inglés, active voltage space vector) denotados por $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$; y a los dos restantes se les denomina como vectores espaciales de voltaje nulos (ZVSV, del inglés, zero voltage space vector) denotados por U_0, U_7 . Los AVSV y los ZVSV (también llamados vectores activos y vectores nulos respectivamente) tienen una representación en el marco de referencia $\alpha - \beta$ generando lo que se conoce como hexágono de voltajes mostrado en la [Figura 2.6](#). Los vectores activos dividen al plano complejo en seis sectores, ubicándose cada vector a $\pi/3$ rad.

El voltaje generado u_v mediante cada VSV se determina por,

$$u_v = \begin{cases} \frac{2}{3}U_{CD} \cdot e^{j(v-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{para } v = 1, 2, \dots, 6 \\ 0, & \text{para } v = 0, 7 \end{cases}, \quad (2.15)$$

donde, U_{CD} es el voltaje rectificado de CD conectado al VSI y v identifica cada VSV. Las componentes ortogonales en el marco de referencia $\alpha - \beta$ para cada VSV se presentan en la Tabla 2.1

VSV	U_0	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7
Estado de conmutación	000	100	110	010	011	001	101	111
U_α/U_{CD}	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0
U_β/U_{CD}	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	0

Tabla 2.1: Componentes ortogonales en $\alpha - \beta$

2.5. Modulación por vectores espaciales (SVM)

La modulación por vectores espaciales (SVM, del inglés Space Vector Modulation) es una técnica de modulación de ancho de pulso en la cual se considera al inversor de voltaje como una unidad y se basa en el hecho de que un solo VSV puede representar las tres fases de un sistema trifásico balanceado. Mediante la SVM se busca aplicar la conmutación de los transistores de tal forma que se maximice el uso de voltaje de CD y se minimicen las pérdidas de potencia por conmutación [60]. El principio de operación consiste en la reconstrucción de un VSV de referencia mediante la selección adecuada de dos AVSV y dos ZVSV. Una vez seleccionados, es necesario determinar el período de tiempo durante el cual son aplicados los AVSV y ZVSV para que la suma del vector resultante sea igual al VSV de referencia.

La representación del VSV de referencia $\vec{U}_{ref}$ se obtiene de la siguiente manera,

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_0}{T_s} \vec{U}_0 + \frac{T_1}{T_s} \vec{U}_1 + \dots + \frac{T_7}{T_s} \vec{U}_7, \quad (2.16)$$

donde, $T_0, T_1, \dots, T_7 \geq 0$ son los tiempos de activación de cada uno de los VSV y $T_0 + T_1 + \dots + T_7 = T_s$, y T_s es el tiempo de muestreo.

Mediante la ecuación (2.16), el VSV $\vec{U}_{ref}$ se puede sintetizar de diferente manera usando los vectores $\vec{U}_0, \dots, \vec{U}_7$. Con el objetivo de reducir el número de conmutaciones y al mismo tiempo obtener el voltaje máximo de línea en la carga $\vec{U}_m^*$, se representa el vector $\vec{U}_{ref}$

usando los dos vectores activos adyacentes más cercanos y los dos vectores nulos. Por ejemplo, para sintetizar $\vec{U}_{ref}$ en el Sector 1, en un período de muestreo T_s , el vector se puede representar mediante la selección de los vectores $\vec{U}_1$ y $\vec{U}_2$, y está representado por la siguiente expresión,

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \vec{U}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{U}_2 + \frac{T_7}{T_s} \vec{U}_7 + \frac{T_0}{T_s} \vec{U}_0. \quad (2.17)$$

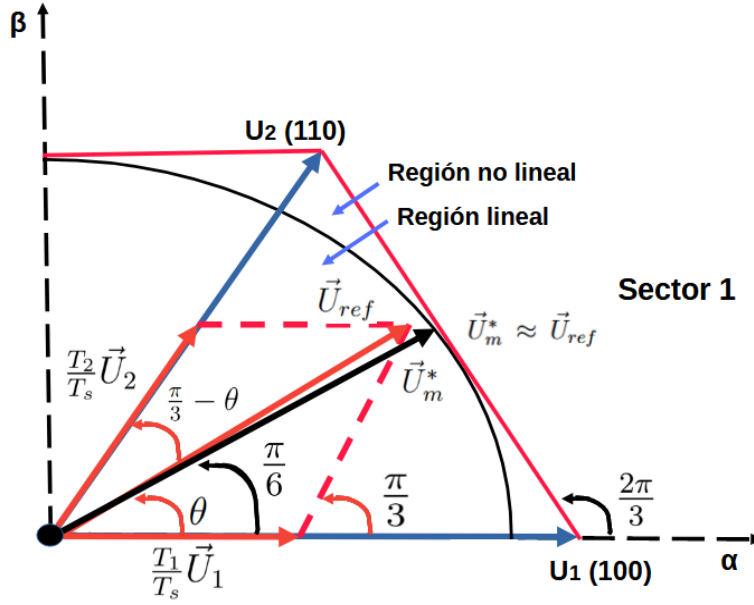


Figura 2.7: Análisis del Sector 1

Es necesario determinar los tiempos de encendido T_1 , T_2 durante los cuales los vectores $\vec{U}_1$, $\vec{U}_2$ deben ser aplicados. Para ello, en la [Figura 2.7](#) se obtiene la representación cuando el VSV se encuentra en el Sector 1, la cual se analiza y se le aplica ley de senos, para calcular los tiempos,

$$\frac{\vec{U}_{ref}}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} = \frac{\frac{T_1}{T_s} \vec{U}_1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}, \quad (2.18)$$

despejando a T_1 se tiene que,

$$T_1 = \frac{T_s \vec{U}_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{\vec{U}_1 \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}, \quad (2.19)$$

A partir de (2.15) se obtiene que la magnitud de voltaje máximo en cada VSV es $\frac{2}{3}U_{CD}$ y como $\sin(\frac{2\pi}{3}) = \frac{\sqrt{3}}{2}$, sustituyendo en (2.19) se obtiene que

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s\vec{U}_{ref} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{U_{CD}}. \quad (2.20)$$

Se realiza el mismo análisis para T_2 y se obtiene que,

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s\vec{U}_{ref} \sin(\theta)}{U_{CD}}. \quad (2.21)$$

Para generar el VSV $\vec{U}_{ref}$ cuando se encuentre en alguno de los otros Sectores, se hace una generalización para T_1 y T_2 obteniendo,

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3}T_s\vec{U}_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} \cdot \text{Sector} - \theta\right)}{U_{CD}}, \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3}T_s\vec{U}_{ref} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3} \cdot (\text{Sector} - 1)\right)}{U_{CD}}, \\ T_0 &= T_s - T_1 - T_2. \end{aligned} \quad (2.22)$$

El cálculo de los tiempos en (2.22) está orientado a la operación en la región lineal de la SVM, como se observa en la Figura 2.7. La región no lineal también se conoce como región de sobre - modulación.

Existe un índice de modulación para U_{ref} en la región lineal, que esta definido por,

$$m_{index} = \frac{U_{ref}}{U_{lsw}}, \quad (2.23)$$

donde, $U_{lsw} = \frac{2}{\pi}U_{CD}$ conocido como voltaje fundamental de la onda de salida cuadrada. De la Figura 2.7, se puede observar que para el voltaje máximo que puede alcanzar $\vec{U}_{ref}$, se tiene que,

$$U_{ref} \approx U_m^* = \frac{2}{3}U_{CD} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{\sqrt{3}}U_{CD}, \quad (2.24)$$

el valor para el índice de modulación será entonces,

$$m_{index} \approx 0.907.$$

pasando m_{index} en términos de porcentaje se obtiene un valor de 90 % que indica el voltaje de U_{CD} que se tendrá disponible en el inversor. Este índice es importante considerarlo para que la SVM opere en la región lineal.

2.6. Control por campo orientado (FOC)

Esta es una técnica de control vectorial desarrollada a finales del siglo XX, presentada inicialmente como control vectorial indirecto por Hasse [41] y posteriormente como control vectorial directo por Blaschke [42]. Aunque ambas propuestas difieren en la estimación o medición del flujo de rotor, comparten el objetivo de controlar un motor de corriente alterna de manera análoga a un motor de corriente directa, en el cual el flujo y el par se encuentran desacoplados [92].

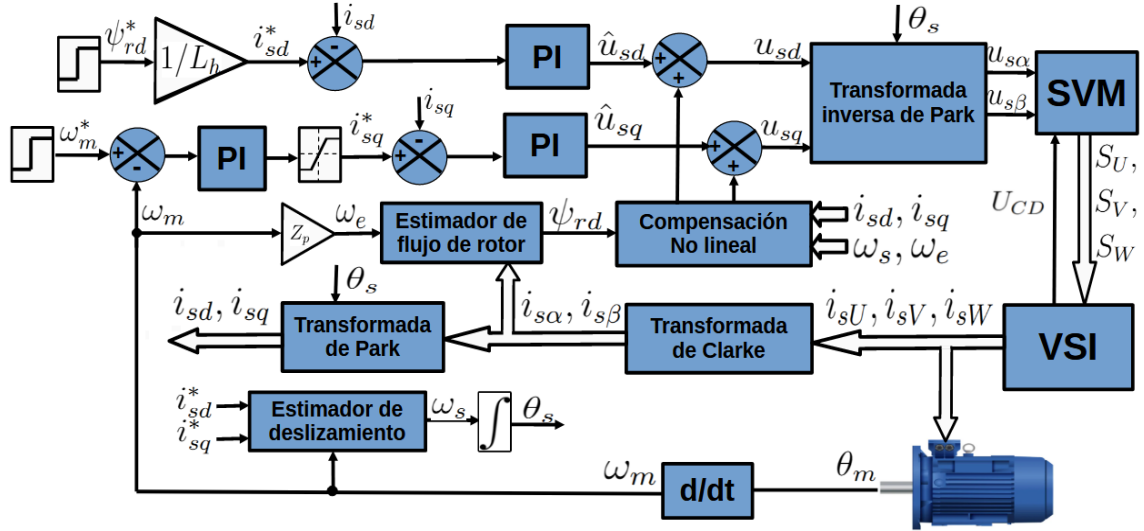


Figura 2.8: FOC indirecto para regulación de velocidad de una IM

En la [Figura 2.8](#), se muestra un esquema del FOC indirecto que es utilizado en el presente trabajo como una de las bases de la tesis; en la Sección 3.4.1 se muestran los resultados del desempeño de este esquema de control obtenidos de su simulación en Matlab/Simulink.

El FOC indirecto utiliza transformaciones de marco de referencia, para expresar las corrientes del estator en un marco de referencia rotatorio, descomponiéndolas en componentes ortogonales asociadas al flujo y al par electromagnético. En este contexto, el control por campo orientado se basa en alinear el flujo magnético con uno de los ejes del marco d-q, lo que permite regular de forma independiente dichas magnitudes y simplifica el diseño de las estrategias de control; para ello es necesario estimar el flujo de rotor [43]. En este esquema, la componente i_{sd} se asocia al control del flujo, mientras que i_{sq} se relaciona con la generación de par electromagnético. A partir de estas variables, se obtienen las señales

de control $u_{s\alpha}$ y $u_{s\beta}$ las cuales proveen el voltaje de referencia que debe ser aplicado a la IM. Este voltaje se aplica mediante la técnica de modulación por vectores espaciales (SVM) que proporciona la secuencia de conmutación del VSI [93]. En el FOC indirecto, el control de las variables de estado (velocidad, corrientes en d-q, flujo de rotor y par) se implementa por medio de controladores lineales proporcional integral (PI).

Cabe mencionar que este método indirecto tiene como desventajas tener que contar con un encoder de alta resolución para la estimación de velocidad y alta dependencia del modelo de la IM, esto implica que las variaciones de los parámetros de la IM afectarán la estimación del flujo, y en consecuencia, se verá comprometido el desempeño del FOC para controlar la velocidad del motor, además del comportamiento del mismo [45]. En busca de mejorar su desempeño se han encontrado alternativas de control lineal como el control directo de par (DTC) [46], así como, en control no lineal control difuso [47], control backstepping [48], control por modos deslizantes [49], y control MPC [35] que es el tema principal de la tesis.

2.7. Diseño de los controles PI

En el esquema de la [Figura 2.8](#), se tienen dos lazos cerrados de control. Comúnmente, se utilizan tres controles PI para el esquema de FOC indirecto, dos para un lazo interno de control de corriente y uno para el lazo externo de control de velocidad [79].

Debido a que se linealiza el modelo matemático de la IM presentado en la Sección 3.1, cada una de las ecuaciones de corriente en $d-q$ y de velocidad se representan mediante una función de transferencia en [7], dada por,

$$G(s) = \frac{b}{s + a}. \quad (2.25)$$

Para el control PI se propone la siguiente función de transferencia:

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right), \quad (2.26)$$

donde, K_p es la ganancia proporcional y τ_i es la constante de tiempo de integración. Desarrollando (2.26) y asignando a $C_1 = K_p$ y $C_0 = \frac{K_p}{\tau_i}$, el control finalmente queda de la forma:

$$C(s) = \frac{C_1 s + C_0}{s}. \quad (2.27)$$

Como los controladores se implementan en lazo cerrado, se obtiene la siguiente expresión:

$$G_{lc}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}, \quad (2.28)$$

sustituyendo a $C(s)$ y $G(s)$, se obtiene la función de transferencia para cada lazo de control dada por,

$$G_{lc}(s) = \frac{b(C_1s + C_0)}{s^2 + (a + bC_1)s + bC_0}. \quad (2.29)$$

Aplicando el método de asignación de polos, se define un polinomio característico deseado en lazo cerrado de la forma:

$$P(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.30)$$

donde, ξ es el coeficiente de amortiguamiento y ω_n es la frecuencia natural del sistema. Se utiliza el método de igualación de potencias aplicado a (2.29) y (2.30) para calcular las ganancias del control, se tiene que,

$$\begin{aligned} bC_0 &= \omega_n^2 \\ a + bC_1 &= 2\xi\omega_n \end{aligned}$$

por lo cual,

$$C_0 = \frac{\omega_n^2}{b} \quad (2.31)$$

$$C_1 = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad (2.32)$$

Se busca la relación entre $\frac{K_p}{\tau_i}$, y por (2.31) se encuentra a τ_i , de la siguiente manera,

$$C_0 = \frac{K_p}{\tau_i} = \frac{\omega_n^2}{b} \Rightarrow \tau_i = \frac{bK_p}{\omega_n^2} \quad (2.33)$$

Como previamente se asignó $C_1 = K_p$, entonces en (2.33) se sustituye a K_p por (2.32), y finalmente, τ_i esta dado por,

$$\tau_i = \frac{2\xi\omega_n - a}{\omega_n^2} \quad (2.34)$$

De [22], se obtiene que ξ esta dado por,

$$\xi = \sqrt{\frac{(\log(\frac{P_{max}}{100}))^2}{(\log(\frac{P_{max}}{100}))^2 + \pi^2}} \quad (2.35)$$

donde, P_{max} es el sobreimpulso máximo expresado en porcentaje (normalmente se toma entre 5 % y 10 %). Según [79], la dinámica del lazo de control interno debe ser al menos 10 veces mayor que la dinámica del lazo externo de control, por lo cual ω_n se considera diferente para los controladores PI del lazo interno ($\omega_{n,i}$) respecto del controlador PI del lazo externo ($\omega_{n,w}$) como,

$$\omega_{n,i} \approx 10 \cdot \omega_{n,w}, \quad (2.36)$$

la manera de obtener $\omega_{n,i}$ y $\omega_{n,w}$ se comenta en el Capítulo 3.

2.8. Integrador Windup

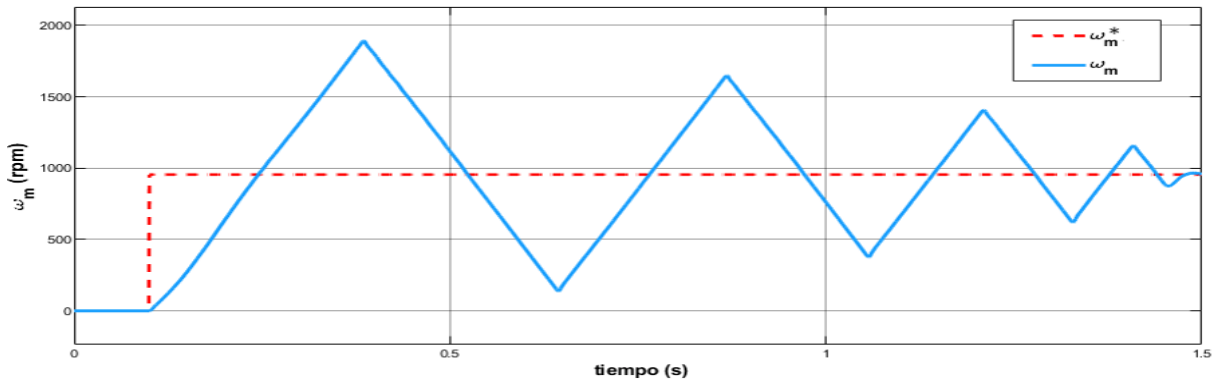


Figura 2.9: Efecto windup en la regulación de la velocidad de la IM

En control clásico, no siempre se consideran todos los efectos no lineales de los sistemas, como son las limitaciones físicas de los actuadores. Para evitar daños en estos elementos, se suele limitar la señal de control aplicando saturación; sin embargo, cuando está involucrada una acción integral, da lugar a una respuesta inestable del sistema, generando grandes transitorios. Esto se debe a que, al saturarse el controlador, el error continúa integrándose, acumulando una ganancia excesiva, lo que se conoce como efecto windup. Dicho efecto se presenta cuando la señal de control alcanza los límites impuestos por el actuador o la saturación, haciendo que el actuador quede bloqueado y el sistema de control actúe como si operara en lazo abierto. Este comportamiento se observa en la Figura 2.9, donde se muestra la respuesta de velocidad de la IM al aplicar el esquema de control FOC indirecto.

Para evitarlo, se utiliza el diagrama a bloques de la [Figura 2.10](#), en el cual se implementa un controlador PI al que se le aplica la técnica conocida como recálculo y seguimiento.

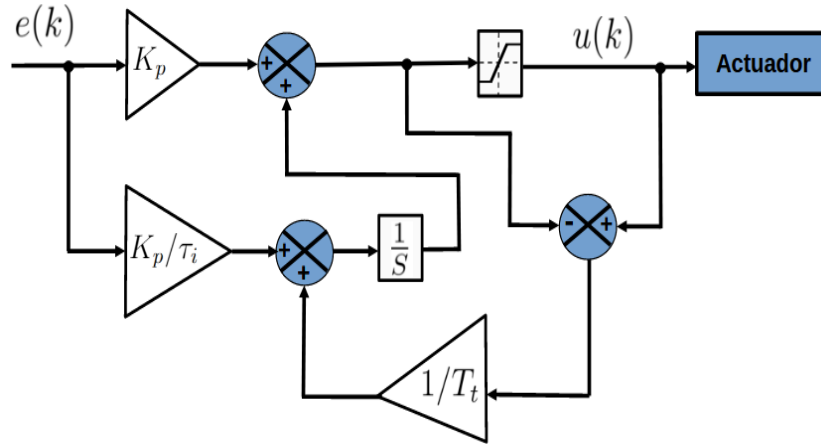


Figura 2.10: Control PI anti-windup

Esta técnica ajusta dinámicamente el integrador cuando la salida se encuentra saturada, reduciendo el valor integrado hasta que la señal deja de saturarse mediante una retroalimentación rápida que evita la acumulación excesiva del error. Esto se logra mediante la constante de tiempo de seguimiento T_t , la cual determina la velocidad con la que se reinicia el integrador y debe elegirse menor que τ_i [61]. En la Figura 2.11, se muestra el resultado de aplicar la técnica de recálculo y seguimiento dando lugar a un efecto conocido como anti-windup en la dinámica del sistema.

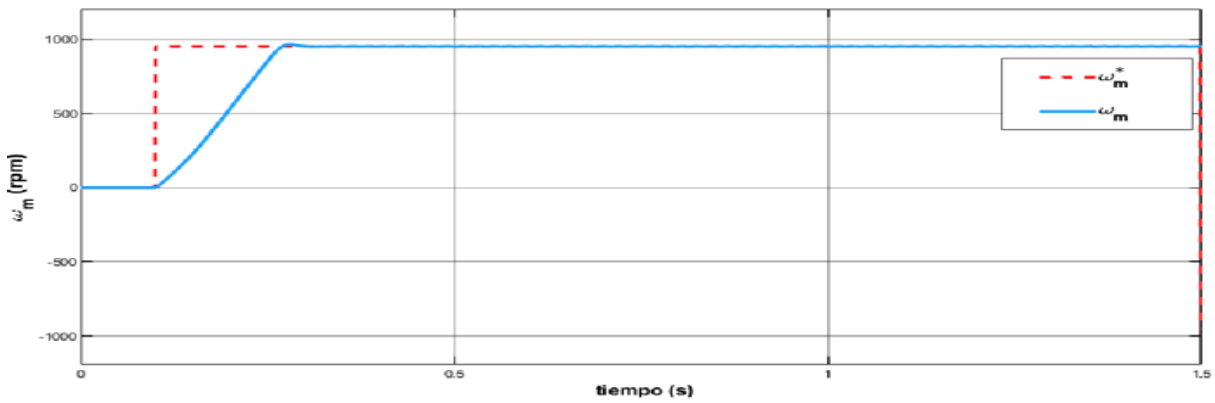


Figura 2.11: Efecto anti-windup en la regulación de la velocidad de la IM

El diseño del control se basa en el funcionamiento del MPC que se puede generalizar en tres pasos [30]:

- 1. Predicción:** Utiliza un modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro durante un horizonte de tiempo finito, para anticipar cómo responderá a diferentes acciones de control.
- 2. Optimización:** En cada paso del horizonte de predicción, el MPC resuelve un problema de optimización para determinar la trayectoria óptima de control. Su objetivo es minimizar una función de costo que suele incluir términos de error de seguimiento, energía del control y restricciones.
- 3. Horizonte de control en retroceso:** La estrategia de control se implementa de manera que solo se aplica la primera acción de control de la trayectoria óptima de control, y la optimización se repite en el siguiente paso de tiempo utilizando los estados del sistema actualizados.

Cabe resaltar de la [Figura 2.12](#) que el MPC genera una referencia de voltaje $u_{s\alpha}$ y $u_{s\beta}$, la cual representa la acción de control óptima con base en el modelo del sistema. Como se mencionó previamente, dado que el VSI solo puede aplicar un conjunto discreto de vectores de voltaje, se emplea la SVM como etapa de implementación, la cual sintetiza dicha referencia mediante la conmutación adecuada de los dispositivos semiconductores (IGBT). De modo que, el voltaje equivalente generado por el inversor mediante SVM, coincida con la referencia de voltaje calculada por el MPC. Este enfoque permite operar con una frecuencia de conmutación constante y obtener formas de onda con bajo rizado en variables como la corriente, el flujo y el par electromagnético [91].

A continuación, en la Sección 2.9.2 se presenta el procedimiento de diseño del MPC. Posteriormente, en la Sección 2.9.3 se introduce la acción integral en la formulación del controlador (comúnmente empleada para mitigar el error en estado estacionario), y en la Sección 2.9.4 se describe cómo incluir las restricciones del sistema en el diseño del controlador. En el Capítulo 3 se abordan las estimaciones del flujo de rotor y del deslizamiento necesarias para el esquema de control, junto con los resultados de desempeño obtenidos mediante su simulación en Matlab/Simulink. Finalmente, en el Capítulo 4 se comenta sobre la estimación de la velocidad de la IM en pruebas experimentales.

2.9.1. Horizonte de control en retroceso

Esta estrategia de control es la que nos permite tener una realimentación en lazo cerrado como se muestra en el diagrama a bloques de la [Figura 1.2](#), esto es muy importante ya que permite que el proceso de optimización se lleve a cabo en cada paso del horizonte de predicción lo cual resulta en un mejor desempeño del control [26].

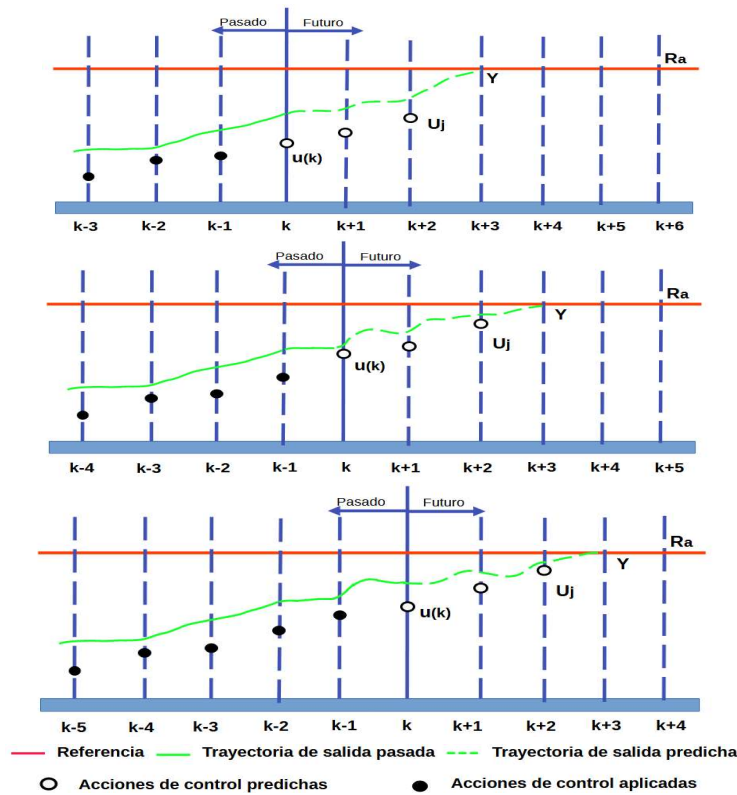


Figura 2.13: Respuesta del MPC basado en el principio de horizonte de control en retroceso aplicado a una planta para un horizonte de predicción $N=3$.

En la [Figura 2.13](#), se ilustra este principio para cada paso del horizonte de predicción, como $N=3$, se realizan tres iteraciones donde en cada una de ellas al obtener la trayectoria de salida predicha y la correspondiente trayectoria de control óptima, solo se aplica a la planta la primera acción de control y se descartan las demás, posteriormente, se vuelve a realizar todo el proceso de optimización.

2.9.2. Control lineal MPC para seguimiento de referencia

Dado el sistema general:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + Hu(k) \\ y(k) &= Cx(k), \end{aligned} \quad (2.37)$$

donde,

$$\begin{array}{llll} G \in \mathbb{R}^{n \times n} \rightarrow & \text{Forma discreta de la matriz de estado} & x \in \mathbb{R}^n \rightarrow & \text{Estado} \\ H \in \mathbb{R}^{n \times m} \rightarrow & \text{Forma discreta de la matriz de entrada} & y \in \mathbb{R}^p \rightarrow & \text{Salida} \\ C \in \mathbb{R}^{p \times n} \rightarrow & \text{Forma discreta de la matriz de salida} & u \in \mathbb{R}^m \rightarrow & \text{Control} \end{array}$$

con n (estados), p (salidas) y m (entradas de control).

Se aborda primero el MPC para seguimiento de referencia sin contemplar una acción integral, buscando llevar la salida del sistema y al punto de referencia deseado r , para lograr esto se necesita obtener la trayectoria de control óptima U_j , tal que el error de seguimiento $e(k) = r(k) - y(k)$ sea minimizado.

Para esto, en [26] se considera el vector de referencia constante para todo el horizonte de predicción N ,

$$R_a = \underbrace{\begin{bmatrix} I_{m \times m} & I_{m \times m} & I_{m \times m} & \cdots & I_{m \times m} \end{bmatrix}'}_{N+1} \underbrace{\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_m \end{bmatrix}}_r; \quad R_a \in \mathbb{R}^{(N+1)m \times 1}, \quad r_1, r_2, \dots, r_m \in \mathbb{R}, \quad (2.38)$$

r contiene todas las entradas de referencia al control.

Como se requiere minimizar el error de seguimiento, la función objetivo se define en [26] como,

$$J_j(x_j, U_j) = (r - y(N))'P(r - y(N)) + \sum_{k=j}^{k+N-1} (r - y(k))'Q(r - y(k)) + u'(k)Ru(k), \quad (2.39)$$

donde, $x(k) = x_j$ es el estado medido en el instante de tiempo $k = j$. Debido a la forma cuadrática de la función objetivo su minimización resultará en un óptimo global [62]. Para (2.39) se requiere diseñar el vector de decisión que contiene todas las entradas futuras de control [26],

$$U_j = \begin{bmatrix} u'(k) & u'(k+1) & u'(k+2) & \cdots & u'(k+N-1) \end{bmatrix}',$$

también se definen parámetros del sistema $Q = Q' > 0$; $R = R' > 0$; $P = P' > 0$ con $Q \in \mathbb{R}^{p \times p}$ y $R \in \mathbb{R}^{m \times m}$ los cuales son matrices constantes que permiten realizar penalizaciones en el error de seguimiento, en el control y en el costo terminal. Para horizontes de predicción lejanos, el costo terminal se puede omitir [26]. Esto resulta en el problema de control óptimo sujeto a restricciones de igualdad, para obtener la trayectoria de control óptima dado por,

$$\begin{aligned} J_j^*(x_j, U_j) = \min_{U_j} \sum_{k=j}^{k+N-1} (r - y(k))' Q (r - y(k)) + u'(k) R u(k). \\ \text{su.j.a.} \\ x(k) = x_j \\ x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Para dar solución a la función objetivo se utiliza el método de solución vía lotes (Batch Approach) en [27], se comienza por reescribir las restricciones de igualdad en términos del estado medible $x(k)$ de manera recursiva [26], posteriormente, utilizando la ecuación de salida en (2.37) de manera iterativa se obtiene la trayectoria de salida a lo largo del horizonte de predicción, y se sustituye $x(k)$ en cada paso, obteniendo la ecuación (2.41) representada en su forma matricial,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+N) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} C \\ CG \\ CG^2 \\ \vdots \\ CG^N \end{bmatrix}}_{S_y} x(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0_{p \times m} & 0_{p \times m} & 0_{p \times m} & \cdots & 0_{p \times m} \\ CH & 0_{p \times m} & 0_{p \times m} & \cdots & 0_{p \times m} \\ CGH & CH & 0_{p \times m} & \cdots & 0_{p \times m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CG^{N-1}H & CG^{N-2}H & CG^{N-3}H & \cdots & CH \end{bmatrix}}_{S_r} \underbrace{\begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ u(k+2) \\ \vdots \\ u(k+N-1) \end{bmatrix}}_{U_j}, \quad (2.41)$$

donde,

$$S_y \in \mathbb{R}^{(N+1)p \times n}, \quad S_r \in \mathbb{R}^{(N+1)p \times (N \times m)}, \quad U_j \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times 1}.$$

Se reescribe (2.41) de forma compacta [26], definiendo las variables Y , S_y , S_r y U_j ,

$$Y = S_y x(k) + S_r U_j. \quad (2.42)$$

A partir de la función objetivo (2.40), se pueden reescribir ambos términos de la sumatoria sustituyendo r por R_a , y a $y(k)$ por Y [26],

$$J_j(x_j, U_j) = (R_a - Y)' \bar{Q} (R_a - Y) + U_j' \bar{R} U_j, \quad (2.43)$$

donde,

$$\bar{Q} = \begin{bmatrix} Q & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Q & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N+1)p \times (N+1)p}, \quad \bar{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times (N \times m)}.$$

Sustituyendo (2.42) en (2.43) y simplificando, da como resultado una función cuadrática definida positiva,

$$J_j(x_j, U_j) = (R_a - S_y x(k))' \bar{Q} (R_a - S_y x(k)) - 2U_j' S_r' \bar{Q} (R_a - S_y x(k)) + U_j' (S_r' \bar{Q} S_r + \bar{R}) U_j. \quad (2.44)$$

Por último, a partir de la función (2.44), el valor óptimo se obtiene calculando el gradiente e igualándolo a cero. Siguiendo el desarrollo presentado en [28], se obtiene,

$$\frac{\partial J_j(x_j, U_j)}{\partial U_j} = 0. \quad (2.45)$$

Dando solución a (2.45) en [26] se tiene,

$$0 = -2S_r' \bar{Q} (R_a - S_y x(k)) + 2(S_r' \bar{Q} S_r + \bar{R}) U_j, \quad (2.46)$$

resolviendo para U_j se tiene,

$$U_j = (S_r' \bar{Q} S_r + \bar{R})^{-1} S_r' \bar{Q} (R_a - S_y x(k)). \quad (2.47)$$

Finalmente, utilizando el principio de control por horizonte en retroceso [26], se obtiene la trayectoria de control óptima,

$$u(k) = \begin{bmatrix} I_{m \times m} & 0_{m \times m} & 0_{m \times m} & \cdots & 0_{m \times m} \end{bmatrix} U_j.$$

2.9.3. Control lineal MPC con integrador para seguimiento de referencia

Cuando un sistema no cuenta con un integrador en su dinámica, este puede incorporarse en el diseño del control mediante una acción integral, con el propósito de mejorar el seguimiento de referencia y reducir el error en estado estacionario [79]. Nuevamente, se retoma el sistema nominal propuesto en (2.37), el cual se modifica añadiendo un integrador y obteniendo el sistema aumentado en [26] de la forma,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix}}_{x^m(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} G & 0_{n \times p} \\ CG & I_{p \times p} \end{bmatrix}}_{G^m} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}_{x^m(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} H \\ CH \end{bmatrix}}_{H^m} \Delta u(k) \quad (2.48)$$

$$y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0_{p \times n} & I_{p \times p} \end{bmatrix}}_{C^m} x^m(k)$$

donde,

$$G^m \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (n+p)}, \quad H^m \in \mathbb{R}^{(n+p) \times m}, \quad C^m \in \mathbb{R}^{p \times (n+p)}, \quad x^m(k) \in \mathbb{R}^{(n+p) \times 1},$$

$$\begin{aligned} \Delta x(k) &= x(k) - x(k-1), \\ \Delta x(k+1) &= x(k+1) - x(k), \\ \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1). \end{aligned}$$

El sistema (2.48) se puede escribir de manera compacta [26],

$$\begin{aligned} x^m(k+1) &= G^m x^m(k) + H^m \Delta u(k) \\ y(k) &= C^m x^m(k). \end{aligned} \quad (2.49)$$

Para el problema de seguimiento de referencia se desea determinar la trayectoria de control óptima $\Delta U_j = [\Delta u'(k) \quad \Delta u'(k+1) \quad \Delta u'(k+2) \quad \cdots \quad \Delta u'(k+N-1)]'$ que minimiza el error entre la referencia r y la salida del sistema $y(k)$.

Se retoma el vector de referencia constante (2.38) a lo largo del horizonte de predicción N [26].

Nuevamente para horizontes de predicción lejanos, el costo terminal de la función objetivo se omite [26], y se define en un horizonte de predicción finito dado por,

$$J_j(x_j, \Delta U_j) = \sum_{k=0}^{N-1} (r - y(k))' Q (r - y(k)) + \Delta u'(k) R \Delta u(k), \quad (2.50)$$

teniendo el estado inicial $x^m(k) = x_j$, con k como el estado de tiempo actual; ΔU_j es el vector de decisión conteniendo todas las entradas de control futuras; también se definen parámetros del sistema $Q = Q' > 0$; $R = R' > 0$ con $Q \in \mathbb{R}^{p \times p}$ y $R \in \mathbb{R}^{m \times m}$ los cuales son matrices constantes que permiten realizar penalizaciones en el error de seguimiento y en el control según se requiera; la trayectoria de control óptima ΔU_j se obtiene a partir de la solución del siguiente problema de control óptimo [26],

$$\begin{aligned} J_j^*(x_j, \Delta U_j) = \min_{\Delta U_j} \sum_{k=j}^{k+N-1} (r - y(k))' Q (r - y(k)) + \Delta u'(k) R \Delta u(k). \\ \text{su}j.a. \\ x^m(k) = x_j \\ x^m(k+1) = G^m x^m(k) + H^m \Delta u(k) \\ y(k) = C^m x^m(k) \end{aligned} \quad (2.51)$$

Para dar solución de manera intuitiva a la función objetivo (2.51) se utiliza el método de solución vía lotes (Batch Approach) como en [27], se comienza por reescribir las restricciones de igualdad, en términos del estado medible $x(k)$ de manera recursiva [26], posteriormente, utilizando la ecuación de salida en (2.49) de manera iterativa se obtiene la trayectoria de salida a lo largo del horizonte de predicción, y se sustituye $x(k)$ en cada paso, obteniendo la ecuación representada en su forma matricial,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+N) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} C^m \\ C^m G^m \\ C^m G^{m2} \\ \vdots \\ C^m G^{mN} \end{bmatrix}}_{S_y} x^m(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0_{p \times m} & 0_{p \times m} & \cdots & 0_{p \times m} \\ C^m H^m & 0_{p \times m} & \cdots & 0_{p \times m} \\ C^m G^m H^m & C^m H^m & \cdots & 0_{p \times m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C^m G^{mN-1} H & C^m G^{mN-2} H & \cdots & C^m H^m \end{bmatrix}}_{S_r} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N-1) \end{bmatrix}}_{\Delta U_j} \quad (2.52)$$

donde,

$$S_y \in \mathbb{R}^{(N+1)p \times (n+p)}, \quad S_r \in \mathbb{R}^{(N+1)p \times (N \times m)}, \quad \Delta U_j \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times 1}.$$

Se reescribe (2.52) de forma compacta [26], definiendo las variables Y , S_y , S_r y ΔU_j ,

$$Y = S_y x^m(k) + S_r \Delta U_j. \quad (2.53)$$

A partir de la función objetivo (2.51) se pueden reescribir ambos términos de la sumatoria sustituyendo r por R_a , y a $y(k)$ por Y [26],

$$J_j(x_j, \Delta U_j) = (R_b - Y)' \bar{Q} (R_b - Y) + \Delta U_j' \bar{R} \Delta U_j, \quad (2.54)$$

donde,

$$\bar{Q} = \begin{bmatrix} Q & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Q & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N+1)p \times (N+1)p}, \quad \bar{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times (N \times m)},$$

luego se sustituye (2.53) en (2.54) y se simplifica y como resultado se obtiene una función cuadrática definida positiva,

$$J_j(x_j, \Delta U_j) = (R_b - S_y x^m(k))' \bar{Q} (R_b - S_y x^m(k)) - 2 \Delta U_j' S_r' \bar{Q} (R_b - S_y x^m(k)) + \Delta U_j' (S_r' \bar{Q} S_r + \bar{R}) \Delta U_j. \quad (2.55)$$

Por último, a partir de la función (2.55), el valor óptimo se obtiene calculando el gradiente e igualándolo a cero. Siguiendo el desarrollo presentado en [28], se obtiene:

$$\frac{\partial J_j(x_j, \Delta U_j)}{\partial \Delta U_j} = 0. \quad (2.56)$$

Dando solución a (2.56) en [26], se tiene entonces,

$$\Delta U_j = (S_r' \bar{Q} S_r + \bar{R})^{-1} S_r' \bar{Q} (R_b - S_y x^m(k)), \quad (2.57)$$

utilizando el principio de control por horizonte en retroceso [26], se tiene para el sistema aumentado,

$$u(k) = u(k-1) + \begin{bmatrix} I_{m \times m} & 0_{m \times m} & 0_{m \times m} & \cdots & 0_{m \times m} \end{bmatrix} \Delta U_j.$$

2.9.4. Restricciones del sistema en el diseño del MPC

Un aspecto importante es considerar las restricciones del sistema al diseñar un control, debido a que asegura el funcionamiento correcto del sistema o planta al que este es aplicado considerando sus limitaciones. Una de las principales ventajas por las que es conocido el MPC es por la capacidad de añadir las restricciones en su diseño [23]. Es posible considerar restricciones en la amplitud de la señal de control $u(k)$, en el incremento de la variación de la señal de control $\Delta u(k)$ y en la salida del sistema $y(k)$, regularmente, la forma más común y sencilla de considerar restricciones es saturando las señales [34], pero produce un bajo desempeño del control en lazo cerrado, sin embargo, en el MPC se añaden al problema de control óptimo y se obtiene la trayectoria de control óptima sujeta a estas. En este trabajo, debido a las características de la IM, solo se aplican las restricciones sobre la amplitud de la señal de control para no permitir que sobrepase la corriente máxima de la IM, con el fin de evitar riesgos de seguridad en la etapa de potencia y la IM. Se considera un límite inferior y superior para la señal de control:

$$u^{min} \leq u(k) \leq u^{max}. \quad (2.58)$$

Para todo el horizonte de predicción,

$$\begin{aligned} u^{min}(k) &\leq u(k) \leq u^{max}(k) \\ u^{min}(k+1) &\leq u(k+1) \leq u^{max}(k+1) \\ &\vdots \\ u^{min}(k+N) &\leq u(k+N) \leq u^{max}(k+N) \end{aligned} \quad (2.59)$$

Se puede reescribir de manera compacta (2.59) de la siguiente forma,

$$U^{min} \leq U_j \leq U^{max}. \quad (2.60)$$

Separadas cada una de las desigualdades para formular ambas restricciones se tiene,

$$\begin{aligned} -U_j &\leq U^{min} \\ U_j &\leq U^{max}, \end{aligned} \quad (2.61)$$

donde,

$$U^{min} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}' u^{min}; \quad U^{max} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}' u^{max}; \quad U^{min}, U^{max} \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times 1}.$$

Para aplicar (2.61) se necesita hacer una relación para añadir las restricciones en el MPC a través del vector $\Delta U_j = [\Delta u'(k) \quad \Delta u'(k+1) \quad \Delta u'(k+2) \quad \cdots \quad \Delta u'(k+N)]'$. Esto se hace de la siguiente manera,

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k). \quad (2.62)$$

Si para (2.62) se realiza un corrimiento en k a lo largo del horizonte de predicción con $k = 1, 2, \dots, N$ y escribiéndose en forma matricial se tiene que,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ u(k+2) \\ \vdots \\ u(k+N) \end{bmatrix}}_{U_j} = \underbrace{\begin{bmatrix} I_m \\ I_m \\ I_m \\ \vdots \\ I_m \end{bmatrix}}_{C_1} u(k-1) + \underbrace{\begin{bmatrix} I_m & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ I_m & I_m & 0 & \cdots & 0 \\ I_m & I_m & I_m & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ I_m & I_m & I_m & \cdots & I_m \end{bmatrix}}_{C_2} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N) \end{bmatrix}}_{\Delta U_j}. \quad (2.63)$$

Definiendo $C_1, C_2, \Delta U_j$ se reescribe (2.63) de manera compacta con base en (2.61), las restricciones quedan de la siguiente manera,

$$\begin{aligned} -C_2 \Delta U_j &\leq -U^{min} + C_1 u(k-1) \\ C_2 \Delta U_j &\leq U^{max} - C_1 u(k-1), \end{aligned} \quad (2.64)$$

donde, $C_1 \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times 1}$ y $C_2 \in \mathbb{R}^{(N \times m) \times (N \times m)}$. De (2.64), se reescriben ambas desigualdades con base en la representación hecha en programación cuadrática de la forma,

$$Ax \leq b, \quad (2.65)$$

definiendo a, $x = \Delta U_j$ y las matrices A, b como,

$$A = \begin{bmatrix} -C_2 \\ C_2 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} -U^{min} + C_1 u(k-1) \\ U^{max} - C_1 u(k-1) \end{bmatrix}.$$

La función objetivo en (2.51) ahora está sujeta a las restricciones de desigualdad (2.65),

$$\begin{aligned} J_j^*(x_j, \Delta U_j) &= \min_{\Delta U_j} \sum_{k=j}^{k+N-1} (r - y(k))' Q (r - y(k)) + \Delta u'(k) R \Delta u(k), \\ &\text{su.j.a.} \\ &x(k) = x_j \\ &x(k+1) = G^m x(k) + H^m \Delta u(k) \\ &y(k) = C^m x(k) \\ &Ax \leq b \end{aligned}$$

y dado que, esto implica un problema de programación cuadrática, se minimiza la función con base en el algoritmo de Hildreth [38].

Capítulo 3

Resultados en Simulación

En este capítulo se presenta la formulación y linealización del modelo matemático de la IM, el cual sirve como base para el diseño del MPC. También, se aborda la estimación del flujo de rotor y de la velocidad de deslizamiento del motor. Adicionalmente, se introduce una estrategia alternativa para la estimación del flujo de rotor mediante el diseño de un observador. Por otra lado, se complementa el diseño de los controladores PI con el criterio empleado para la selección de la frecuencia natural ω_n para cada lazo de control. Finalmente, se presentan los resultados de simulación de los esquemas de control desarrollados en el capítulo anterior, así como su comparación en términos de error de seguimiento.

3.1. Modelo dinámico de la IM y su linealización

El modelo matemático que describe el comportamiento dinámico de un motor de inducción en d - q en [7], se representa por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{di_{sd}(t)}{dt} = \omega_s(t)i_{sq}(t) + \frac{K_r}{r_\sigma\tau_r\tau_\sigma}\psi_{rd}(t) + \frac{1}{\tau_\sigma r_\sigma}u_{sd}(t) - \frac{i_{sd}(t)}{\tau_\sigma} \quad (3.1)$$

$$\frac{di_{sq}(t)}{dt} = -\omega_s(t)i_{sd}(t) - \frac{K_r}{r_\sigma\tau_\sigma}\omega_e(t)\psi_{rd}(t) + \frac{1}{\tau_\sigma r_\sigma}u_{sq}(t) - \frac{i_{sq}(t)}{\tau_\sigma} \quad (3.2)$$

$$\frac{d\psi_{rd}(t)}{dt} = \frac{L_h}{\tau_r}i_{sd}(t) - \frac{\psi_{rd}(t)}{\tau_r} \quad (3.3)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = -\frac{f_d}{J_m}\omega_m + \frac{3}{2}\frac{Z_p L_h}{L_r J_m}\psi_{rd}(t)i_{sq}(t) - \frac{T_L}{J_m} \quad (3.4)$$

$$\omega_s(t) = \omega_e(t) + \frac{L_h i_{sq}(t)}{\tau_r \psi_{rd}(t)} \quad (3.5)$$

donde, $r_\sigma = R_s + R_r K_r^2$, $K_r = \frac{L_h}{L_r}$, $\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{r_\sigma}$, $\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_s L_r}$, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\omega_e(t) = Z_p \omega_m(t)$

$\psi_{rd}(t)$ es el flujo de rotor en el eje d , $u_{sd}(t)$ y $u_{sq}(t)$ son los voltajes de entrada en el estátor en el marco de referencia d - q , $\omega_s(t)$, $\omega_m(t)$ y $\omega_e(t)$ son las velocidades síncrona, mecánica y eléctrica del rotor, respectivamente, $T_L(t)$ es el par de carga. Los parámetros del motor (R_s , R_r , L_h , L_r , L_s , Z_p) utilizados en este trabajo se presentan en la Tabla 3.1 y fueron tomados de [94].

De las ecuaciones (3.1) y (3.2) se puede notar que existe un acoplamiento entre las corrientes de estátor i_{sd} , i_{sq} , por lo que este modelo se considera un sistema no lineal. Como el control que se propone es lineal, entonces se realiza una linealización del sistema para diseñar el control, además, al trabajar con un sistema lineal se reduce el costo computacional durante la ejecución del control [7]. La técnica que se utiliza para obtener un modelo lineal de la IM es linealización por retroalimentación [37], para lo cual se necesita definir variables auxiliares de control,

$$\hat{u}_{sd} = u_{sd} + \frac{K_r}{\tau_r} \psi_{rd} + r_\sigma \tau_\sigma \omega_s i_{sq}, \quad (3.6)$$

$$\hat{u}_{sq} = u_{sq} - K_r \omega_e \psi_{rd} - r_\sigma \tau_\sigma \omega_s i_{sd}. \quad (3.7)$$

A partir de (3.6) y (3.7) y siguiendo el enfoque en [37], se linealiza a (3.1) y (3.2) obteniendo el modelo lineal para el control de corriente dado por,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_\sigma} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_\sigma r_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_\sigma r_\sigma} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{sd} \\ \hat{u}_{sq} \end{bmatrix}}_u \quad (3.8)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_C x$$

De (3.4) se tiene el modelo lineal para el control de velocidad. Para simplificar el diseño del control, el flujo de rotor se considera constante, debido a que en el funcionamiento nominal de la IM, el flujo de rotor converge a un valor constante en estado estacionario llamado ψ_{rd}^* [7], y T_L no se considera debido a que es un parámetro desconocido y se

simplifica el modelo dado por [58],

$$\underbrace{\dot{\omega}_m}_{\dot{x}} = \underbrace{(-f_d/J_m)}_A \underbrace{\omega_m}_x + \underbrace{K_t \psi_{rd}^*}_B \underbrace{i_{sq}}_u \quad (3.9)$$

$$\underbrace{\omega_m}_y = \underbrace{1}_C x$$

donde, $K_t = \frac{3}{2} \frac{Z_p L_h}{L_r J_m}$. Si se discretiza a (3.8) con tiempo de muestreo T_s , y a (3.9) con tiempo de muestreo T_{sW} , siendo $T_s \gg T_{sW}$, esto debido a que la dinámica del modelo de corriente es mucho más rápida que la dinámica del modelo de velocidad [79], en ambos casos se obtiene la representación del sistema general en (2.37), utilizada para el diseño del controlador MPC. En este trabajo, se toma a $T_s = 100\mu s$ y a $T_s W = 300\mu s$. Por último, para obtener el modelo aumentado en ambos sistemas para el diseño del controlador MPC con integrador, se sigue el procedimiento visto en la Sección 2.9.3, y en la Sección 2.9.4 se incluye la manera de agregar las restricciones en los problemas de control óptimo para los controladores.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Resistencia de estátor	R_s	6.03	Ω
Resistencia de rotor	R_r	6.085	Ω
Autoinductancia del rotor	L_r	0.5192	H
Autoinductancia del estátor	L_s	0.5192	H
Inductancia de magnetización	L_h	0.4893	H
Número de pares de polos	Z_p	1	-
Par Nominal	T_{enom}	7.4	Nm
Inercia rotacional	J_m	0.011787	Kgm^2
Coefficiente de fricción viscosa	f_d	0.3355	Nms/rad
Velocidad nominal	ω_{mnom}	1415	RPM
Flujo nominal	ψ_{snom}	1.0	Wb

Tabla 3.1: Tabla de parámetros empleados en la simulación

3.2. Cálculo de $\omega_{n,i}$ y $\omega_{n,w}$

Como se comentó en la Sección 2.7, el diseño de los controladores PI mediante asignación de polos requiere que la planta a controlar pueda representarse mediante un modelo de primer orden como en (2.25). Sin embargo, en el esquema FOC indirecto se utiliza una estructura de control en cascada compuesta por un controlador PI de velocidad y un controlador PI de corriente, conectados en serie. Por ello, la dinámica del lazo de control externo de velocidad depende tanto de la dinámica mecánica de la IM como de la dinámica del lazo interno de control de corriente para i_{sq} . Por lo tanto, la función de transferencia entre la velocidad mecánica ω_m y la referencia de corriente i_{sq}^* resulta en un sistema de tercer orden [7,79]. En [7] se realiza una aproximación de la función de transferencia $\frac{\Omega_m(s)}{I_{sq}^*(s)}$ a un modelo de primer orden, considerando que la dinámica del lazo interno de corriente es considerablemente más rápida que la dinámica del lazo externo de velocidad, siguiendo la relación mostrada en (2.36). Bajo esta condición, la dinámica del lazo interno de corriente puede despreciarse, obteniéndose la siguiente aproximación de primer orden para el lazo externo de velocidad:

$$\frac{\Omega_m(s)}{I_{sq}^*(s)} = \frac{K_t \psi_{rd}^*}{s + \frac{f_d}{J_m}}.$$

A partir de esta aproximación, la razón $\frac{f_d}{J_m}$ representa una frecuencia característica asociada a la dinámica mecánica de la IM. Por esta razón, la frecuencia natural del controlador PI de velocidad se selecciona proporcionalmente a dicha frecuencia característica como:

$$\omega_{n,w} = \kappa \frac{f_d}{J_m},$$

donde, $\kappa > 1$ es un factor que permite incrementar la rapidez de respuesta del sistema en lazo cerrado respecto de la dinámica mecánica de la planta. Finalmente, la frecuencia natural del lazo de control interno $\omega_{n,i}$ se determina mediante la relación dada en (2.36), garantizando una adecuada separación dinámica entre ambos lazos de control.

3.3. Estimación de la velocidad de deslizamiento

Se le conoce como deslizamiento a la diferencia de velocidad que existe entre la velocidad angular del campo magnético giratorio de estator ω_s , y la velocidad eléctrica angular de rotor ω_e ; esto se debe principalmente a la inercia y pérdidas que debe vencer el rotor, por lo cual disminuye ligeramente su velocidad [84]. Esta diferencia de velocidad es lo que

permite que los motores de inducción giren, por lo cual el rotor siempre va más lento, y esta relación se puede expresar en términos de la velocidad mecánica angular de rotor como,

$$\omega_m < \frac{\omega_s}{Z_p}.$$

De (3.5), se obtiene el estimador de la velocidad de deslizamiento para la IM; según [7], si para (3.3) la dinámica de flujo de rotor $\frac{d\psi_{rd}}{dt} = 0$, entonces se obtiene la solución de i_{sd} en estado estacionario en relación a ψ_{rd} , y se tiene que,

$$\psi_{rd}(t) = L_h i_{sd}(t),$$

sustituyendo a ψ_{rd} en (3.5), $\omega_s(t)$ queda expresada en función de las corrientes i_{sd} e i_{sq} y de la velocidad eléctrica angular ω_e , dado por,

$$\omega_s(t) = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}(t)}{i_{sd}(t)} + \omega_e(t).$$

Como se observa en los esquemas de control de la Figura 2.8 y la Figura 2.12, no se utilizan directamente las corrientes i_{sd} e i_{sq} , sino sus valores de referencia. Esto se debe a que las corrientes i_{sd} e i_{sq} contienen una cantidad considerable de ruido, especialmente i_{sd} [40,79], lo que afectaría la estimación de ω_s . En el caso de i_{sd} , esta se sustituye por $i_{sd}^* = \frac{1}{L_h} \psi_{rd}^*$, mientras que i_{sq} se sustituye por i_{sq}^* , cuyo valor es determinado por las señales de control de velocidad generadas por los controladores del lazo externo en cada esquema. Finalmente, el estimador de la velocidad de deslizamiento en tiempo discreto es,

$$\omega_s(k) = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^*(k)}{i_{sd}^*(k)} + \omega_e(k).$$

Para estimar $\theta_s(t)$ se realiza mediante la aproximación diferencial [7],

$$\frac{d\theta_s(t)}{dt} = \omega_s(t),$$

esto conduce a,

$$\theta_s(k) = \theta_s(k-1) + T_s \omega_s(k),$$

siendo $\theta_s(k)$ la estimación de la posición síncrona de flujo en tiempo discreto.

3.4. Estimación de flujo de rotor en lazo abierto

En general, los motores de inducción no incorporan sensores para la medición del flujo de rotor debido al incremento en el costo y a la dificultad asociada con la instalación de este tipo de sensores dentro de la estructura del motor. Por esta razón, el flujo de rotor no se mide físicamente, sino que se estima a partir del modelo matemático, empleando parámetros del motor y variables eléctricas disponibles para medición. Para una máquina de inducción con rotor de jaula de ardilla, la estimación en lazo abierto se realiza a partir de la dinámica del vector espacial del flujo de rotor en el marco de referencia $\alpha\beta$, dada por [79]:

$$\frac{d\vec{\psi}_r(t)}{dt} = R_r \frac{L_h}{L_r} \vec{i}_s(t) - \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_e(t) \right) \vec{\psi}_r(t), \quad (3.10)$$

donde, al descomponer $\vec{\psi}_r$ en sus componentes ortogonales en el plano complejo, se obtiene la notación compleja $\vec{\psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}$. Aplicando Euler hacia adelante para discretizar a (3.10), se tiene que,

$$\vec{\psi}_r(k) = \vec{\psi}_r(k-1) + T_s \left\{ R_r \frac{L_h}{L_r} \vec{i}_s(k) - \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_e(k) \right) \vec{\psi}_r(k-1) \right\},$$

o bien, para cada una de sus componentes en $\alpha\beta$ como,

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha}(k) &= \psi_{r\alpha}(k-1) + T_s \left[R_r \frac{L_h}{L_r} i_{s\alpha}(k) - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha}(k-1) - \omega_e(k) \psi_{r\beta}(k-1) \right] \\ \psi_{r\beta}(k) &= \psi_{r\beta}(k-1) + T_s \left[R_r \frac{L_h}{L_r} i_{s\beta}(k) - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta}(k-1) + \omega_e(k) \psi_{r\alpha}(k-1) \right]. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Finalmente, para la estimación del flujo de rotor en lazo abierto requerida por los esquemas de control, se aplica la transformada de Park a la ecuación (3.11), tomando $\gamma = \theta_s$, con el propósito de realizar el cambio al marco de referencia síncrono $d-q$, lo cual es equivalente a rotar el vector espacial $\vec{\psi}_r$ en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ en sentido horario un ángulo θ_s [7].

3.5. Estimación de flujo de rotor mediante observador robusto de orden reducido

Para garantizar la estabilidad en la estimación del flujo de rotor, ésta se realiza mediante la implementación de un observador de orden reducido [63]. Para ello, se parte del modelo

matemático de la IM presentado previamente en las ecuaciones (3.1) a (3.5), al definir los parámetros del modelo de la IM como: $\theta_1 = \frac{K_r}{r_\sigma \tau_r \tau_\sigma}$, $\theta_2 = -\frac{1}{\tau_\sigma}$, $\theta_3 = \frac{1}{\tau_\sigma r_\sigma}$, $\theta_4 = \frac{L_h}{\tau_r}$, $\theta_5 = -\frac{1}{\tau_r}$, $\theta_6 = -\frac{f_d}{J_m}$; también, se definen los términos del regresor no lineales del modelo como: $\xi_1 = \omega_s(t)i_{sq}(t)$, $\xi_2 = -\omega_s(t)i_{sd}(t) - \frac{K_r}{r_\sigma \tau_\sigma}\omega_e(t)\psi_{rd}(t)$, $\xi_3 = 0$ y $\xi_4 = K_t\psi_{rd}(t)i_{sq}(t)$; T_L no se considera debido a que es un parámetro desconocido. La nueva representación del modelo matemático de la IM está dado por:

$$\begin{aligned}\frac{di_{sd}(t)}{dt} &= \theta_1\psi_{rd}(t) + \theta_2i_{sd}(t) + \theta_3u_{sd}(t) + \xi_1(t), \\ \frac{di_{sq}(t)}{dt} &= \theta_2i_{sq}(t) + \theta_3u_{sq}(t) + \xi_2(t), \\ \frac{d\psi_{rd}(t)}{dt} &= \theta_4i_{sd}(t) + \theta_5\psi_{rd}(t), \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} &= \theta_6\omega_m(t) + \xi_4(t).\end{aligned}$$

Definiendo a $x_1(t) = i_{sd}(t)$, $x_2(t) = i_{sq}(t)$, $x_3(t) = \psi_{rd}(t)$, $x_4(t) = \omega_m(t)$, $u_1 = u_{sd}(t)$, $u_2 = u_{sq}(t)$, y reescribiendo el modelo en espacio de estado tomando como vector de estado $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t) \ x_4(t)]'$, el vector de control $u(t) = [u_1(t) \ u_2(t)]'$ y el vector de no linealidades $\xi(t) = [\xi_1(t) \ \xi_2(t) \ 0 \ \xi_4(t)]'$ se tiene que,

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} \theta_2 & 0 & \theta_1 & 0 \\ 0 & \theta_2 & 0 & 0 \\ \theta_4 & 0 & \theta_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \theta_6 \end{bmatrix}}_A x(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \theta_3 & 0 \\ 0 & \theta_3 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B u(t) + I\xi(t), \quad (3.12)$$

la salida del sistema se define por,

$$y(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_C x(t), \quad (3.13)$$

donde, $x \in \mathbb{R}^n$, $y \in \mathbb{R}^p$, $u \in \mathbb{R}^m$, I es una matriz identidad con dimensiones $I \in \mathbb{R}^{n \times n}$. Nótese que $C \in \mathbb{R}^{(p-1) \times n}$ debido a que el estado $x_3(t)$ no es medible. Para integrar la

estimación del observador en el esquema de control se requiere que el observador se diseñe en tiempo discreto, con base en (3.12) y tiempo de muestreo T_s se obtiene:

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) + T_s I \xi(k); \quad T_s > 0. \quad (3.14)$$

Al considerar un observador de la forma,

$$\hat{x}(k+1) = G\hat{x}(k) + Hu(k) + T_s LCe(k); \quad L \in \mathbb{R}^{n \times (p-1)}, \quad e(k) \in \mathbb{R}^n, \quad (3.15)$$

donde, $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ es la función de error propuesta.

La dinámica del error es, $e(k+1) = x(k+1) - \hat{x}(k+1) = (G - T_s LC)e(k) + T_s I \xi(k)$; si el par (G, C) es observable entonces existe una matriz de ganancias L , tal que, $(G - T_s LC)$ sea estable [88].

Para el análisis de estabilidad del observador se propone una función candidata de Lyapunov, la cual involucra al error $e(k)$ y se expresa como:

$$V(k) = e'(k)Pe(k); \quad P = P' > 0. \quad (3.16)$$

Para relacionar la dinámica del error con la función de Lyapunov se tiene que,

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) = e(k+1)'Pe(k+1) - e(k)'Pe(k). \quad (3.17)$$

Desarrollando (3.17) y representándola en su forma matricial se tiene,

$$\Delta V(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} e(k) \\ T_s I \xi(k) \end{bmatrix}'}_{Z(k)'} \underbrace{\begin{bmatrix} (G' - T_s C' L')P(G - T_s LC) - P & (G' - T_s C' L')P \\ P(G - T_s LC) & P \end{bmatrix}}_{S(P, L)} \underbrace{\begin{bmatrix} e(k) \\ T_s I \xi(k) \end{bmatrix}}_{Z(k)}. \quad (3.18)$$

Con el propósito de considerar el efecto de los términos no lineales del modelo, se asume que su dinámica se encuentra acotada, de modo que:

$$\|T_s I \xi(k)\|^2 \leq \delta. \quad (3.19)$$

Bajo esta consideración, se establece una condición de decrecimiento de la función de Lyapunov en tiempo discreto que permite analizar la estabilidad del sistema en presencia de no linealidades acotadas [89]:

$$\Delta V(k) + \alpha V(k) - \varepsilon \|T_s I \xi(k)\|^2 \leq 0, \quad \alpha > 0 \quad \varepsilon > 0 \quad (3.20)$$

donde, α y ε son coeficientes escalares que determinan la robustez del algoritmo [64]; α está asociado con la velocidad de convergencia del error, mientras que ε pondera la influencia de los términos no lineales acotados, afectando el tamaño de la región de convergencia del error [89]. Dado que la función de Lyapunov está definida por (3.16), la desigualdad (3.20) puede reescribirse en forma cuadrática como:

$$Z(k)' \underbrace{\begin{bmatrix} (G' - T_s C' L')P(G - T_s LC) - P + \alpha P & (G' - T_s C' L')P \\ P(G - T_s LC) & P - \varepsilon I_{n \times n} \end{bmatrix}}_{\tilde{S}(P, L, \alpha, \varepsilon)} Z(k) \leq 0 \quad . \quad (3.21)$$

Si $\tilde{S}(P, L, \alpha, \varepsilon) < 0$, entonces,

$$\Delta V(k) \leq -\alpha V(k) + \varepsilon \|T_s I \xi(k)\|^2.$$

Finalmente, utilizando la cota definida en (3.19), se obtiene que:

$$\Delta V(k) \leq -\alpha V(k) + \beta, \quad \beta = \varepsilon \delta \quad (3.22)$$

lo cual implica estabilidad últimamente uniformemente acotada (UBB, del inglés, Uniformly Ultimately Bounded) de la dinámica del error [89,90].

De manera complementaria, para el caso cuando, $V(k+1) = (1-\alpha)V(k) + \beta$, puede resolverse analíticamente (o mediante transformada Z), obteniéndose:

$$V(k) = (1-\alpha)^k V(0) + \frac{\beta}{\alpha} (1 - (1-\alpha)^k).$$

De la expresión anterior se observa que, si $|1-\alpha| < 1$, el término $(1-\alpha)^k \rightarrow 0$ en forma exponencialmente decreciente, y por lo tanto:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} V(k) = \frac{\beta}{\alpha},$$

obteniéndose que $V(k)$ converge a $\frac{\beta}{\alpha}$, confirmando la estabilidad últimamente acotada del error.

Para garantizar la estabilidad UBB, es necesario encontrar la matriz de ganancias L del observador y la matriz $P > 0$ tal que, se cumpla (3.22). Esto se logra, mediante el procedimiento de desigualdades lineales matriciales (LMI, del inglés, Linear Matrix

Inequality) [64]. Para ello, considere $\tilde{S}(P, L, \alpha, \varepsilon) < 0$ de la siguiente manera,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} (1 - \alpha)P - (G' - T_s C' L')P(G - T_s LC) & -(G' - T_s C' L')P \\ -P(G - T_s LC) & \varepsilon I_{n \times n} - P \end{bmatrix}}_{\tilde{S}_1} > 0. \quad (3.23)$$

De (3.23), se observa que el término $\tilde{S}_1(1, 1)$ es no lineal, por lo cual se aborda primero de manera independiente proponiendo una matriz $Q = Q' > 0$, como una cota positiva sobre el término no lineal basado en el principio de la definitud relativa entre matrices [65], con el fin de obtener la forma de una LMI, y se propone como,

$$(1 - \alpha)P - (G' - T_s C' L')P(G - T_s LC) > Q, \quad (3.24)$$

Reescribiendo a (3.24), y aplicándole complemento de Schur [66] se obtiene la siguiente inecuación,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} (1 - \alpha)P - Q & (G' - T_s C' L') \\ (G - T_s LC) & P^{-1} \end{bmatrix}}_{\tilde{S}_2} > 0, \quad (3.25)$$

el término $\tilde{S}_2(2, 2)$ es no lineal, por lo que se trata la desigualdad mediante una transformación congruente [67] sobre $\tilde{S}_2$. Considere una matriz simétrica no singular $M = \begin{bmatrix} I_{n \times n} & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix}$, tal que $M' \tilde{S}_2 M > 0$, en consecuencia, $\tilde{S}_2 > 0$. Lo anterior indica que la inecuación en (3.25) queda expresada en forma de desigualdad matricial bilineal (BMI, del inglés, Bilinear Matrix Inequality) [68] como,

$$\begin{bmatrix} (1 - \alpha)P - Q & (G' - T_s C' L')P \\ P(G - T_s LC) & P \end{bmatrix} > 0, \quad (3.26)$$

siendo bilineal en el par (P,L). Sin embargo, al considerar un cambio de variable [68], $Y=PL$, (3.26) queda expresada como,

$$\begin{bmatrix} P - \alpha P - Q & G'P - T_s C'Y' \\ PG - T_s YC & P \end{bmatrix} > 0 \quad (3.27)$$

que es una LMI, siendo lineal en las variables P e Y .

Por último, en (3.23) se sustituye el término $\tilde{S}_1(1, 1)$ por la matriz Q propuesta en (3.24), de modo que se obtiene una segunda BMI, siendo bilineal en el par (P, L) , dado por,

$$\begin{bmatrix} Q & -(G' - T_s C' L')P \\ -P(G - T_s LC) & \varepsilon I_{n \times n} - P \end{bmatrix} > 0 \quad (3.28)$$

Se utiliza el mismo cambio de variable $Y=PL$ para obtener la LMI,

$$\begin{bmatrix} Q & -G'P + T_s C'Y' \\ -PG + T_s YC & \varepsilon I_{n \times n} - P \end{bmatrix} > 0, \quad (3.29)$$

la cual es lineal respecto a P e Y .

La matriz de ganancias del observador se obtiene como $L = P^{-1}Y$, al resolver las LMIs para $Q > 0$, $P > 0$, $\alpha > 0$, $\varepsilon > 0$. Dado que esto implica un problema de programación semidefinida (SDP, del inglés, Semidefinite Program) [69], existen analizadores de LMI como CVX [70] disponible para el entorno de Matlab, que determina la matriz de ganancias L al ingresar las LMIs resultantes del análisis de estabilidad del observador, para este caso serían las inecuaciones (3.27) y (3.29).

3.6. Resultados en Simulink

Se utilizó el entorno de desarrollo de Matlab y Simulink, en el diseño y simulación de el esquema de control propuesto del FOC indirecto de la [Figura 2.8](#) (para el diseño de los controladores PI se aplicó la técnica de recálculo y seguimiento) y del esquema de control MPC en cascada de la [Figura 2.12](#) (se utilizó el controlador MPC con integrador y se le añadieron restricciones). Para evaluar el desempeño de cada control y poder hacer una comparación entre ellos, se establecieron los parámetros de simulación iguales; para el solucionador (solver) se seleccionó ode4 (Runge - Kutta) tipo paso fijo, y un tiempo de simulación de 2.5 s con tiempo de muestreo de simulación 1×10^{-5} s. Para garantizar el funcionamiento nominal de la IM se necesita que $\omega_m^* < \omega_{mnom}$, por lo cual se establece la velocidad de referencia a 100 *rad/s* en $t = 0.1$ s, y se invirtió a -100 *rad/s* en $t = 1.5$ s para inversión de giro del motor; además, para ambos esquemas de control se aplica un par de carga variable T_L a la IM de la siguiente manera: $T_L = 5\text{Nm}$ en $t = 0.5$ s, $T_L = 7\text{Nm}$ en $t = 1$ s, $T_L = 0\text{Nm}$ (sin par de carga) en $t = 1.2$ s, y $T_L = -5\text{Nm}$ en $t = 2.2$ s, manteniendo la siguiente relación $T_L < T_{enom}$. El flujo de rotor se mantiene constante en su valor nominal ψ_{snom} durante toda la simulación. Para el VSI, se considera a $U_{CD} = 520V$ en ambos esquemas de control.

3.6.1. Resultados en simulación del FOC indirecto

Los controles PI de corriente se diseñaron por asignación de polos, con sobre paso máximo $P_{omax} = 1\%$ y frecuencia natural $\omega_{ni} = 18 * \omega_{nW}$. Las ganancias para los controles de corriente son: $K_p = 136.05$ y $\tau_i = 0.9916$ ms.

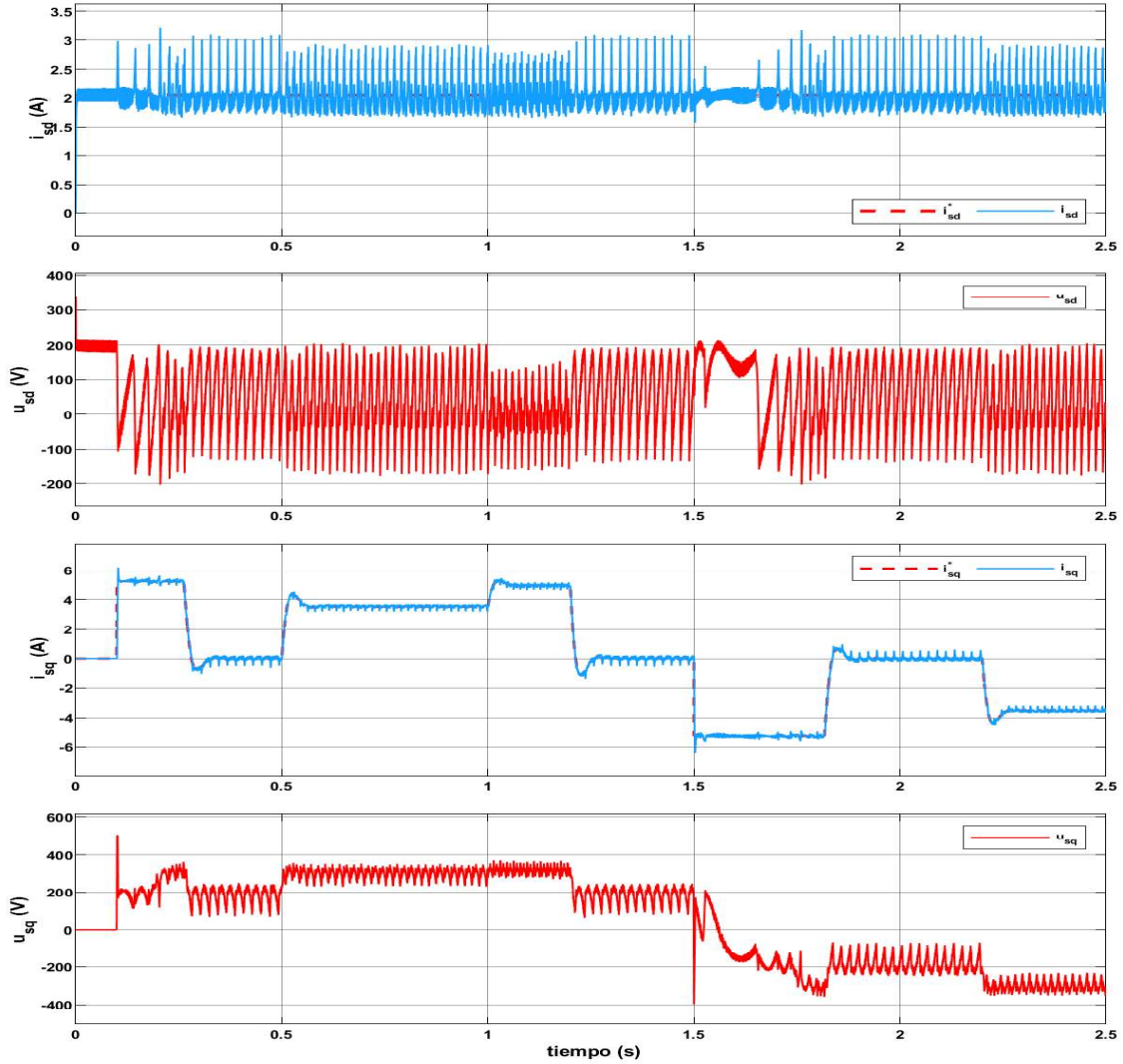


Figura 3.1: Respuesta del sistema al control PI de corriente. De arriba a abajo: corriente i_{sd} , voltaje u_{sd} , corriente i_{sq} , voltaje u_{sq}

El control PI de velocidad se diseñó por asignación de polos, con sobre paso máximo $P_{omax} = 1\%$ y frecuencia natural $\omega_{nW} = 3 * (f_d/J_m)$. Las ganancias para el control de velocidad son: $K_p = 0.9390$ y $\tau_i = 15.44 \text{ ms}$.

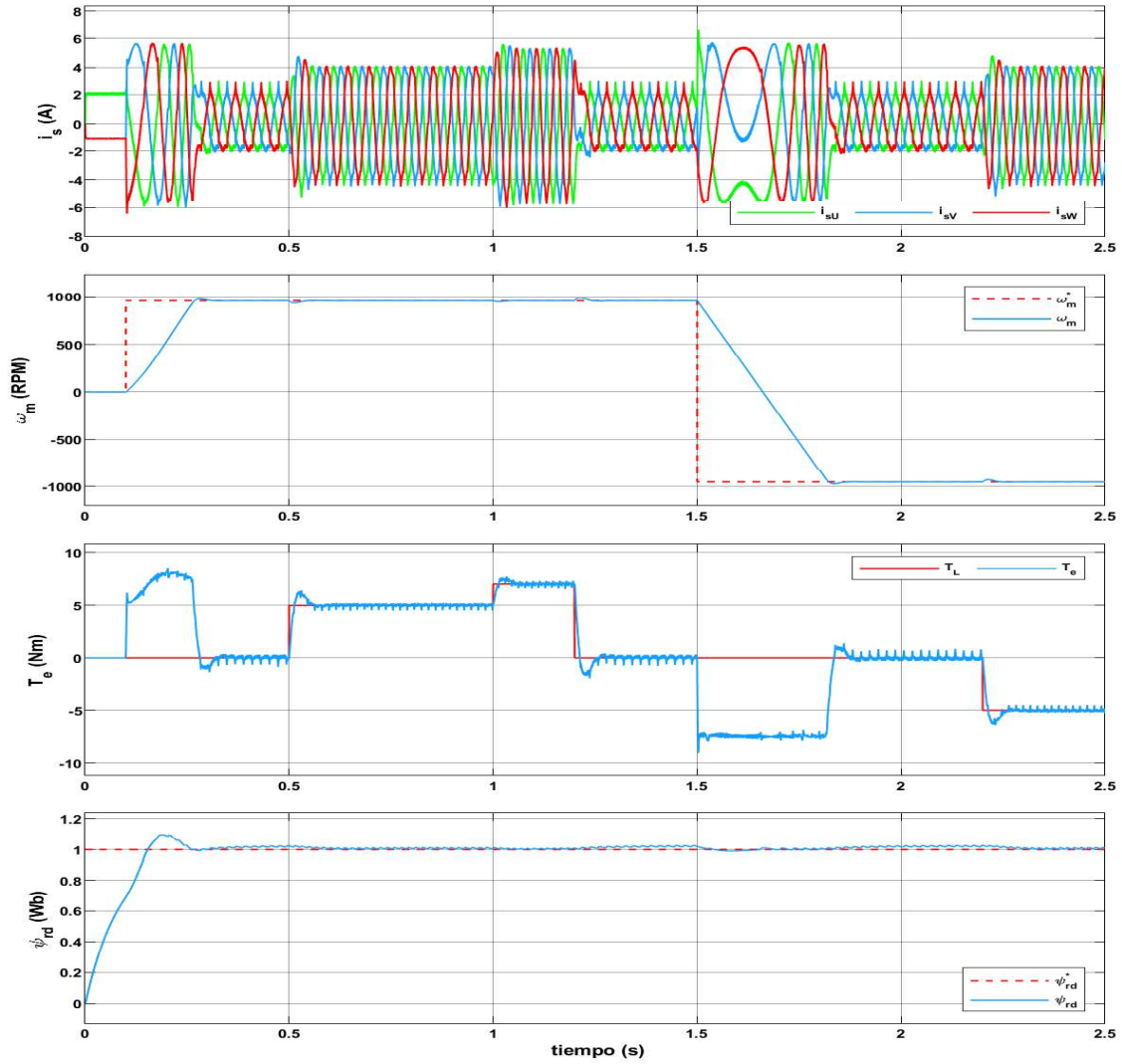


Figura 3.2: Respuesta del sistema al control PI de velocidad. De arriba a abajo: corriente de estator i_s , velocidad ω_m , torque T_e , flujo estimado de rotor $\hat{\psi}_{rd}$

Por último, se muestran los resultados en simulación del error correspondiente a cada una de las variables que realizan un seguimiento de referencia; aunque el flujo de rotor no realiza un seguimiento de referencia, sin embargo, se incluye en los resultados ya que se espera que converja a un valor en estado estacionario.

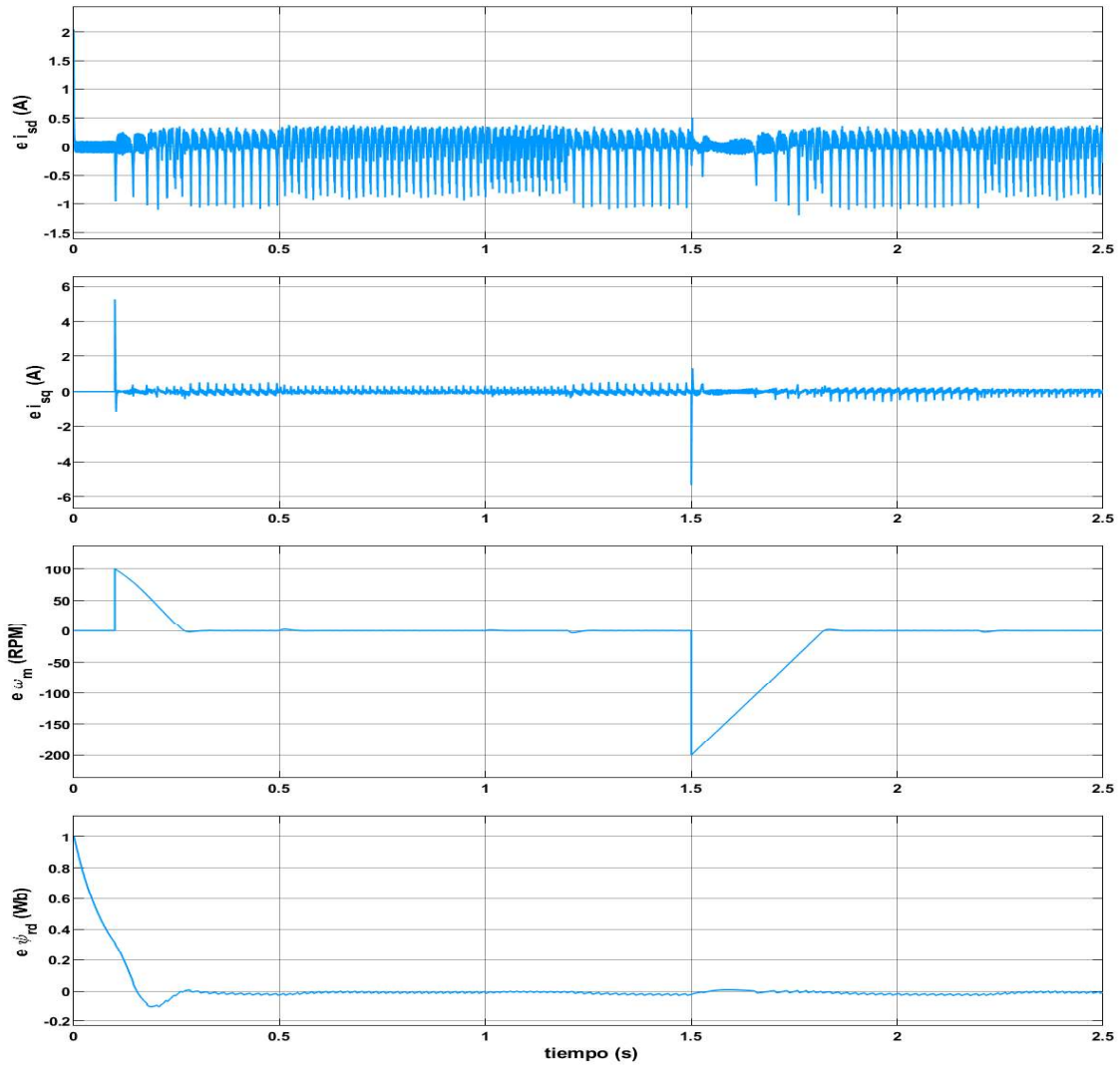


Figura 3.3: Error de seguimiento. De arriba a abajo: error de corriente i_{sd} , error de corriente i_{sq} , error de velocidad ω_m , error de flujo de rotor $\hat{\psi}_{rd}$

3.6.2. Resultados en simulación del MPC en cascada

Para el MPC de corriente, los parámetros de diseño son las matrices $Q = \begin{bmatrix} 60 & 0 & 0 & 60 \end{bmatrix}$ y $R = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$, las restricciones en magnitud de la señal de control es $u^{min} = -500$ (V), horizonte de predicción $N = 35$, se resuelve por el algoritmo de programación cuadrática de Hildreth en cada iteración.

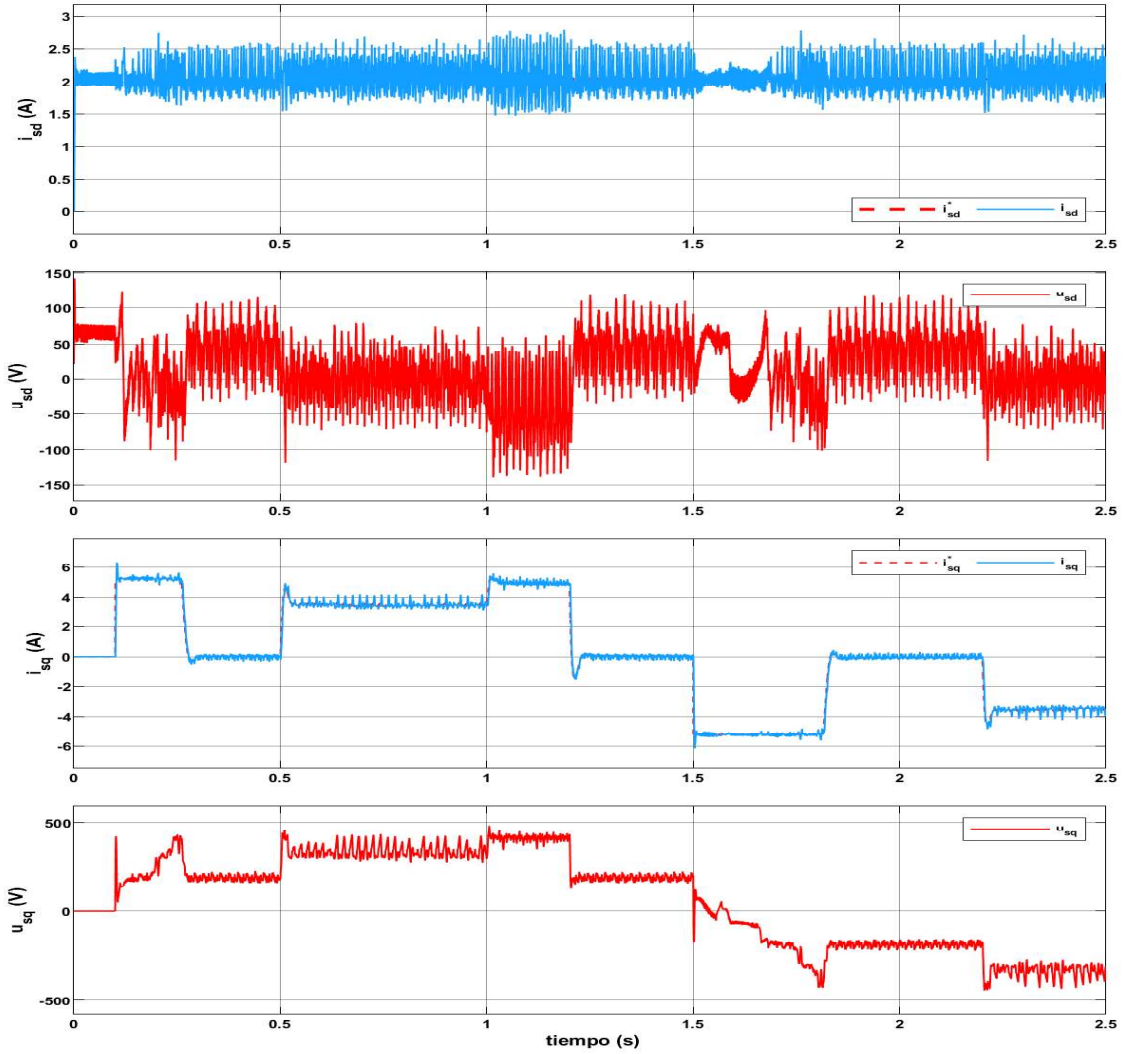


Figura 3.4: Respuesta del sistema al control MPC de corriente. De arriba a abajo: corriente i_{sd} , voltaje u_{sd} , corriente i_{sq} , voltaje u_{sq}

Para el MPC de velocidad, los parámetros de diseño son $Q = 1.1$ y $R = 1500$, las restricciones en magnitud de la señal de control es $u^{min} = -T_{enom} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{L_r}{L_h \psi_{rd}^*}$ (A), horizonte de predicción $N = 40$, se resuelve por el algoritmo de programación cuadrática de Hildreth en cada iteración.

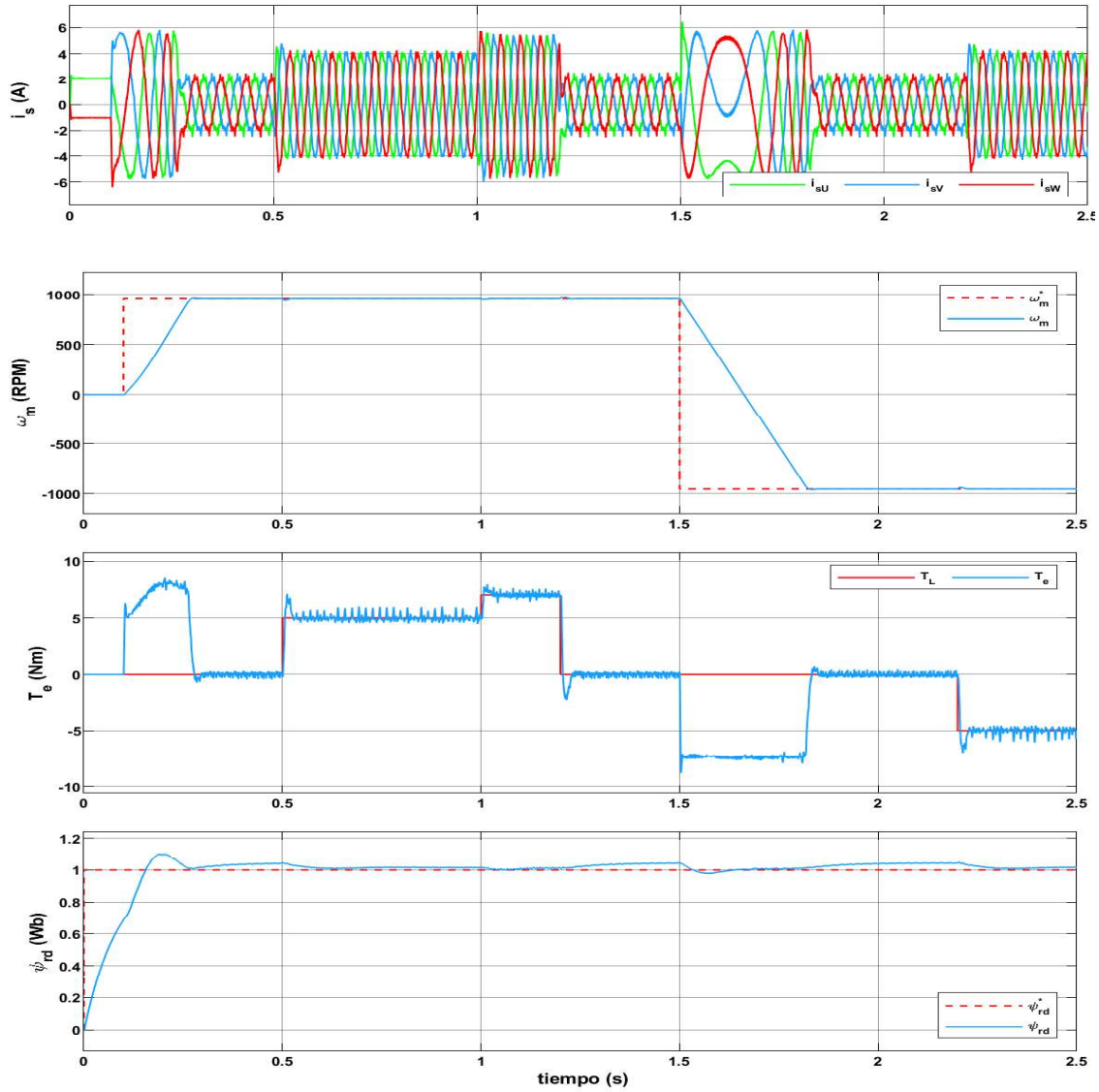


Figura 3.5: Respuesta del sistema al control MPC de velocidad. De arriba a abajo: corriente de estator i_s , velocidad ω_m , torque T_e , flujo estimado de rotor $\hat{\psi}_{rd}$

Por último, se muestran los resultados en simulación del error correspondiente a cada una de las variables que realizan un seguimiento de referencia; aunque el flujo de rotor no realiza un seguimiento de referencia, sin embargo, se incluye en los resultados ya que se espera que converja a un valor en estado estacionario.

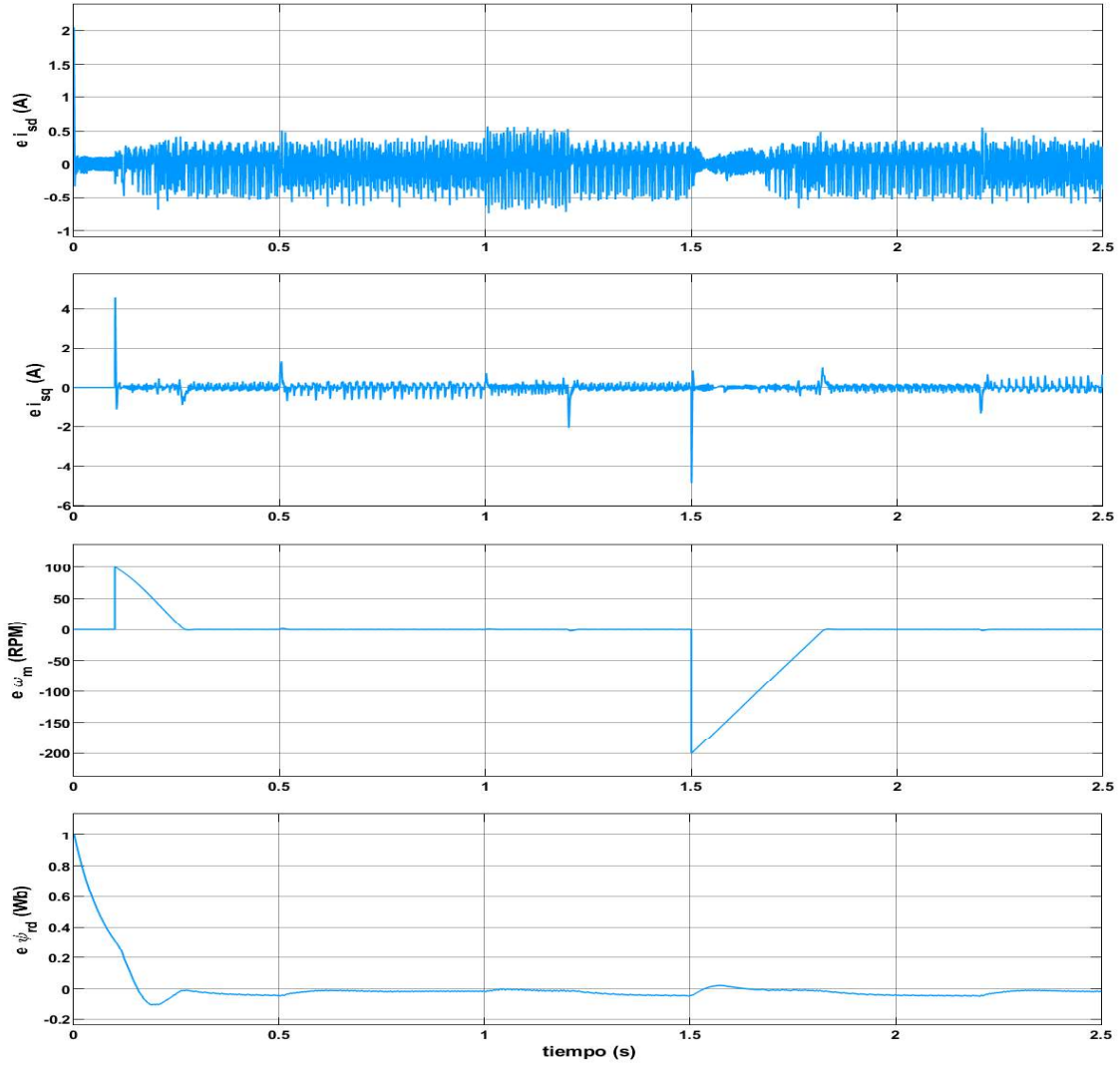


Figura 3.6: Error de seguimiento. De arriba a abajo: error de corriente i_{sd} , error de corriente i_{sq} , error de velocidad ω_m , error de flujo de rotor $\hat{\psi}_{rd}$

3.6.3. Resultados en simulación de la estimación del flujo de rotor mediante observador

En la Figura 3.7, se presentan los resultados en simulación obtenidos al sustituir la estimación del flujo de rotor en lazo abierto, descrita en la Sección 3.3, por la estimación basada en el observador diseñado en la Sección 3.4, en los esquemas de control.

Los parámetros de diseño del observador para ambos esquemas de control son: $\alpha = 1.6$, $\varepsilon = 6.825$, $T_s L = \begin{bmatrix} 0.9465 & 0 & 0; 0 & 0.9805 & 0; 0.0014 & 0 & 0; 0 & 0 & 0.9972 \end{bmatrix}$. Los polos del observador son: $\begin{bmatrix} 0.0340 & 0.9988 & 0 & 0 \end{bmatrix}'$.

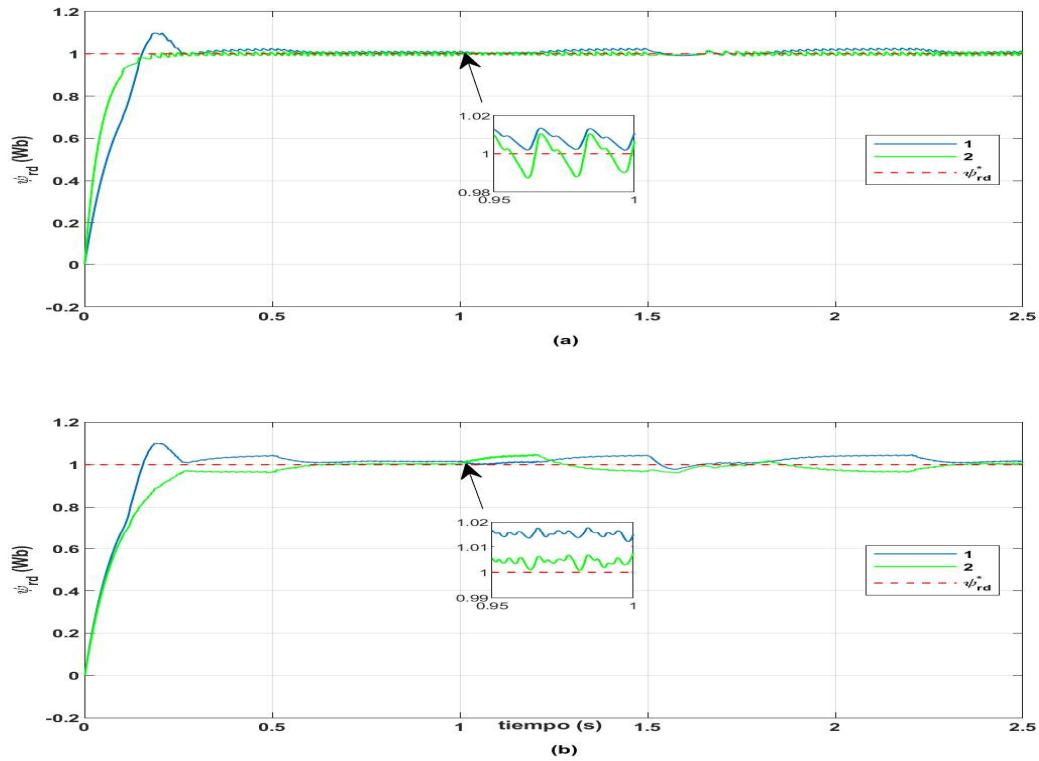


Figura 3.7: Estimación de flujo de rotor. Línea 1: estimación en lazo abierto. Línea 2: estimación mediante observador. (a) FOC indirecto. (b) MPC en cascada.

3.7. Conclusiones sobre los resultados en simulación de los esquemas de control

Los resultados de simulación para el control de corriente se muestran en la Figura. 3.1 y Figura. 3.4 para el esquema FOC indirecto basado en controladores PI y para el MPC en cascada, respectivamente. En ambos casos, las corrientes i_{sd} e i_{sq} siguen adecuadamente sus referencias durante los diferentes cambios de operación (transiciones de velocidad y la aplicación del par de carga T_L), lo que indica un desacoplamiento satisfactorio entre el control de flujo y el control de par. En el caso de la referencia de corriente i_{sd}^* para ambos esquemas se mantiene constante debido a que el flujo de rotor se regula alrededor de su valor nominal. Sin embargo, en el esquema basado en PI se observa para la corriente i_{sd} mayor rizado y la presencia de picos periódicos de corriente, especialmente durante las transiciones en i_{sq} y ante los cambios de operación. Dicho comportamiento también se refleja en la señal de control u_{sd} , donde aparecen oscilaciones de mayor amplitud. Por otra parte, la respuesta del sistema utilizando el MPC de corriente presenta una respuesta en i_{sd} con menor distorsión, especialmente se nota una reducción de los picos transitorios de corriente. La señal de control u_{sd} del esquema MPC presenta menores amplitudes de voltaje en comparación de u_{sd} del FOC indirecto. Sin embargo, exhibe variaciones más rápidas durante los cambios de operación, reflejando una dinámica de control más activa. Respecto a la componente i_{sq} , con el MPC de corriente se obtiene una respuesta más rápida, alcanzando el valor de referencia i_{sq}^* en menor tiempo respecto a los controladores PI, sin embargo, exhibe un sobreimpulso ligeramente mayor durante las transiciones de velocidad, así como un incremento del rizado cuando se aplica el par de carga. Utilizando el controlador PI se tiene una respuesta más amortiguada, aunque con una dinámica ligeramente más lenta. No obstante, en condición sin par de carga, muestra mayor rizado en comparación con la respuesta obtenida mediante el uso del MPC. Asimismo, las señales de control u_{sq} muestran diferencias importantes entre ambas estrategias. En el controlador PI aparecen saturaciones y cambios abruptos de amplitud, principalmente durante las transiciones rápidas de corriente, mientras que el MPC produce señales de control más suaves y con menor variación instantánea, contribuyendo a disminuir el rizado en las corrientes del estator, lo que sugiere una acción de control más eficiente y un mejor manejo de las restricciones dinámicas del sistema.

Los resultados de simulación para el control de velocidad se muestran en la Figura. 3.2

y Figura. 3.5 para el esquema FOC indirecto basado en controladores PI y para el MPC en cascada, respectivamente. En ambos casos, la velocidad mecánica ω_m sigue satisfactoriamente la referencia impuesta ω_m^* . Asimismo, en ambos esquemas de control, la acción integral incorporada en el diseño de los controladores contribuyó a mitigar la variación en la velocidad provocada por la aplicación del par de carga. Utilizando el MPC de velocidad se observa una mejor respuesta debido a que el sobreimpulso es menor.

En las gráficas del par electromagnético T_e se observa que para ambos esquemas se genera el par necesario para acelerar el motor y compensar los efectos debido al par de carga variable. La dinámica de T_e sigue una tendencia similar a la observada en i_{sq} , ya que esta componente es la principal responsable de la generación de par electromagnético.

El comportamiento del flujo de rotor se analiza a partir de la Figura 3.7, donde se comparan las estimaciones en lazo abierto y mediante un observador para esta variable. En ambos esquemas, las dos estrategias de estimación logran la convergencia a ψ_{rd}^* . Para el caso del FOC indirecto, mostrado en la Figura. 3.7 (a), la estimación en lazo abierto presenta un sobreimpulso inicial mayor y pequeñas oscilaciones durante el estado transitorio. Por otra parte, la estimación mediante observador exhibe una respuesta más rápida, aunque con mayor rizado. En la Figura. 3.7 (b), correspondiente al MPC en cascada, la estimación mediante observador presenta una mejor aproximación en estado estacionario respecto a la estimación en lazo abierto.

En general, ambos esquemas de control presentan un desempeño satisfactorio en el seguimiento de corrientes y velocidad del motor. No obstante, al utilizar controladores MPC se muestra un mejor desempeño, debido a que se obtiene menor distorsión en las corrientes, especialmente en i_{sd} , mientras que para i_{sq} la respuesta obtenida es muy similar a cuando se utilizan los controladores PI. Además, las señales de control generadas por los controladores MPC presentan menores amplitudes de voltaje. Particularmente, la señal u_{sq} exhibe un comportamiento más suave y sin saturaciones en comparación con la obtenida mediante los controladores PI.

3.7.1. Índice de error

Para poder realizar una comparación del desempeño de los controles simulados anteriormente, se sometieron las variables de estado i_{sd} , i_{sq} , ω_m y ψ_{rd} , a evaluación mediante RMSE por sus siglas en inglés Root Mean Square Error, el cual según [39], evalúa el error

de seguimiento entre un valor real y_{ref} (referencia), y , un valor estimado $\hat{y}$ (salida) para un tiempo definido de simulación expresado en muestras $k = 1, \dots, N$ siendo N el número total de muestras.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y_{ref}(k) - y(k))^2} \quad (3.30)$$

En la Tabla 3.2, se muestran los resultados de evaluar el error de seguimiento para corrientes y velocidad de cada uno de los controles.

Variable de estado	RMSE			
	Sin observador		Con observador	
	PI	MPC con integrador y restricciones	PI	MPC con integrador y restricciones
i_{sd}	0.2523	0.2075	0.2525	0.2092
i_{sq}	0.1603	0.2272	0.1598	0.2298
ω_m	44.3569	44.6423	44.3574	44.6466
ψ_{rd}	0.1295	0.1323	0.1295	0.1383

Tabla 3.2: Comparación del desempeño de los controles mediante RMSE

Los resultados muestran que el esquema que utiliza los controladores MPC con integrador y restricciones presenta un mejor desempeño en el seguimiento de la corriente i_{sd} , obteniendo menores valores de RMSE respecto al esquema que utiliza los controladores PI, tanto con como sin observador. Para la corriente i_{sq} , el controlador PI presenta valores de RMSE menores. En el caso de la velocidad ω_m y el flujo de rotor ψ_{rd} , ambos controladores presentan comportamientos muy similares, con diferencias poco significativas en los valores de RMSE. Aunque bajo esta métrica los controladores PI parecieran presentar mejores resultados en la mayoría de las variables, excepto en i_{sd} , también debe considerarse lo observado en las simulaciones, donde el uso de controladores MPC presenta ventajas importantes respecto a utilizar controladores PI, como una menor distorsión en las corrientes, menor sobreimpulso en la velocidad, y señales de control más suaves y de menor magnitud. Cabe mencionar que el uso del observador no modifica significativamente el comportamiento de las variables de estado en ninguno de los esquemas de control, como también se refleja en los valores de RMSE obtenidos. Sin embargo, como se indicó en la Sección 3.5, su función principal es garantizar estabilidad en la estimación del flujo de rotor.

Capítulo 4

Resultados Experimentales

En este capítulo se presenta la construcción de la plataforma experimental, describiendo los dispositivos que la integran. Asimismo, se describe el procedimiento de arranque en lazo abierto de la IM y se presentan los resultados experimentales obtenidos de la respuesta en velocidad durante la prueba realizada.

4.1. Construcción del banco de pruebas

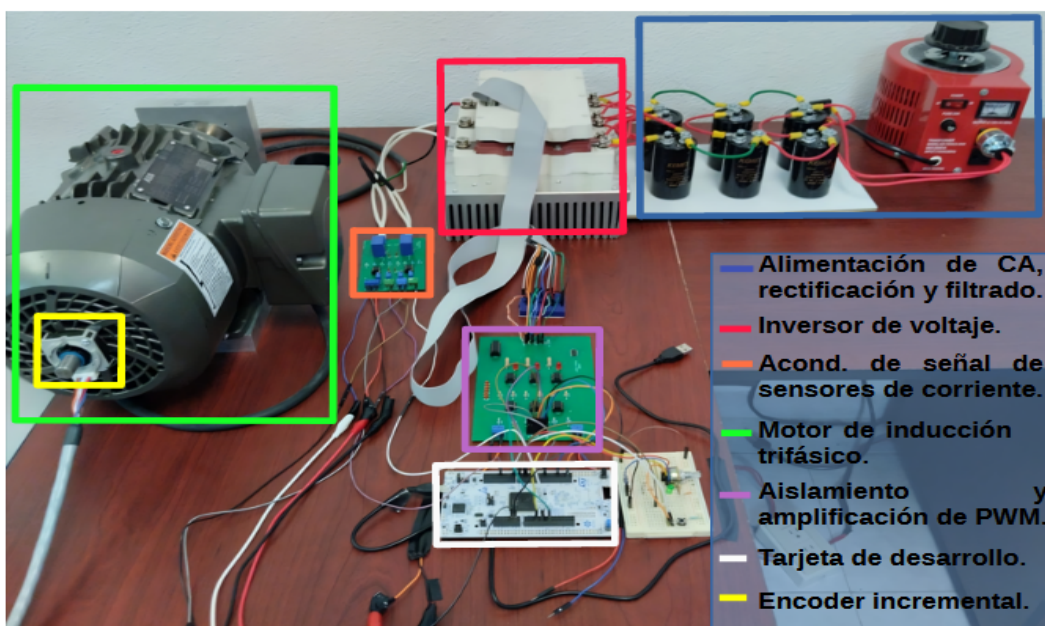


Figura 4.1: Banco de pruebas

Se construyó a partir de distintos componentes electrónicos y electromecánicos (variac, puente rectificador, capacitores, inversor de voltaje, sensores de corriente, encoder, tarjeta de desarrollo, IM) como se muestra en la [Figura 4.1](#), cuya selección es con base en ciertas especificaciones técnicas para que al interconectarlos funcionen correctamente, además de, permitir la implementación del esquema de control MPC en cascada de la [Figura 2.12](#).

4.2. Tarjeta de desarrollo STM32H7A3ZI

Es una tarjeta diseñada para múltiples aplicaciones experimentales que requieran de alto rendimiento en adquisición y procesamiento de datos y bajo consumo de energía. Entre algunas características de la STM32H7A3ZI mostrada en la [Figura 4.2](#), está basada en un núcleo Arm Cortex-M7 tipo RISC de alto desempeño que opera a 280 MHz, cuenta con una memoria flash de doble banco de 2 Mbytes y una memoria RAM de alrededor de 1.4 Mbytes siendo ambas memorias integradas de alta velocidad, también cuenta con dos ADC's que se configuran para una resolución de 16, 14, 12, 10 u 8 bits, dos DAC's que en total proporcionan tres canales que se configuran en 8 o 12 bits, cuenta con varios timers, de propósito general de 16 bits y 32 bits, y timers avanzados de 16 bits que proveen una salida complementaria. El microcontrolador de la tarjeta en encapsulado LQFP144 proporciona 168 pines GPIO, aunque físicamente en la tarjeta no están todos disponibles, estos pines son ocupados por distintas funciones ADC, DAC, DMA y protocolos de comunicación UART, I2C, SPI, OSPI y QSPI, también es posible configurarlos solo como salidas o entradas digitales con resistencia pull - up, pull - down o flotante y se encuentran disponibles a través de los conectores ST Morpho y Zio [55].

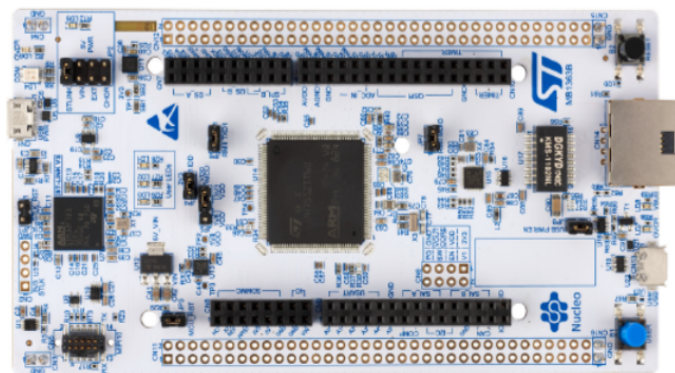


Figura 4.2: Vista superior de la tarjeta de desarrollo STM32H7A3ZI

Es un dispositivo indispensable del banco de pruebas, ya que es donde se programa el control MPC, la SVM, se adquieren los datos de los sensores de corriente, y de posición y velocidad de la IM medidos por el encoder. Para su programación y configuración de los puertos de la tarjeta se utilizó el entorno de desarrollo STM32CubeMonitor y las librerías HAL.

4.3. Motor de inducción trifásico tipo GP100 modelo 1LE22251AA314AA3

Esta IM de la marca ABB (Figura 4.3: a)) cuenta con nueve terminales que conforman los devanados del estátor y pueden conectarse en configuración en estrella para arranque en alto voltaje o doble estrella para bajo voltaje (Figura 4.3: b)). Algunos de los parámetros del motor se encuentran listados en la Tabla 4.1, y se obtuvieron de [54].

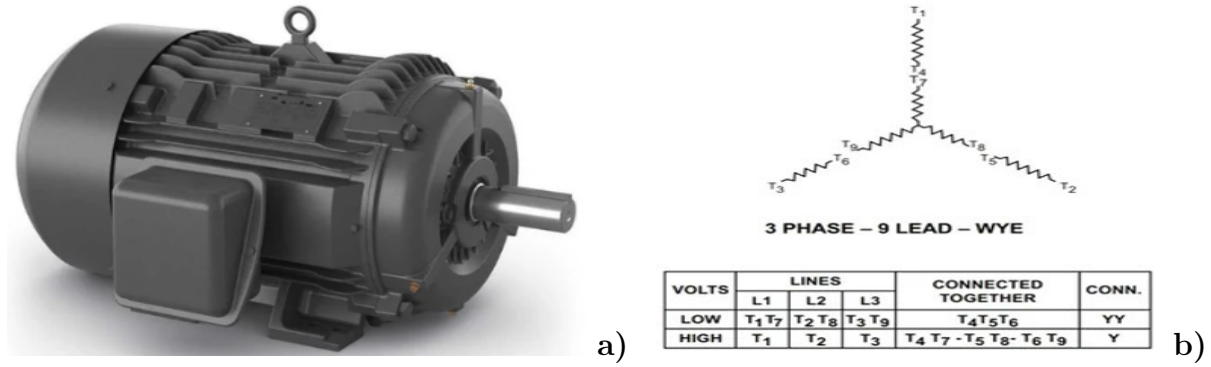


Figura 4.3: a) Motor de inducción trifásico, b) Diagrama de conexión

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje nominal (CA)	V_{nom}	230/460	V
Corriente nominal (CA)	I_{nom}	5.2/2.6	A
Corriente sin carga (CA)	I_{sc}	2.4/1.2	A
Velocidad nominal	ω_{mnom}	3495	RPM
Par nominal	T_{enom}	3.9319	N·m
Frecuencia	f	60	Hz

Tabla 4.1: Parámetros de la IM

4.4. Inversor de voltaje SKiiP 3 V3

El SKiiP 3 V3 mostrado en la [Figura 4.4](#), cuenta con tres módulos en configuración de medio puente utilizando IGBT's; entre algunas de sus características técnicas es que puede manejar un voltaje máximo V_{CES} para cada medio puente de hasta 1200V, corriente nominal $I_C = 6A$ y corriente de sobretensión $I_{FSM} = 3500A$ para un pulso no repetitivo con duración máxima de 10 ms y frecuencia de conmutación máxima $f_{SW} = 15KHz$ [53].

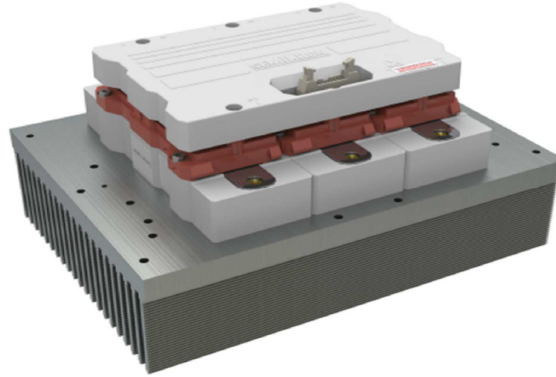


Figura 4.4: SKiiP 3 V3

En general, el uso que se le da a este tipo de inversores es que, a partir de señales PWM introducidas en los gates de los IGBT's se controle el voltaje entre sus terminales de colector y emisor, generando un sistema trifásico de voltaje en CA que se conecta a los devanados del estator de la IM para su alimentación y control como se muestra en la [Figura 2.5](#).

4.5. Encoder AMT333S

Es un modelo de encoder incremental de la marca same sky ([Figura 4.5](#)) sumamente práctico y de alta resolución. Entre algunas de sus características, este encoder puede adaptarse a distintos ejes desde 9 mm hasta 15.87 mm de diámetro y es de fácil instalación. Típicamente se alimenta a 5 V, y es resistente al polvo, la suciedad y el aceite. La resolución de cuadratura es ajustable con una resolución máxima de 4096 PPR. Utiliza tecnología de detección capacitiva que mejora el rendimiento del encoder al proporcionar precisión en la medición de la posición [56], lo cual es indispensable es la estimación del flujo de rotor.

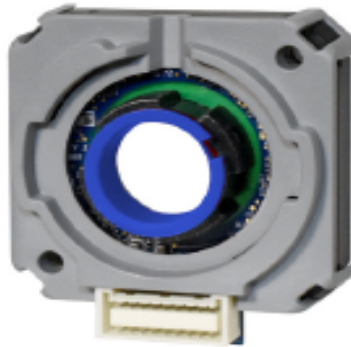


Figura 4.5: Encoder AMT333S

Ofrece salidas de cuadratura (A,B) y de conmutación (U,V,W) ambas con índice Z, las señales de cuadratura son utilizadas para estimar posición, velocidad y dirección del motor, y las de conmutación son aplicadas en motores BLDC para el control de giro del motor.

4.6. Acondicionamiento de señal para sensores de corriente

El sensor de corriente utilizado es CS0305B mostrado en la [Figura 4.6](#), el cual es capaz de medir una corriente nominal de $I_f = \pm 3A_{RMS}$; cuenta con salida de voltaje de CD: 0.5V a $-I_f$ y 4.5V a $+I_f$. Los pines 1 y 4 son de alimentación del sensor a 5V, el pin 3 es

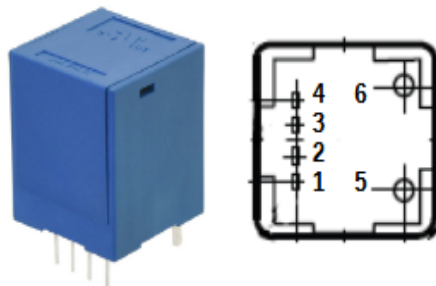


Figura 4.6: Sensor CS0305B

la salida de voltaje del sensor, y en los pines 5 y 6 se conecta la fase de corriente a medir [71]. Se utilizan dos sensores que estarán conectados a dos fases de la IM para la medición de la corriente, esto, debido a (2.3), y la corriente de la tercera fase se estimará a partir de la medición de la corriente de los dos sensores.

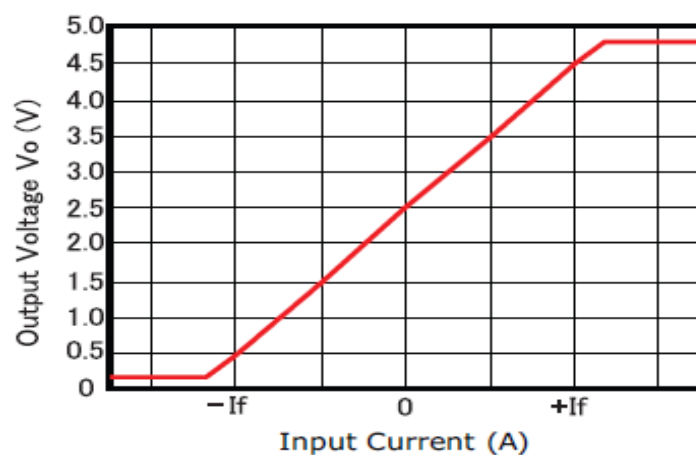


Figura 4.7: Voltaje de salida vs entrada de corriente del sensor CS0305B

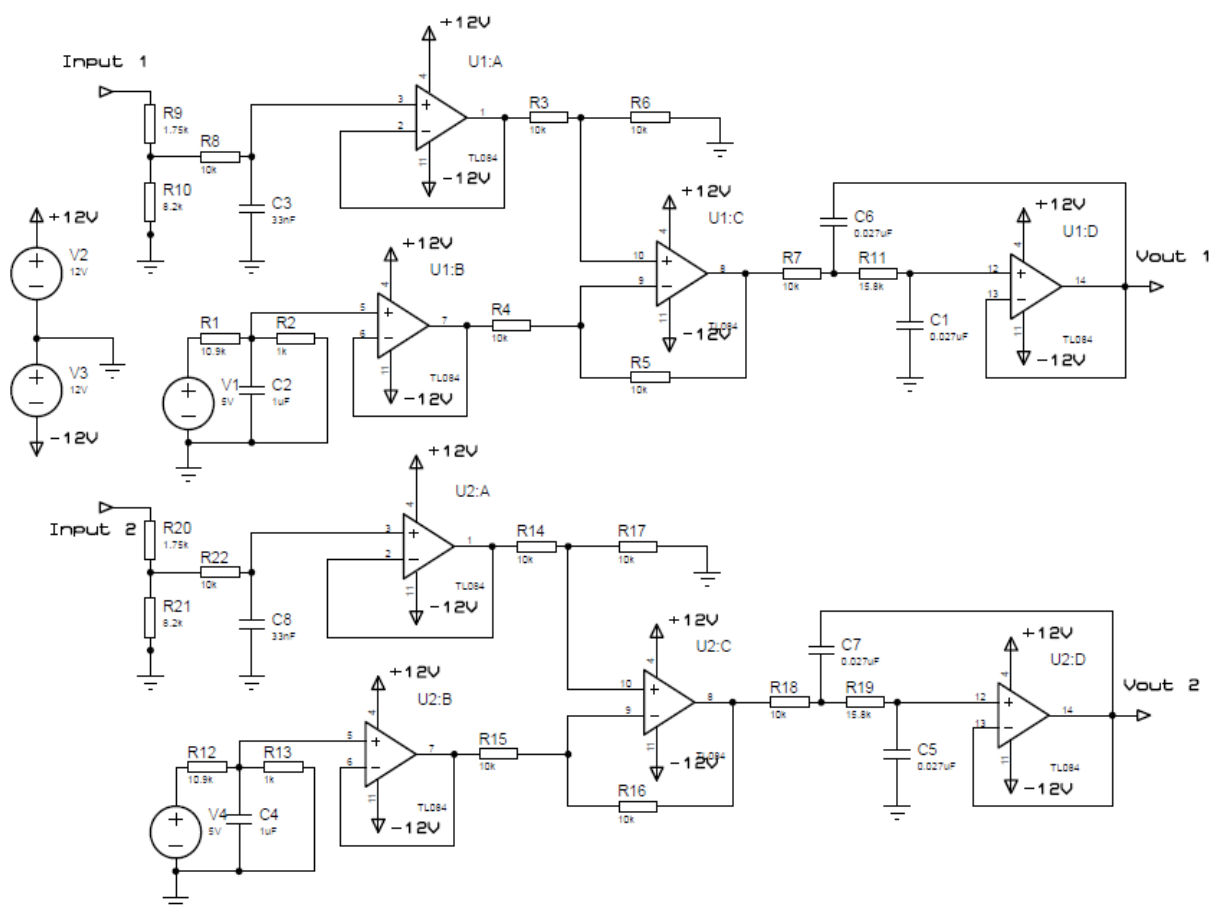


Figura 4.8: Circuito para acondicionamiento de señal de los sensores de corriente CS0305B

Como los pines GPIO de la tarjeta de desarrollo STM32H7A3ZI trabajan a un voltaje de 0V - 3.3V, entonces se realiza un ajuste en los niveles de voltaje de salida de los sensores de corriente (la Figura 4.7 muestra el comportamiento lineal del sensor para el rango de medición nominal, lo cual facilita el diseño del circuito de acondicionamiento de señal [71]) mediante el uso de divisores de voltaje, filtros RC y opamps TL084 en distintas configuraciones, como se observa en la Figura 4.8, para mantener un nivel estable de voltaje en el rango requerido por la tarjeta, y así obtener una lectura correcta del ADC. Las entradas al circuito de acondicionamiento de señal son Input 1 e Input 2 donde se conectan cada uno de los sensores de corriente y las salidas son V_{out1} y V_{out2} , respectivamente, donde se obtienen las señales acondicionadas de voltaje. Cabe mencionar que la desventaja de este circuito es la necesidad de utilizar una fuente bipolar. En la Figura 4.9, se ejemplifica el proceso a seguir para que mediante los sensores CS0305B y el cto. de la Figura 4.8, se obtenga una medición precisa de corriente y sea posible adquirir los datos por la tarjeta STM32H7A3ZI y cerrar el lazo de control de corriente.

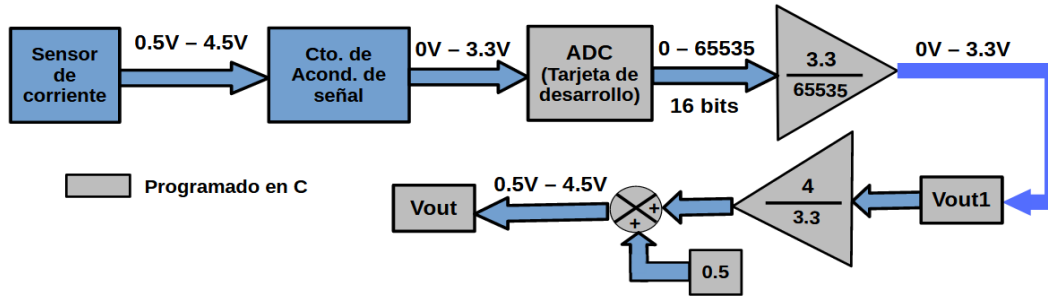


Figura 4.9: Diagrama a bloques para el acondicionamiento de la señal de los sensores CS0305B

Para el cálculo de la corriente medida por el sensor en RMS se tiene que:

$$I_f = 1.5 * (V_{out} - 2.5). \quad (4.1)$$

4.7. Aislamiento y amplificación de PWM

La SVM genera seis señales de PWM ($S_u, S_uN, S_v, S_vN, S_w, S_wN$) con una amplitud máxima de 3.3V que es el voltaje al que trabajan los puertos GPIO de la STM32H7A3ZI, sin embargo, el voltaje requerido por el SKiip 3 V3 es de 15v en sus terminales de control; por esto es necesario realizar un acondicionamiento de estas señales ajustándolas al voltaje requerido por el inversor. Para ello se utiliza el IC MC14504B que permite realizar cambios

de niveles lógicos de voltajes TTL a CMOS en uno de sus dos modos [51], permitiendo que cuando la STM32H7A3ZI envíe 0V que traducido es un '0' lógico, el MC14504B también enviará 0v y cuando la tarjeta envíe un '1' lógico, es decir, 3.3v, el MC14504B enviará 15V. Una de sus desventajas es que requiere de dos fuentes de voltaje, de alimentación Vcc a 5v y VDD a 15 V que es el nivel lógico de voltaje CMOS de salida.

Por otra parte, debido a que en el inversor de voltaje se manejan voltajes y corrientes mayores a las que se tienen en la tarjeta de desarrollo, se mantiene aislada la etapa de control de la etapa de potencia mediante el uso de seis optoacopladores uno por cada señal de la SVM, el IC utilizado para ello es el 6N137 que permite tener aislamiento eléctrico entre dos circuitos [52], de esta manera, se evita que algún transitorio en el inversor viaje hasta la etapa de control dañando alguno de los puertos de la tarjeta STM32H7A3ZI o dañándola completamente.

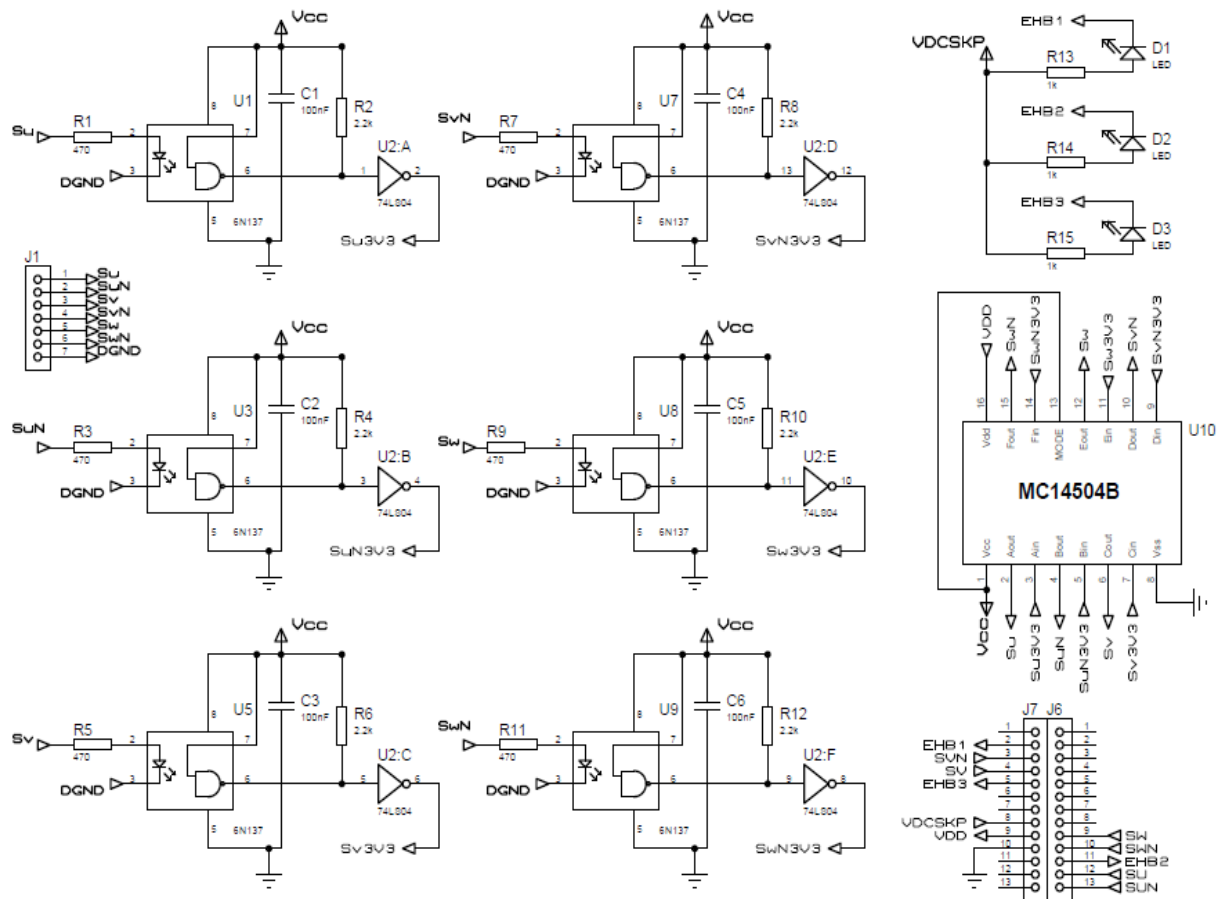


Figura 4.10: Circuito para aislamiento y amplificación de los pulsos PWM

Se diseñó un circuito electrónico (Figura 4.10) que interconecta los optoacopladores y el IC MC14504B para obtener una interfaz de comunicación entre la tarjeta y el inversor de voltaje, con la capacidad de proporcionar aislamiento y amplificación de las señales PWM generadas por la tarjeta. El circuito también cuenta con tres LED's que se conectan a tres salidas a colector abierto del inversor (EHB1, EHB2 y EHB3) para verificar que no existen errores o fallas en las conexiones del inversor si se encuentran encendidos y apagados en caso de una conexión incorrecta.

Por último, en la Figura 4.11 se tiene el modelo 3D del circuito de aislamiento y amplificación de las señales PWM generado en Proteus 8 donde fue diseñado y simulado.

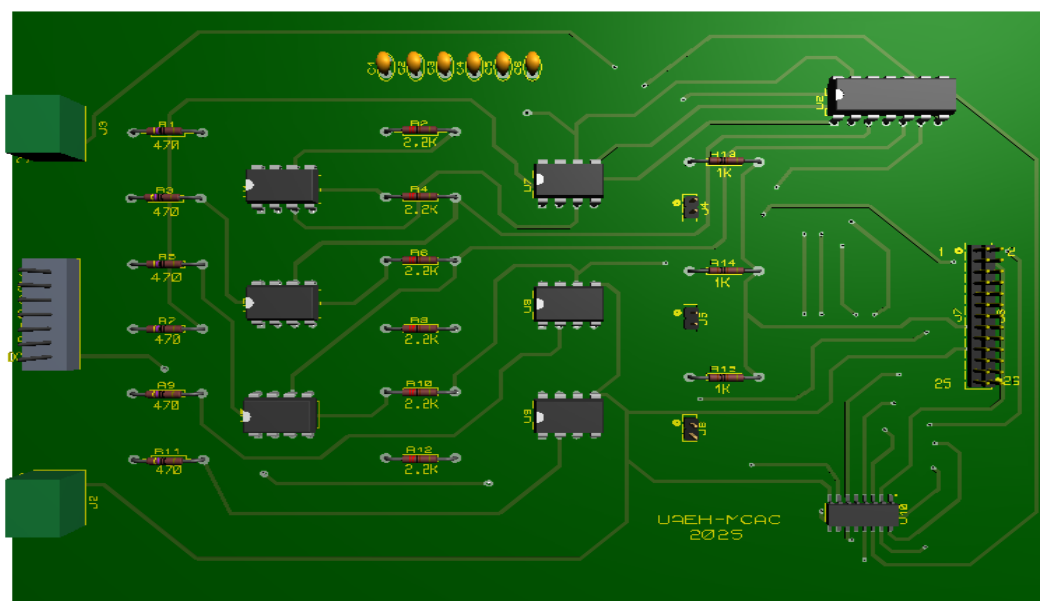


Figura 4.11: Diseño en 3D

4.8. Señales SVM-PWM

La Figura 4.12 muestra los ciclos de trabajo generados mediante la técnica de modulación por vectores espaciales (SVM), los cuales son empleados para sintetizar las señales de conmutación del inversor de voltaje trifásico (VSI). Dichos ciclos de trabajo presentan un comportamiento sinusoidal y un desfase de 120° eléctricos entre fases, permitiendo aproximar un sistema trifásico balanceado. La generación de las señales PWM se implementa en la tarjeta de desarrollo STM32 mediante el algoritmo de modulación SVM, considerando

la configuración del VSI. Como resultado, se obtienen las señales de conmutación para los IGBT del nivel superior y sus correspondientes señales complementarias para el nivel inferior.

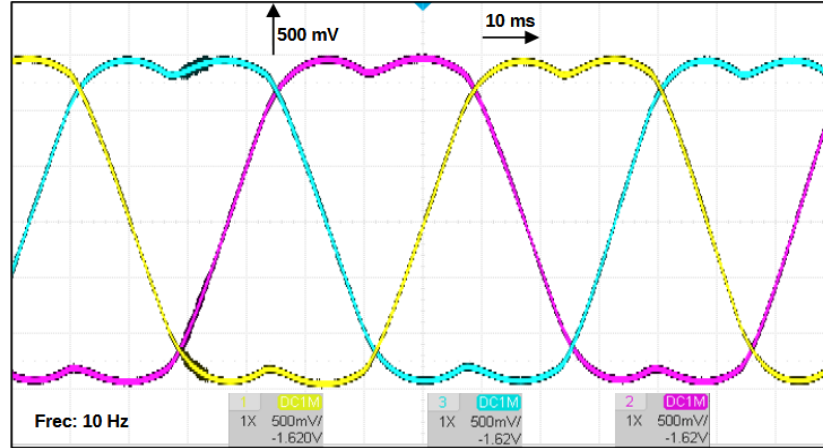


Figura 4.12: Ciclos de trabajo generados mediante la técnica SVM.

En la [Figura 4.13](#) se presentan las señales PWM trifásicas del nivel superior obtenidas a partir de los ciclos de trabajo calculados mediante la estrategia SVM. Estas señales son utilizadas para controlar los interruptores de potencia del VSI con una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

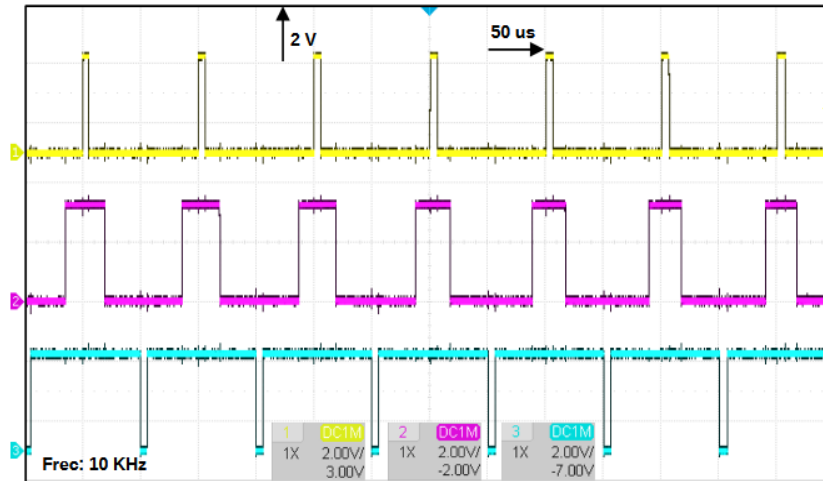


Figura 4.13: Señales PWM trifásicas generadas a partir de la modulación SVM. Línea 1: S_u . Línea 2: S_v . Línea 3: S_w .

Por otra parte, la [Figura 4.14](#) muestra la señal PWM correspondiente a la Fase U,

denotada como S_u , junto con su señal complementaria S_uN . Puede observarse que ambas señales operan de forma complementaria para accionar los interruptores superior e inferior de un mismo medio puente del inversor.

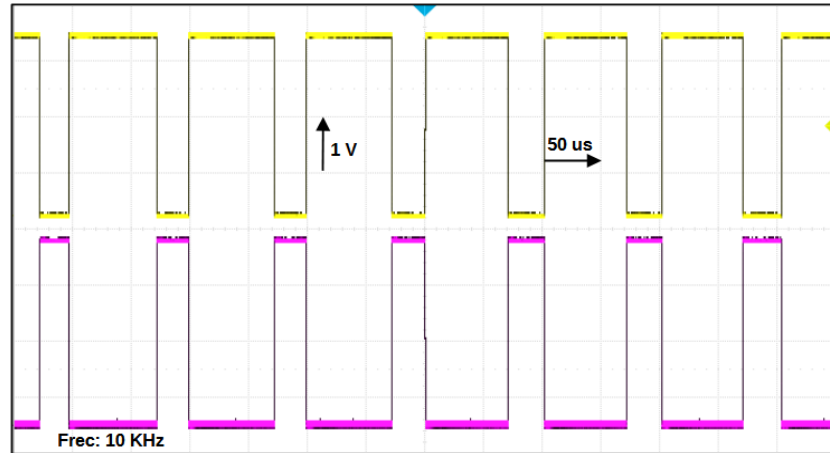


Figura 4.14: Señal PWM S_u (línea amarilla) y su señal complementaria S_uN (línea morada).

Finalmente, en la Figura [Figura 4.15](#) se observa la inserción de tiempo muerto entre las señales complementarias. La implementación de este tiempo muerto resulta necesaria para evitar la conducción simultánea de los interruptores pertenecientes a un mismo medio puente del inversor, condición que podría provocar un cortocircuito en el enlace de corriente directa debido a la configuración de medio puente de los IGBT. En este trabajo se implementó un tiempo muerto de 400 ns entre cada señal PWM y su respectiva señal complementaria.

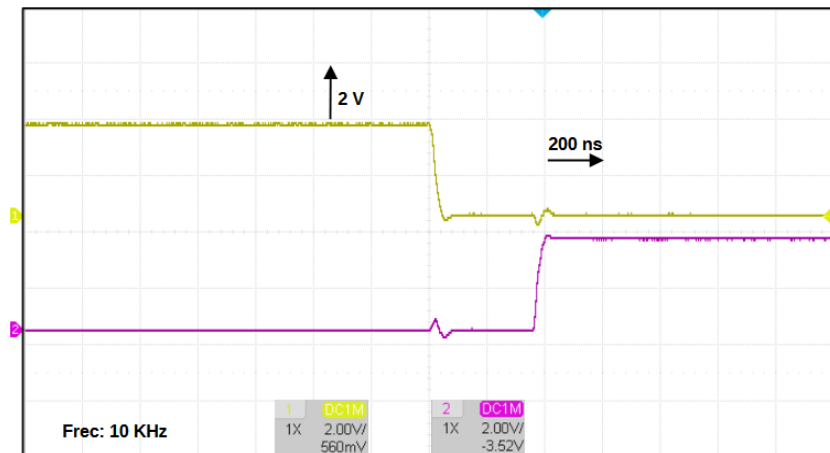


Figura 4.15: Inserción de tiempo muerto entre las señales complementarias.

4.9. Arranque en lazo abierto

En este tipo de arranque la IM se controla de manera similar a un motor CD cuando se regula su velocidad por PWM a través de algún transistor. En el caso de la IM se utiliza una técnica de PWM conocida como SVM, que se aplica en sistemas donde se trabaja con CA. El procedimiento general es el siguiente, el fasor de corriente total de la máquina de inducción se convierte en un vector espacial a través de transformadas de marco de referencia, permitiendo el control independiente de par y flujo. A partir de esto, el controlador calcula una referencia de voltaje que se sintetiza mediante SVM, la cual usa vectores espaciales de tensión y los aplica a un inversor de voltaje mediante PWM, logrando eficiencia energética y operación del motor en una región lineal. En general, este tipo de arranque requiere emular un generador trifásico con la capacidad de modificar en magnitud y frecuencia el voltaje aplicado a la IM para controlar su velocidad. Además, es posible considerar un arranque suave aumentando gradualmente la frecuencia del generador trifásico, lo que limita la corriente en el arranque y reduce el esfuerzo mecánico en el eje del motor [59].

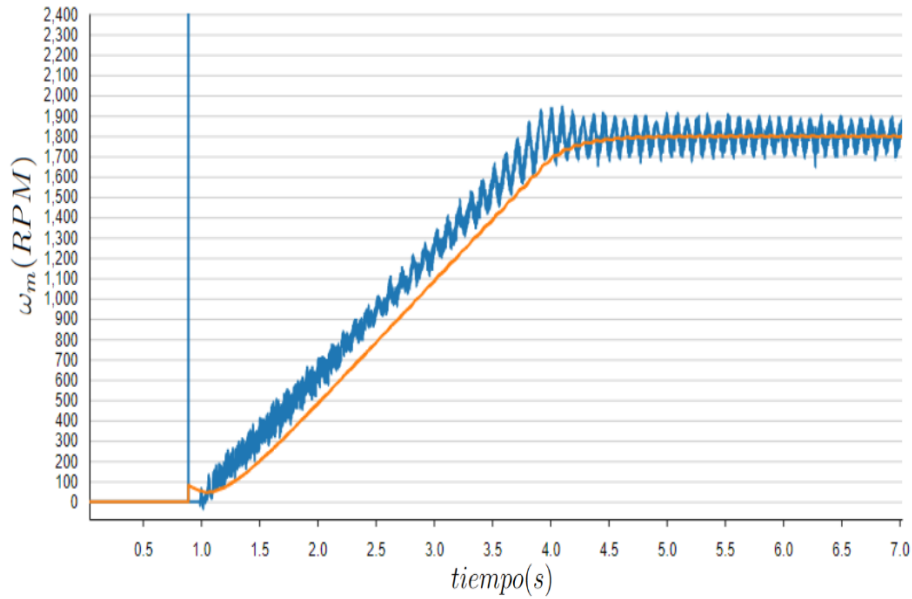


Figura 4.16: Medición de la velocidad de la IM

En la [Figura 2.5](#), se observa que en las compuertas de los IGBT's es donde se ingresan las señales PWM (S_u , S_uN , S_v , S_vN , S_w , S_wN), que a la vez permiten que cada medio puente del inversor en conjunto genere el sistema trifásico que se conecta a los devanados

del estátor para arrancar el motor y controlarlo.

Se realizó de manera experimental el arranque en lazo abierto sin par de carga de la IM 1LE22251AA314AA3 utilizada en este trabajo de tesis, y mediante el uso de un encoder incremental se estimó la velocidad del motor como se muestra en la [Figura 4.16](#), donde se observa que a pesar de no tener acoplada una carga al eje del motor el arranque en velocidad es suave.

Entre algunas de sus características listadas en la Tabla 4.1 para este motor, se observa que la velocidad máxima que alcanza es 3495 RPM, sin embargo, esto se logra en condiciones de operación óptimas a un voltaje nominal en CA de 230 V o lo que es equivalente a un voltaje en CD $U_{CD} = 325$ V a una frecuencia de 60 Hz; en la [Figura 4.12](#), la estimación media de velocidad es de aproximadamente 1800 RPM, esto debido a que solo se cuenta con una línea de voltaje en CA de 127 V o lo que es equivalente a un voltaje en CD $U_{CD} = 179$ V, y debido a la relación voltaje - frecuencia que debe considerarse para todas las IM se optó por manejar una frecuencia de 30 Hz, esto con el fin de mantener un flujo constante de rotor [58] para el correcto funcionamiento de la IM.

Por otra parte, en la [Figura 4.17](#) se muestran las corrientes de estátor obtenidas a partir de las señales proporcionadas por el circuito de acondicionamiento de señal descrito en la Sección 4.6, las cuales fueron adquiridas mediante el ADC de la tarjeta STM32H7A3ZI. Debido a que el accionamiento emplea una estrategia de arranque suave, incrementando gradualmente la frecuencia a razón de 1 Hz cada 100 ms, la corriente de arranque se mantiene limitada y la saturación de los sensores ocurre únicamente durante intervalos reducidos, produciendo un efecto de saturación en las señales de corriente. También, durante el estado transitorio se observa una mayor afectación en la estimación de I_{sW} , calculada a partir de la relación (2.3), debido a los errores y el ruido presentes en las mediciones de I_{sU} e I_{sV} . Aunque se implementó un circuito de acondicionamiento de señal para adaptar las salidas de los sensores al rango de entrada del ADC y atenuar el ruido de medición, éste no puede eliminarse por completo, por lo que parte del mismo ingresa a la tarjeta STM32 y afecta las señales adquiridas. Adicionalmente, las rápidas variaciones de corriente presentes durante el estado transitorio, junto con posibles imprecisiones asociadas al proceso de conversión del ADC, generan una mayor distorsión en esta corriente estimada. Una vez alcanzado el estado estacionario, las corrientes presentan un comportamiento estable y la estimación de I_{sW} mejora considerablemente, como se observa en la [Figura 4.18](#).

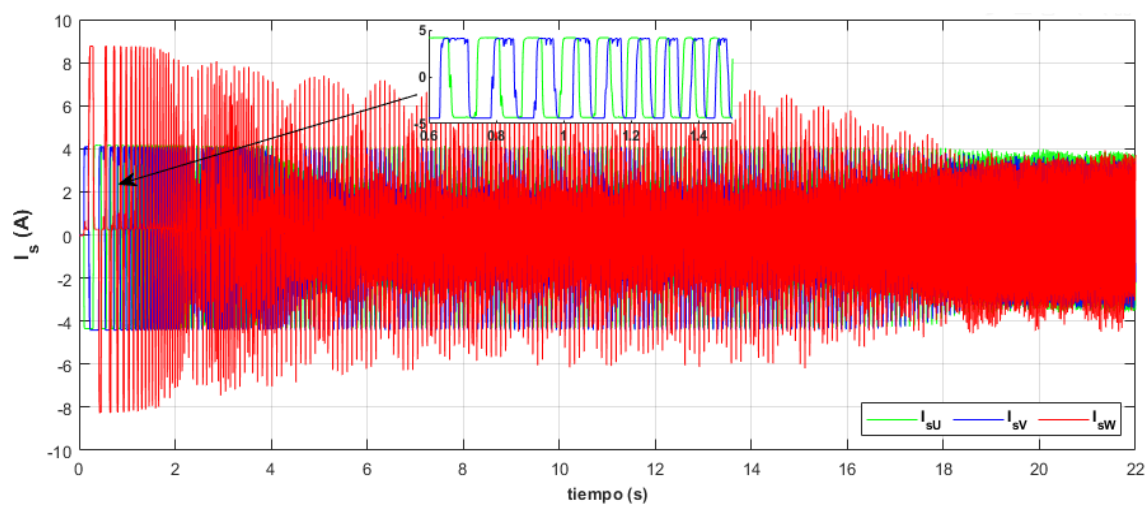


Figura 4.17: Medición de las corrientes de estátor desarrolladas por la IM

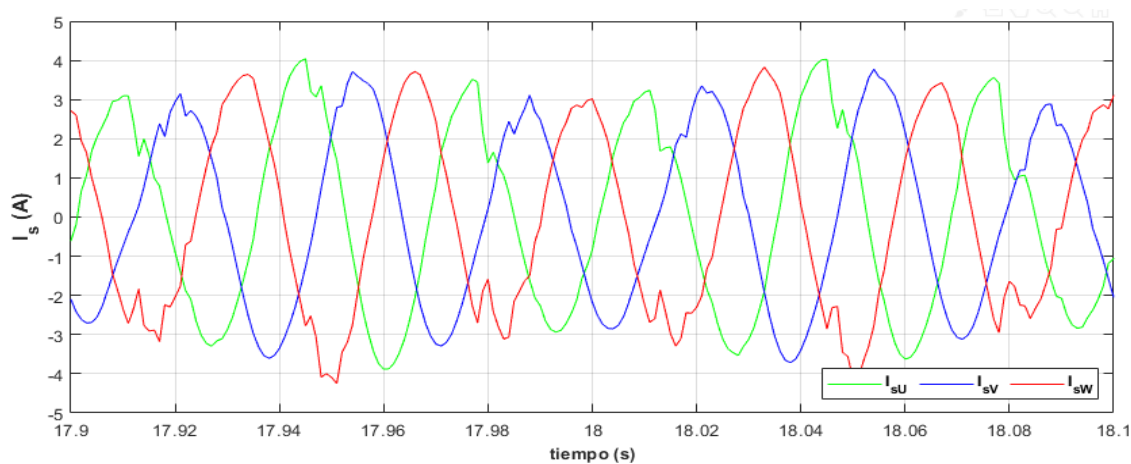


Figura 4.18: Corrientes de estátor en estado estacionario

Capítulo 5

Conclusiones

El presente trabajo de tesis concluyó con el diseño y validación en simulación de un controlador predictivo basado en modelo (MPC), con acción integral y manejo de restricciones, para el control de velocidad y corriente de una máquina de inducción. Asimismo, se realizó la instrumentación del banco de pruebas mostrado en la Sección 4.1 y se logró el arranque en lazo abierto del motor de inducción trifásico 1LE22251AA314AA3 utilizado en las pruebas experimentales presentadas en la Sección 4.9.

En los capítulos anteriores se presentó, en primer lugar, una introducción al MPC mediante diagramas de bloques y analogías orientadas a facilitar la comprensión del lector. Además, se abordaron conceptos generales relacionados con la máquina de inducción y sus principales aplicaciones. Posteriormente, se desarrollaron los fundamentos teóricos de los esquemas de control FOC indirecto (Figura 2.8) y MPC en cascada (Figura 2.12), los cuales permiten integrar controladores PI y MPC para la regulación de las corrientes eléctricas y de la velocidad del motor. De igual forma, se describió el procedimiento de diseño de los controladores considerados.

También se presentó el modelo matemático no lineal de la IM en el marco de referencia d - q , aplicando posteriormente una técnica de linealización mediante retroalimentación para obtener modelos lineales de corriente y velocidad empleados en el diseño del controlador predictivo. A partir de dichos modelos, se implementaron en simulación los esquemas de control estudiados, cuyo desempeño en seguimiento de referencia fue evaluado mediante la comparación de resultados de simulación y el cálculo del RMSE.

Los resultados obtenidos en simulación mostraron que el esquema MPC en cascada presentó un desempeño satisfactorio en la regulación de velocidad y corrientes, obteniendo

respuestas con menor distorsión, y menor amplitud en las señales de control respecto al esquema basado únicamente en controladores PI. Asimismo, el esquema del MPC implementado permitió obtener un adecuado seguimiento de referencia debido a la incorporación de una acción integral en el diseño del controlador, mientras que el manejo de restricciones permitió limitar las señales de control de acuerdo con las condiciones físicas del sistema.

Por otra parte, la construcción de la plataforma experimental permitió integrar el sistema de control basado en la tarjeta de desarrollo de STM, así como la implementación de la estrategia de modulación SVM-PWM, la etapa de potencia correspondiente al VSI, los sensores de corriente y velocidad, y los circuitos de acondicionamiento necesarios para la adquisición y procesamiento de señales. Esto permitió validar experimentalmente el procedimiento de arranque en lazo abierto mediante la estrategia Voltaje/Frecuencia, obteniendo una respuesta adecuada en velocidad para las condiciones de operación consideradas.

Finalmente, aunque la implementación experimental del controlador MPC no pudo concluirse dentro del tiempo disponible para el desarrollo de este trabajo, los resultados obtenidos en simulación y la instrumentación realizada establecen una base sólida para trabajos futuros orientados a la implementación experimental completa del esquema de control predictivo en tiempo real.

Bibliografía

- [1] Richalet, J., Rault, A., Testud, J. L., & Japon, J. (1978). Model predictive heuristic control: Application to industrial processes. *Automatica*, 14(5), 413–428.
- [2] Camacho, E. F., & Bordons, C. (1999). *Model Predictive Control* (Cap. 1). Springer-Verlag London Ltd.
- [3] Clarke, D. W. (1988). Application of generalized predictive control to industrial processes. *IEEE Control Systems Magazine*, 122, 49–55.
- [4] Cutler, C. R., & Ramaker, B. L. (1979). Dynamic matrix control: A computer control algorithm. *AIChE 86th National Meeting*.
- [5] García, C. E., & Morshedi, A. M. (1986). Quadratic programming solution of dynamic matrix control (QDMC). *Chemical Engineering Communications*, 461–3, 73–87.
- [6] Clarke, D. W., Mohtadi, C., & Tuffs, P. S. (1987). Generalized predictive control. Part I: The basic algorithm. *Automatica*, 23(2), 137–148.
- [7] Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., & Ng, K. (2015). *PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons.
- [8] Rodríguez Lozoya, R. J., & Vásquez León, R. (2025). *Análisis del desempeño de motores de inducción trifásicos* (1.^a ed.). Universidad Juárez Autónoma de Tabasco.
- [9] Nahon Pacheco-Chica, W., & Santos-Moreira, K. D. (2020). Análisis tecnológico de motor de inducción trifásico tipo jaula de ardilla. *Dominio de las Ciencias*, 6(5, Especial), 291–303.

- [10] Marino, R., Tomei, P., & Verrelli, C. M. (2010). *Induction motor control design*. Springer Science & Business Media.
- [11] Beltrán, A., Rumbo, J., Azcaray, H., Santiago, K., Calixto, M., & Sarmiento, E. (2019). Simulación y control de la velocidad y par electromagnético de un motor de inducción trifásico: Un enfoque a vehículos eléctricos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 19, 308–320.
- [12] Cáceres, G. B., Ferramosca, A., Gata, P. M., & Martín, M. P. (2023). Model predictive control structures for periodic on–off irrigation. *IEEE Access*, 11, 51985–51996.
- [13] Fares Palma, Á. D., & González Gómez, H. P. (2018). *Desarrollo de un módulo de pruebas de diagnóstico para motores trifásicos BAZUU 4651/4 en la Empresa Pública de Transporte de Pasajeros* (Trabajo de titulación, Universidad Politécnica Salesiana, Sede Quito).
- [14] Gabriel, R., Leonhard, W., & Nordby, C. J. (1980). Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-16(2), 186–192.
- [15] Takahashi, I., & Noguchi, T. (1985). A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. *1985 Annual Meeting Industry Applications Society*, 496–502.
- [16] Mirzaeva, G., & Mo, Y. (2023). Model predictive control for industrial drive applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 59(6), 7897–7907.
- [17] Santos, T. B. D., Oliani, I., Figueiredo, R., Albieiro, D., Pelizari, A., & Sguarezi Filho, A. J. (2023). Robust finite control set model predictive current control for induction motor using deadbeat approach in stationary frame. *IEEE Access*, 11, 13067–13078.
- [18] Yan, L., Dou, M., Hua, Z., Zhang, H., & Yang, J. (2018). Optimal duty cycle model predictive current control of high-altitude ventilator induction motor with extended minimum stator current operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(8), 7240–7251.
- [19] Zhang, Y., Yin, Z., Li, W., Liu, J., & Zhang, Y. (2021). Adaptive sliding-mode-based speed control in finite control set model predictive torque control for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(7), 8076–8087.

-
- [20] Yan, L., & Song, X. (2020). Design and implementation of Luenberger model-based predictive torque control of induction machine for robustness improvement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 2257–2262.
- [21] Maeder, U., Borrelli, F., & Morari, M. (2009). Linear offset-free model predictive control. *Automatica*, 45(10), 2214–2222.
- [22] Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna* (5.^a ed.). Pearson.
- [23] Universidad Politécnica Salesiana. (2021). *Análisis de rendimiento de un controlador predictivo basado en modelo lineal en procesos afectados por no linealidades de tipo estático* [Tesis de maestría inédita]. Universidad Politécnica Salesiana.
- [24] Camacho, E., & Bordons, C. (2004). Control predictivo: pasado, presente y futuro. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI)*, 1(3), 1697–7912.
- [25] Neila Jiménez, O. M. (2015). *Modelado y control predictivo de una planta de regulación de nivel* [Tesis de maestría inédita]. Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla.
- [26] Wang, L. (2009). *Model predictive control system design and implementation using MATLAB®*. Springer London.
- [27] Borrelli, F., Bemporad, A., & Morari, M. (2017). *Predictive control for linear and hybrid systems*. University of Cambridge.
- [28] Chapra, S. C. (2007). *Métodos numéricos para ingenieros* (5.^a ed.). McGraw-Hill.
- [29] Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., & Ng, K. (2015). *PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons.
- [30] Camacho, E. F., & Bordons, C. (2013). *Model predictive control*. Springer.
- [31] Duesterhoeft, W. C., Schulz, M. W., & Clarke, E. (1951). Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2), 1248–1255.

- [32] Park, R. H. (1929). Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis—Part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3), 716–727.
- [33] Gómez, S. (2009). *Control de máquinas de inducción sin la utilización de sensores de variables mecánicas* [Tesis de maestría]. Universidad Nacional del Sur.
- [34] Arias Rodríguez, C. A., & Duque Hernández, A. F. (2007). *Diseño e implementación sobre DSP de un controlador vectorial para el motor trifásico de inducción* [Tesis de ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas].
- [35] Gan, L., & Wang, L. (2012). Cascaded continuous-time model predictive control of induction motor. En *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canadá, 1696-1701. IEEE.
- [36] Alexander, C. K., & Sadiku, M. N. O. (2003). *Fundamentals of electric circuits* (4.^a ed.). McGraw-Hill.
- [37] Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., & Ng, K. (2015). *PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons.
- [38] Bazaraa, M. S., Sherali, H. D., & Shetty, C. M. (2013). *Nonlinear programming: Theory and algorithms* (3rd ed.). Wiley-Interscience.
- [39] Águila, J., Chiñas, C., Vargas, C., Sotelo, J., Hurtado, E., & García, E. (2020). Sintonización óptima de un controlador PID para un convertidor recortador-elevador CC-CC utilizando un algoritmo de optimización de manada de lobo gris. *e-Gnosis*, 18, 1-8.
- [40] Hernández, O. S., Caporal, R. M., Oliver, P. O., & Rodríguez, E. H. (2024). A cascade constrained MPC scheme for the speed and current control of an induction motor drive. 1-6.
- [41] Hasse, K., Walczyna, A. M., & Czarnecki, R. (1996). Input filter stability of drives fed from voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 143(5), 396-402.

- [42] Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new trans-vector closed loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, 34(5), 217-220.
- [43] Murphy, J. M. D., & Turnbull, F. G. (1988). *Power electronic control of AC motors*. Pergamon Press.
- [44] Pérez, J. L., & García, M. A. (2023). Análisis de sistemas de control en motores eléctricos. *TECNIA*, 28(56), 123-134.
- [45] Ramírez Sánchez, M. E. (2003). Simulación del control de velocidad por campo orientado de un motor de inducción utilizando un estimador de velocidad basado en observadores de flujo (Tesis de maestría en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica, Instituto Politécnico Nacional).
- [46] Takahashi, I., & Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5), 820-827.
- [47] Masiala, M., Vafakhah, B., Salmon, J., & Knight, A. M. (2008). Fuzzy self-tuning speed control of an indirect field-oriented control induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(6), 1732-1740.
- [48] Trabelsi, R., Khedher, A., Mimouni, M. F., & M'sahli, F. (2012). Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer. *Electric Power Systems Research*, 93, December 2012, 1-15.
- [49] Zhou, M., Cheng, S., Feng, Y., Xu, W., Wang, L., & Cai, W. (2022). Full-order terminal sliding-mode-based sensorless control of induction motor with gain adaptation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(2), 1978-1991.
- [50] LEM. (s. f.). Current Transducer LES series [Datasheet]. Recuperado de https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/les_series.pdf
- [51] Datasheet: 'Hex Level Shifter for TTL to CMOS or CMOS to CMOS'. Recuperado de <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/11974/ONSEMI/MC14504B.html>

- [52] Datasheet: 'High Speed Optocoupler, 10 MBd'. Recuperado de https://www.vishay.com/docs/84732/6n137_vo2601_vo2611.pdf
- [53] Datasheet: 'SKiiP 613 GD123-3DUL V3'. Recuperado de <https://assets.danfoss.com/documents/latest/421701/AI498334651778en-000101.pdf>
- [54] Datasheet: 'Electrical Motor Datasheet'. Recuperado de <https://equiposindustrialeshab.com/products/motor-electrico-abb-trifasico-2-hp-3550-rpm-arm-hierro-std-mod-a7b10001013502?srsltid=AfmBOopQaD4bdyMHaH6D6AwfFqTKHxEUR05gHzdm72Hmv2EQeag6KeyG>
- [55] Datasheet: 'STM32H7A3xI/G'. Recuperado de <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32h7a3ai.pdf>
- [56] Datasheet: 'SERIES: AMT333S | DESCRIPTION: MODULAR COMMUTATION ENCODER'. Recuperado de <https://www.sameskydevices.com/product/resource/amt33-v.pdf>
- [57] Krause, P. C., Wasynczuk, O., & Sudhoff, S. D. (2013). *Analysis of electric machinery and drive systems* (3rd ed.). Wiley-IEEE Press.
- [58] Zhou, M., Cheng, S., Feng, Y., Xu, W., Wang, L., & Cai, W. (2022). Full-order terminal sliding-mode-based sensorless control of induction motor with gain adaptation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(2), 1978–1991.
- [59] Abu-Rub, H., Iqbal, A., & Guzinski, J. (2012). *High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink models*. Wiley-IEEE Press.
- [60] Zhou, K., & Wang, D. (2002). Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis [Three-phase inverters]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1), 186–196.
- [61] Astrom, K. J., & Hagglund, T. (2006). *PID controllers* (2nd ed.). Research Triangle Park, NC: ISA – The Instrumentation, Systems, and Automation Society.
- [62] Ayastuy Rodríguez, A. (2014). *Optimización convexa aplicada a MPC* [Memoria de proyecto fin de carrera, Universidad de Sevilla, Escuela Técnica Superior de Ingeniería]. Recuperado de <https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/5442/fichero/memoria.pdf>

- [63] Tamayo-Román, E. D., Ordaz-Oliver, J. P., López-Pérez, P. A., González-Viveros, I., & Hernández-Hernández, J. L. (2022). Observador robusto de orden reducido aplicado a un biodigestor. *Pädi Boletín Científico de Ciencias Básicas e Ingenierías del ICBI*, 10(Especial 3), 48–56.
- [64] Caverly, R. J., & Forbes, J. R. (2019). LMI properties and applications in systems, stability, and control theory. *arXiv preprint arXiv:1903.08599*.
- [65] Bernstein, D. S. (2018). *Scalar, vector, and matrix mathematics: Theory, facts, and formulas*. Princeton University Press.
- [66] Poznyak, A. S. (2008). *Advanced mathematical tools for automatic control engineers* (Vol. 1). Elsevier.
- [67] Skogestad, S., & Postlethwaite, I. (2005). *Multivariable feedback control: Analysis and design* (2nd ed.). Wiley.
- [68] VanAntwerp, J. G., & Braatz, R. D. (2000). A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities. *Journal of Process Control*, 10(4), 363–385.
- [69] Boyd, S., & Vandenberghe, L. (2004). *Convex optimization*. Cambridge University Press.
- [70] Grant, M. C., & Boyd, S. P. (2010). CVX: A system for disciplined convex programming [Computer software]. Recuperado de <http://cvxr.com/cvx>
- [71] Datasheet: 'CSXX05, Current Sensor'. Recuperado de <https://www.sameskydevices.com/product/resource/csxx05b.pdf>
- [72] Rubio Soto, D. (2014). *Caracterización de motores de inducción trifásicos en aplicaciones de tracción* [Trabajo de fin de grado, Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú, Universitat Politècnica de Catalunya].
- [73] Jiménez Baracaldo, F. A. (2022). *Sistemas de variación de velocidad con motores trifásicos de inducción* [Trabajo de grado, Universidad Nacional Abierta y a Distancia (UNAD), Escuela de Ciencias Básicas, Tecnología e Ingeniería – ECBTI].
- [74] Jairaj, K. S., & Srikant, K. (2012). Simulation and testing of induction motors used with irrigation pumps. *International Journal of Automation and Power Engineering (IJAPE)*, 1(2), 32–37.

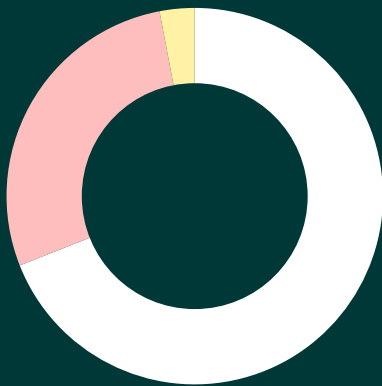
- [75] Lanchimba Coyago, P. J. (2023). *Sistema de bombeo a presión constante y riego programado de un invernadero en la parroquia de Cangahua, comuna Carrera* [Proyecto de titulación, Universidad Tecnológica Israel]. Quito, Ecuador.
- [76] Jassim, A. H., Hussein, A. A., & Abbas, L. F. (2021). The performance of a three-phase induction motor under and over unbalanced voltage. *Tikrit Journal of Engineering Sciences*, 28(2), 15–32.
- [77] Belaroussi, O., Terki, A., Ammar, A., & Ghilani, A. (2024). Experimental implementation of vector control of an induction motor for water pumping application. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC)*, 1–7. IEEE.
- [78] Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., & Tani, A. (2002). FOC and DTC: Two viable schemes for induction motor torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5), 779–787.
- [79] Gan, L. (2014). *Model predictive control of induction motor drive with constraints* (Tesis doctoral, School of Electrical and Computer Engineering, Royal Melbourne Institute of Technology, Victoria, Australia), 67–73.
- [80] Wang, F., Zhang, Z., Mei, X., Rodríguez, J., & Kennel, R. (2018). Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control. *Energies*, 11(1), 120, 1–13.
- [81] Wang, Z., Chen, J., Cheng, M., & Chau, K. T. (2015). Field-oriented control and direct torque control for paralleled VSIs fed PMSM drives with variable switching frequencies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3), 2417–2428.
- [82] Kakodia, S. K., & Dyanamina, G. (2019). Field oriented control of three-level neutral point clamped inverter fed IM drive. In *2019 9th Annual Information Technology, Electromechanical Engineering and Microelectronics Conference (IEMECON)*, Jaipur, India, 24–29. IEEE.
- [83] Appadurai, M., Fantin Irudaya Raj, E., & Venkadeshwaran, K. (2021). Finite element design and thermal analysis of an induction motor used for a hydraulic pumping system. *Materials Today: Proceedings*, 45(7), 7100–7106.

- [84] Obregón Lozano, J. E. (2005). *Medición de la eficiencia a motores de inducción utilizando el método de deslizamiento* [Tesis de maestría, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica], pp. 17–18.
- [85] Chapman, S. J. (2012). *Máquinas eléctricas* (5.^a ed.). McGraw-Hill.
- [86] Universidad Nacional de Mar del Plata. (2019). *Introducción al motor trifásico de inducción* [Apunte de cátedra]. Facultad de Ingeniería. Recuperado de https://www3.fi.mdp.edu.ar/electrica/maquinasyaccionamientos/subir/1.Teor%C3%ADa_apuntes_de_catedra/mae_2019_apunte_catedra6_introduccion_motor_trifasico_de_induccion.pdf
- [87] Siemens AG. (2016). *Basics of AC motors* [Curso en línea, quickSTEP Online Course - Siemens LMS].
- [88] Ogata, K. (1995). *Discrete-time control systems* (2nd ed.). Prentice Hall.
- [89] Khalil, H. K. (2002). *Nonlinear systems* (3rd ed.). Prentice Hall.
- [90] Tamayo Román, E. D. (2022). *Diseñar, simular y comparar un observador de estado adaptable para un biodigestor* [Tesis de maestría en Ciencias en Automatización y Control, Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo]. Recuperado de <http://dgsa.uaeh.edu.mx:8080/bibliotecadigital/handle/231104/2875>
- [91] Ahmed, A. A., Koh, B. K., & Lee, Y. I. (2018). A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14(4), 1334–1346.
- [92] Leonhard, W. (1985). *Control of electrical drives*. Springer-Verlag.
- [93] Morales-Caporal, R., Ordoñez-Flores, R., Huerta, E., Hernández, J., & Hernández, O. S. (2011). Simulación del control por campo orientado y del control directo del par de un servomotor síncrono de imanes permanentes con control inteligente de velocidad.
- [94] Habibullah, M. (2016). *Simplified finite-state predictive torque control strategies for induction motor drives* [Tesis doctoral, Faculty of Engineering and Information Technologies, The University of Sydney].

Apéndice A

Análisis antiplagio

Puntajes



Coincidencias de texto	28%
Parafraseo	3%
Texto citado	0%
Citas incorrectas	0%
No se encontraron coincidencias	69%

Riesgo de plagio

MUY ALTO

El riesgo de plagio indica cómo se distribuyen las coincidencias de texto en todo el documento. Hay un mayor riesgo cuando las coincidencias aparecen muy cerca, como en el mismo párrafo o sección.

Puntaje de similitud

El puntaje de similitud muestra cuántas palabras o caracteres en su documento son similares a textos en otros documentos, incluyendo texto parafraseado o citas incorrectas.

% **31**

Referencias

Estas son las fuentes de las coincidencias resaltadas en tu documento. Cada coincidencia está marcada con un número verde oscuro que corresponde a una fuente listada aquí. Las fuentes están ordenadas por similitud: a mayor puntuación, mayor coincidencia.

#	Fuente	%
1	hrudnick.sitios.ing.uc.cl	0.8%
2	gdl.cinvestav.mx	0.7%
3	revistacubanadefisica.org	0.6%
4	repositorioacademico.upc.edu.pe	0.6%
5	uvadoc.uva.es	0.5%
6	repositori.uji.es	0.5%
7	tesis.ipn.mx	0.5%
8	investigo.biblioteca.uvigo.es	0.5%
9	repositorio.uchile.cl	0.5%
10	mecamex.net	0.5%
11	u-cursos.cl	0.3%
12	docplayer.es	0.3%
13	yumpu.com	0.3%
14	patents.google.com	0.3%
15	tesis.ipn.mx	0.3%
16	periodicoelnuevomundo.com	0.2%
17	researchgate.net	0.2%
18	castman.co.kr	0.2%
19	docslide.us	0.2%
20	revespcardiol.org	0.2%
21	msdn.microsoft.com	0.2%
22	link.springer.com	0.2%
23	archive.org	0.2%

#	Fuente	%
24	cdmx.gob.mx	0.2%
25	medicina.unal.edu.co	0.2%
26	scielo.org.co	0.2%
27	revistaeconomiacritica.org	0.2%
28	idus.us.es	0.2%
29	selectromecanicosu.wixsite.com	0.2%
30	scielo.org.co	0.1%
31	1library.co	0.1%
32	researchgate.net	0.1%
33	industrias.gob.ec	0.1%
34	dspace.vgtu.lt	0.1%
35	upcommons.upc.edu	0.1%
36	gastechnology.org	0.1%
37	ijareeie.com	0.1%
38	idus.us.es	0.1%
39	docslide.net	0.1%
40	monografias.com	0.1%
41	sites.google.com	0.1%
42	digitalrepository.unm.edu	0.1%
43	er.dduvs.in.ua	0.1%
44	guiasalud.es	0.1%
45	accedacris.ulpgc.es	0.1%
46	emprendimientoiiimercadeo.wikispaces.com	0.1%
47	coursehero.com	0.1%
48	doku.pub	0.1%
49	lelinopontes.files.wordpress.com	0.1%
50	bellumartis.blogspot.com	0.1%
51	researchgate.net	0.1%
52	mdpi.com	0.1%
53	hellsingge.files.wordpress.com	0.1%
54	digital.publicacionsurv.cat	0.1%
55	esi2.us.es	0.1%
56	patents.google.com	0.1%
57	repositorio.uisrael.edu.ec	0.1%
58	documents.tips	0.1%

#	Fuente	%
59	myslide.es	0.1%
60	rei.iteso.mx	0.1%
61	idus.us.es	0.1%
62	journal.itny.ac.id	0.1%
63	researchgate.net	0.1%
64	teses.usp.br	0.1%
65	rabida.uhu.es	0.1%
66	unodc.org	0.1%
67	docplayer.es	0.1%
68	repositorio.uchile.cl	0.1%
69	tecnologia-lcp.orgfree.com	0.1%
70	digikay.com	0.1%
71	eurjhm.com	0.1%
72	constructorelectrico.com	0.1%
73	nicaraguaelectric.blogspot.com	0.1%
74	bibing.us.es	0.1%
75	repositorio.ug.edu.ec	0.1%
76	docslide.net	0.1%
77	mortality.org	0.1%
78	tede.unioeste.br	0.1%
79	doi.org	0.1%
80	coursehero.com	0.1%
81	repositorio.unsa.edu.pe	0.1%
82	bia.unibz.it	0.1%
83	bibdigital.epn.edu.ec	0.1%
84	academica-e.unavarra.es	0.1%
85	digibug.ugr.es	0.1%
86	pirhua.udep.edu.pe	0.1%
87	unimap.edu.my	0.1%
88	acceda.ulpgc.es	0.1%
89	archive.org	0.1%
90	prezi.com	0.1%
91	repo.uta.edu.ec	0.1%
92	robjhyndman.com	0.1%
93	oa.upm.es	0.1%

#	Fuente	%
94	vinculando.org	0.1%
95	repositorio.unap.edu.pe	0.1%
96	unimasr.net	0.1%
97	picuino.com	0.1%
98	researchgate.net	0.1%
99	airccj.org	0.1%
100	tesisenred.net	0.1%
101	documents.mx	0.1%
102	tdx.cat	0.1%
103	estudioeconomicos.colmex.mx	0.1%
104	archive.org	0.1%
105	ieeexplore.ieee.org	0.1%
106	repository.ucatolica.edu.co	0.1%
107	joanproject.weebly.com	0.1%
108	es.slideshare.net	0.1%
109	riunet.upv.es	0.1%
110	worldwidescience.org	0.1%
111	es.slideshare.net	0.1%
112	investigo.biblioteca.uvigo.es	0.0%
113	imt.mx	0.0%
114	dialnet.unirioja.es	0.0%
115	aprenderly.com	0.0%
116	ific.uv.es	0.0%
117	monografias.com	0.0%
118	researchgate.net	0.0%
119	scielo.org.mx	0.0%
120	researchgate.net	0.0%
121	digikay.es	0.0%
122	polipapers.upv.es	0.0%
123	tesis.uchile.cl	0.0%
124	researchgate.net	0.0%
125	researchgate.net	0.0%
126	triptolemos.org	0.0%
127	repositorio.ulima.edu.pe	0.0%
128	upcommons.upc.edu	0.0%